Джон Ленк

Наръчник

по опростено проектиране на схеми с полупроводникови елементи

ТЕХНИКА

ДЖОН ЛЕНК

Наръчник по опростено проектиране на схеми с полупроводникови елементи

ПРЕВЕЛ ОТ АНГЛИЙСКИ ЕЗИК
ИНЖ. СТЕФАН ИВ. ПОПОВ

ДЪРЖАВНО ИЗДАТЕЛСТВО „ТЕХНИКА“
СОФИЯ, 1981

http://spoika.info

УДК 621.38

В наръчника опростено, стъпка по стъпка, е показано овладяването на изкуството за проектиране на полупроводниковите схеми, като не се изисква предварителен конструкторски опит за използуване на посочените данни и методики за проектиране. Разгледано е изчисляването и конструирането на нискочестотни и високочестотни усилватели, операционни усилватели, осцилатори, токозахранващи устройства. За всяка методика най-напред е дадено проектирането на готова експериментална схема, след това се дават указания за промяна на някои от компонентите, така че да се получат желаните резултати, показани са и някои прости практически приложения. Книгата е богато илюстрирана, математическият апарат е сведен до минимум.

Книгата е предназначена за инженери, радиолюбители, студенти от ВТУЗ и ученици от техникумите.

John Lenk
Handbook of Simplified Solid — State Circuit Design Prentice — Hall, I nc., Englewood Cliffs, 1979

© 1979 by Prentice — Hall, Inc.
All Right Reserved

© Стефан Иванов Попов,
превод от английски език, 1981

621

СЪДЪРЖАНИЕ

Предговор 7

Глава първа 11

Основни правила за проектиране 11

1-1. Как да се използува тази книга 11
1-2. Тълкуване на справочните данни 12
1-3. Определяне на параметрите при различни честоти 18
1-4. Проблеми при проектирането, свързани с температурата 24
1-5. Използуване на товарни прави при опростеното проектиране 35
1-6. Основни схеми за преднапрежение 36
1-7. Практически методи за проектиране 50
1-8. Практически методи за монтиране на транзисторите 63

Глава втора 72

Нискочестотни усилватели 72

2-1. Основен тип нискочестотен усилвател 72
2-2. Нискочестотен усилвател с шунтиращ кондензатор в емитера на транзистора 78
2-3. Нискочестотен усилвател с частично шунтиран емитер 80
2-4. Директно свързани усилватели на напрежение 81
2-5. Безтрансформаторни многостъпални нискочестотни усилватели 85
2-6. Примери за безтрансформаторни директно свързани нискочестотни усилватели 95
2-7. Комплементарни усилватели на мощност със защита срещу късо съединение 106
2-8. Многостъпални нискочестотни усилватели с трансформаторна връзка . . . 121
2-9. Регулатори в нискочестотните усилватели 137
2-10. Нискочестотни филтри 146
2-11. Методи за измерване на нискочестотни стъпала 150
2-12. Честотна характеристика 150
2-13. Отстраняване на грешки при проектирането чрез използуване на резултатите от измерванията 164

Глава трета 169

Операционни усилватели с интегрални схеми 169

3-1. Основен тип операционен усилвател с интегрална схема 170
3-2. Съображения за определянето на амплитудно-честотната характеристика и коефициента на усилване 181
3-3. Тълкуване на справочните данни за интегралните схеми 205
3-4. Интегрален операционен усилвател 228
3-5. Суматор с интегрален операционен усилвател 233
3-6. Интегратор с интегрален операционен усилвател 235
3-7. Диференцираща схема с интегрален операционен усилвател 239
3-8. Теснолентов избирателен усилвател 241
3-9. Широколентов избирателен усилвател 143

3-10. Интегрален усилвател с коефициент на усилване 1 242
3-11. Интегрален усилвател с коефициент на усилване 1 и повишена скорост на изменение на изходното напрежение 246
3-12. Интегрален операционен усилвател с висок входен импеданс 249
3-13. Усилвател на разлика с интегрален операционен усилвател 251
3-14. Преобразувател напрежение-ток 153
3-15. Преобразувател напрежение-напрежение 255
3-16. Нискочестотен генератор на синусоидално напрежение с интегрален операционен усилвател 256
3-17. Методи за измерване параметрите на операционни усилватели 258

Глава четвърта 271

Високочестотни усилватели 271

4-1. Резонансни вериги 271
4-2. Основни методи за проектиране на високочестотни усилватели 277
4-3. Усилватели на мощност и умножители на честота 293
4-4. Използуване на графики от справочниците при проектиране на високочестотни усилватели схеми 306
4-5. Опростен метод за проектиране на високочестотни усилватели чрез използуване на *y*-параметрите 329
4-6. Усилватели на напрежение 339
4-7. Смесители и преобразуватели на честотата 345
4-8. Детектори 350
4-9. Честотни дискриминатори и детектори на отношение 353
4-10. Схеми за АРС-АРУ 357
4-11. Методи за измерване параметрите на високочестотните усилватели . . . 361

Глава пета 379

Схеми за генериране и обработване на сигнали 379

5-1. Основни съображения при проектиране на генератори 379
5-2. *LC*-и кварцово стабилизирани генератори 381
5-3. *RC*-генератор 396
5-4. *RC*-генератор с двоен Т-мост 399
5-5. Блокинг-генератор 402
5-6. Мултивибратор 409
5-7. Обработка на правоъгълни импулси 415
5-8. Обработка на синусоидални колебания 419
5-9. Методи за измерване на схеми за генериране и обработване на сигнали 426

Глава шеста 430

Токозахранващи устройства 430

6-1. Основна схема на полупроводников токоизправител 430
6-2. Стабилизиране на напрежение с ценеров диод 434
6-3. Увеличаване на напрежението, стабилизирано с ценерови диоди 437
6-4. Увеличаване на тока, стабилизиран с ценеров диод 440
6-5. Защита по ток 444
6-6. Стабилизатор на напрежението с обратна връзка 448
6-7. Компенсация на изменението на входното напрежение 451
6-8. Импулсен стабилизатор на напрежение 454
6-9. Преобразувател постоянно напрежение — постоянно напрежение (трансвертер) 469
6-10. Методи за измерване на токозахранващи устройства 480

ПРЕДГОВОР

Това второ издание на „Наръчник по опростено проектиране на схеми с полупроводникови елементи" притежава всички достойнства, които направиха така успешна първата книга, т. е. то предлага опростено, стъпка по стъпка, запознаване с проектирането на схеми с полупроводникови елементи. Всички глави на второто издание са разширени или допълнени, за да се включи нов материал. Съществуващите данни са подновени, за да се отразят съвременните насоки на проектирането. Също така голяма част от материала на първото издание е преработена с цел изясняване и/или опростяване. За да се използуват данните и методите, описани във второто издание, *не е необходим никакъв предварителен опит* в проектирането на схеми с полупроводникови елементи.

Както и в оригинала, всички задачи за проектиране започват с посочването на приближени методи или „рецепти" за избор на компоненти на базата на опитни данни, като се има пред вид целта на проектирането и определен набор от условия. След това чрез използуването на тези приблизителни стойности желаните резултати (коефициент на усилване, амплитудно-честотна характеристика, съгласуване на импеданси и пр.) се постигат чрез изменение на стойностите на елементите в опитната постановка.

Във второто издание е отделено внимание главно на простия, практически подход при проектирането на схемите, като не става дума за анализ на схемите и за конкретни апаратури. Теорията е сведена до минимум и се използува само когато е необходима, за да се обясни даден етап на проектирането. Така читателят не е принуден да помни сложни теоретични сведения и абстрактни математически формули, за да използува данните за проектиране. При всяка схема с полупроводникови елементи е възможно прилагането на определени правила за избор на компонентите. Тези правила могат да бъдат записани като основни уравнения, за решаването на които е нужно познаването само на простите аритметични закони.

Стойностите на компонентите ще зависят от характеристиките на транзистора, наличното токозахранване, желаното действие (усилване по напрежение, стабилност и др.) и от външни за схемата условия (съгласуване на импеданса по вход/изход, амплитуда на входния сигнал и др.). Характеристиките на транзистора трябва да се намерят в справочника на фирмата-производител или да се определят опитно. След това могат да се определят характеристиките на стъпалото, като се приемат разумни стойности

за отделните параметри на транзистора. Често завършената схема е резултат на много компромиси между желаните резултати и наличните елементи. Във второто издание проблемът за тези компромиси се обсъжда опростено, от гледна точка на практиката.

Предполага се, че читателят е запознат с основите на полупроводниковата техника дотолкова, доколкото авторът е направил това чрез книгата си „Наръчник по транзистори" (Handbook for Transistors, Prentice — Hall, Englewood Cliffs, N. J., 76). Особено важно е читателят да може да тълкува справочните данни за полупроводниковите елементи. Въпреки това обаче *не е необходимо да се връщате към някоя от предишните книги на автора, за да разберете и използувате това второ издание.*

Първата глава на тази книга е посветена на основните правила при проектиране, особено на тези, свързани с начините за подаване на преднапрежение. Те са важни, защото във всяка транзисторна схема трябва да се осигури правилно преднапрежение на транзистора. Във второто издание тази глава е разширена с допълнителни сведения относно монтирането на мощни полупроводници с метален корпус.

Втората глава е посветена изцяло на проектирането на нискочестотни усилватели. Във второто издание е разширен разделът за безтрансформаторните нискочестотни усилватели, а разделът за трансформаторното свързване е преработен.

В трета глава са разгледани операционните усилватели. Във второто издание е прието, че понастоящем при проектирането на всякакви схеми с операционни усилватели се използуват предимно произвежданите аналогови интегрални схеми. Като се има пред вид това, в трета глава е отделено внимание главно на елементите, включвани допълнително към интегралната схема, за да променят параметрите и с цел постигане на определени функции или характеристики (изменение на амплитудно-честотната характеристика, коефициента на усилване и др.), както и на тълкуването на справочните данни за интегралните схеми и на експерименталните резултати.

В четвърта глава са описани високочестотни вериги, по-специално високочестотни усилватели на мощност, които трябва да бъдат проектирани „от нищо". (Общо взето, високочестотните схеми не се предлагат като интегрални или в един корпус.) Второто издание е разширено, за да се разгледат *y*-параметрите (как *y*-параметрите се приспособяват към опростеното проектиране), и съдържа примери за използуването на *y*-параметрите при проектирането на усилватели на мощност за метрови и дециметрови вълни. Включено е и кратко разяснение за диаграмата на Смит.

В пета глава са разгледани схеми за генериране и обработване на сигнали. Разделът за високочестотните генератори е преработен чувствително, за да се отразят съвременните тенденции при проектирането им.

В шеста глава са разгледани полупроводниковите токозахранващи устройства, включително преобразуватели и стабилизатори на напрежение. Добавен е нов раздел, отнасящ се за ключови стабилизатори на напрежение.

Много специалисти допринесоха със своя талант и знания за преработването и разширяването на новото издание. Авторът с благодарност признава, че огромното усилие да се направи от второто издание такъв изчерпателен наръчник е непосилно за един човек и благодари на всички, които пряко или косвено са допринесли за неговото създаване. Авторът отправя специална благодарност към: Отдела за полупроводници на Моторола, Отдела за полупроводникови елементи на Дженеръл Илектрик, Отдела за компоненти на Тексас Инструментс и Отдела за полупроводници на RCA*. Авторът желае да благодари също и на г. Джозеф А. Лейбък от колежа Вали, Лос Анжелиз.

Джон Д. Ленк

* Radio Corporation of America — бел. ред.

1

ОСНОВНИ ПРАВИЛА ЗА ПРОЕКТИРАНЕ

В тази глава ще бъдат установени редица основни правила. Общо взето, тези правила ще се прилагат при всички схеми, обсъждани в останалите глави. Не е необходимо да запомняте тези правила, защото те ще се повтарят твърде често по-нататък. Все пак Ви препоръчвам да прочетете изцяло тази глава, преди да опитате да проектирате каквато и да е схема, дори най-простия диоден детектор.

1-1. КАК ДА СЕ ИЗПОЛЗУВА ТАЗИ КНИГА

След като прочетете тази глава, можете направо да преминете към раздела, който описва методите за проектиране на определена схема. Използувайте съдържанието или азбучния указател, за да намерите първата страница на съответния раздел. Всички стъпала от даден вид (генератори, нискочестотни усилватели, високочестотни усилватели и пр.) са групирани в отделни глави. Всяка глава съдържа раздели, описващи различни стъпала от един и същи вид. Разделите или изясняват изцяло съответния проблем, или препращат читателя към друг раздел (чрез съответния номер на раздела).

По подобен начин е подреден и материалът във всеки раздел. Отначало се дава принципна схема на стъпалото заедно с кратко описание на начина на действие. Където е необходимо, в принципната схема са добавени работни характеристики на стъпалото (под формата на уравнения), както и практически правила за определяне на стойностите на компонентите (също под формата на уравнения).

След това се обсъждат различни съображения, на които се обръща внимание при проектирането, например желаното действие на стъпалото, използуването му заедно с други стъпала, наличното (или необходимото) токозахранване и др. Всеки от главните критерии при проектирането (захранващо напрежение, коефициент на усилване, работна честота, избор на определен тип транзистор, работна точка и пр.) се разяснява поотделно. Следва припомняне на уравненията (дадени към принципната схема) и се посочват начините за определяне на такива стойности на компо-

нентите, които биха осигурили желаното действие на стъпалото.

Накрая обикновено се дава и пример за проектиране на съответния вид стъпало. Пресмята се стойността на всеки компонент от схемата, като стъпка по стъпка се прилагат установените по-рано правила.

Където е възможно, са посочени подробно начините за измерване и изпитване на завършената разработка (обикновено в края на главата).

1-2. ТЪЛКУВАНЕ НА СПРАВОЧНИТЕ ДАННИ

По-голяма част от основната информация, нужна за проектирането на стъпало с определен тип транзистор, може да бъде получена от справочник. Има и някои изключения от това правило. При работа на свръхвисоки честоти или в цифрови схеми, където от особено значение са характеристиките на превключване, може да се окаже необходимо да се изпита транзисторът в условия, близки до работните.

Във всички случаи е необходимо да се разбират справочните данни. Всеки производител на елементи издава и справочници за тях. Би било непрактично тук да се обсъждат всички видове справочници. Вместо това ние ще обясним типичната информация, която може да се намери в тях, и ще посочим как тя може да се използува при опростеното проектиране.

На фиг. 1-1 е даден лист със справочни данни за транзистора 2N 332. Това е транзистор, който се използува за промишлени нужди, но е подходящ за маломощни НЧ усилватели, за работа на честоти до 10 MHz, както и в превключващи схеми.

1-2.1. Максимално напрежение

Първите посочени характеристики са *максималните напрежения*. Във фиг. 1-1 е дадено максимално колекторно напрежение U_{CBO} от 45 V. В действителност това е по-скоро изпитвателно, отколкото работно напрежение. (U_{CBO} обикновено означава пробивно напрежение колектор — база при отворена емитерна верига. Транзисторите обаче не работят с отворена емитерна верига.) При проектирането стойността 45 V обаче трябва да бъде приета като *максимално възможно* колекторно напрежение за този тип транзистор. По отношение на максималното колекторно напрежение имайте пред вид следното: с изключение на високочестотните усилватели, използувани в предавателите, повечето транзистори работят при някаква стойност на колекторното напрежение U_C, която е по-малка от стойността на напрежението на токоизточника (U_{CC}). Например при нормалното положение на ра-

ТИПИЧНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ТРАНЗИСТОР 2N332

Максимално допустими стойности (25°C)

Напрежения:		
Колектор-база (отворен емитер)	U_{CBO}	45 V
Емитер-база (отворен колектор)	U_{EBO}	1 V
Ток на колектора	I_C	25 mA
*Мощност**		
Разсейвана мощност от колектора (25° C)	P_C	150 mW
Разсейвана мощност от колектора (125° C)	P_C	50 mW
Температурен обхват:		
На съхранение	T_{STG}	от —65° C до 200° C
Работен	T_A	от —55° C до 175° C

Електрически характеристики (25°C)

(Ако не е упоменато нещо друго, U_{CB} =5 V, I_E = —1 mA, f=1 kHz)

		мин.	ном.	макс.	
Малосигнални параметри:					
Коефициент на усилване по ток	h_{fe}	9	15	20	
Входен импеданс	h_{ib}	30	53	80	Ω
Коеф. на обратна връзка по напрежение	h_{rb}	0,25	1,0	5,0 $\times 10^{-4}$	
Изходна проводимост	h_{ob}	0,0	0,25	1,2	μs
Усилване по мощност (U_{CE} =20 V; I_E = —2 mA; f =1 kHz; R_G =1 kΩ; R_T =20 kΩ)	G_e		35		dB
Шумово число	NF		28		dB
Високочестотни параметри:					
Гранична честота (U_{CB} =5 V; I_E = —1 mA)	f_{ab}		15		MHz
Капацитет колектор-база (U_{CB} =5 V; I_E = —1 mA; f =1 MHz)	C_{cb}		7		pF
Усилване по мощност в схема общ емитер (U_{CB} =20 V; I_E = —2 mA; f =5 MHz)	G_e		17		dB
Постояннотокови параметри:					
Пробивно напрежение колектор-емитер (I_{CBO} =50 μA; I_E =0; T_A =25° C)	$B\ U_{CBO}$		45		V
Обратен колекторен ток (U_{CB} =30 V; I_E =0; T_A =25° C)	I_{CBO}		0,2	2	μA
(U_{CB} =5 V; I_E =0; T_A =150° C)	I_{CBO}			50	μA
Съпротивление на насищане на колекторния преход (I_B =1 mA; I_C =5 mA)	R_{SC}		80	200	Ω
Параметри на транзистора като ключ:					
(I_{B1} =0,4 mA; I_{B2} = —0,4 mA; I_C =2,8 mA)					
Време на закъснение	t_d		0,75		μs
Време на нарастване	t_r		0,5		μs
Време на съхранение	t_s		0,05		μs
Време на спадане	t_f		0,15		μs

*Намалява се с 1 mW на всеки 1° C нарастване на температурата на околната среда.

Фиг. 1-1. Типични справочни данни за транзистор 2N332

ботната точка в една типична усилвателна схема в режим клас А колекторното напрежение е половината от захранващото напрежение. Стойността на колекторното напрежение обаче ще стане равна или ще се доближи до стойността на захранващото напрежение, когато транзисторът е запушен или е близко до запушване.

Следователно:

Никога не проектирайте схема, в която колекторът на транзистора е свързан дори и през резистор към източник, чието напрежение е по-високо от пробивното напрежение на транзистора.

Следващият проблем, свързан с максималните напрежения при проектирането, е този за вида на захранващото напрежение. Когато захранващият източник е батерия, тя не може да даде поголямо от номиналното си напрежение. Обаче ако *схемата се захранва от електронен захранващ източник,* винаги е възможно да се получи известно изменение на напрежението. Следователно:

Винаги когато се използува електронен захранващ източник, допускайте известно изменение на захранващото напрежение.

Друг фактор, който действува върху максималното напрежение, е температурата. Забележете, че на фиг. 1-1 максималното колекторно напрежение е дадено за температура 25° С. Обикновено пробив настъпва при по-ниско напрежение, ако температурата се повиши. Този проблем е обсъден по-нататък в раздел 1-4.

На фиг. 1-1 е посочено и максималното напрежение U_{EBO} от 1V. То също е напрежение на изпитване, а не работно напрежение. Обикновено през прехода база-емитер винаги протича някакъв ток. Падът на напрежение върху прехода е около 0,2 до 0,4 V за германиевите и около 0,5 до 0,7 V за силициевите транзистори. По-малките напрежения база-емитер (0,2 V или 0,5 V) ще доведат до протичането на определен ток, докато по-високите напрежения (0,4 V или 0,7 V) ще предизвикат протичането на много по-голям ток. В раздел 1-6 са обсъдени различните начини за създаване на подходящ пад на напрежение върху прехода база-емитер. Могат да се използуват както по-високи, така и по-ниски напрежения в зависимост от желания ефект.

Общо взето, по-малките напрежения база-емитер предизвикват по-малък колекторен ток и по-малка разсеяна мощност при липса на сигнал. По-високите напрежения база-емитер могат да доведат до работа в по-линейната част на характеристиките на транзистора. За уеднаквяване на изчисленията в тази книга ще се използуват винаги по-ниските напрежения база-емитер. Обаче при желание чрез незначително изменение на стойностите на компонентите, които създават преднапрежение на транзистора, вие

може да получите и друго — по-високо напрежение на прехода база-емитер.

При практическото проектиране често е необходимо напрежението база-емитер да се избира в зависимост от *входния сигнал* на стъпалото, а не по произволна точка от характеристиките на транзистора. Помнете, че входният сигнал за транзистора може да идва от външен източник или от предходното стъпало, а в случай на генератор или операционен усилвател може да бъде *обратна връзка*. Следователно:

Винаги освен нормалния постояннотоков режим трябва да се отчита влиянието на входния сигнал, който може да се приложи на прехода база-емитер.

1-2.2. Колекторен ток

Във фиг. 1-1 за колекторния ток е посочена стойността 25 mA също при температура 25° С. Както ще стане дума по-нататък, колекторният ток нараства при повишаване на температурата (а и температурата на прехода нараства при увеличаване на тока). Следователно:

Никога не оставяйте транзистора да работи с колекторен ток, равен или близък по стойност с посочения в справочника максимално допустим колекторен ток.

В практическите задачи за проектиране най-голямо значение има мощността, разсейвана в колекторната верига (а не даден ток). Да предположим например, че колекторът работи при напрежение 45 V и с ток 25 mA. Това ще доведе до разсейване на мощност от над 1 W, която е много по-голяма от посочените в справочника 150 mW при 25° С.

Разбира се, ако сте абсолютно сигурни, че транзисторът ще разсее всяко повишаване на температурата (което практически е невъзможно), схемата би могла да работи със стойности на тока, близки до максимално разрешените.

1-2.3. Мощност и температурен обхват

Способността на един транзистор да разсейва мощност е тясно свързана с работния температурен обхват. Както е посочено във фиг. 1-1, разсейваната мощност за транзистора 2N 332 е 150 mW при температура 25° С, 50 mW при 125° С и трябва да бъде намалявана с по 1 mW за всеки градус (° С) нарастване на температурата на околната среда. Поради изключителната важност на този въпрос на него е отделено специално внимание в раздел 1-4.

1-2.4. Малосигнални параметри

Малосигналните параметри могат да бъдат определени като параметри, при които променливотоковият сигнал е малък в сравнение с постоянните токове и напрежения на транзистора. Например h_{fe} или *коефициентът на предаване по ток в права посока* (познат също и като *променливотоков* β или *динамичен* β) се измерва обикновено чрез отчитане промяната на колекторния променлив ток при дадена промяна на базовия променлив ток, без да се вземат под внимание постоянните токове на базата и колектора.

Малосигналните параметри не представляват действително солидна основа за практически анализ и проектиране. Както е показано в съответните глави, параметрите на един транзистор в действуваща схема могат да бъдат установени чрез стойностите на компонентите (разбира се, в определени граници). Има две основни съображения за този подход към проблема.

Първо, не всички производители посочват едни и същи малосигнални параметри в своите справочници. Често нещата се объркват още повече поради това, че производителите наричат еднаквите параметри с различни имена (или дори използуват еднакви имена за означаване на различни параметри).

Второ, малосигналните параметри, посочени в справочните, се базират на съвкупност от *определени работни условия*. Ако условията се променят (както става на практика при всяка схема), параметрите се изменят. Например бета се изменя рязко при промяна на температурата, честотата и положението на работната точка. Следователно:

Използувайте малосигналните параметри като изходни данни за опростено проектиране, а не като твърди и неотменни правила.

1-2.5. Високочестотни параметри

Високочестотните параметри са особено важни за проектирането на високочестотни стъпала. Както ще става дума в следващите глави, някои вериги (високочестотни стъпала в предавателите) изпълняват двойна функция — честотна избирателност (чрез трептящия кръг) и импедансно съгласуване между транзистора и товара. За съжаление информацията за високочестотните параметри, посочена в много от справочниците (както и на фиг. 1-1), не е подходяща за опростено проектиране. За да се съгласуват правилно импедансите, трябва да се отчитат както активната (реалната), така и реактивната (имагинерната) компонента на импедансите. Реактивната компонента (индуктивна или капацитивна) се изменя с честотата. Поради това е необходимо да се

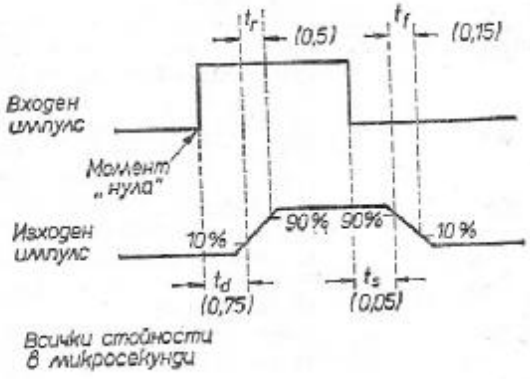
познават стойностите на реактивната компонента в широк честотен обхват, а не за определена зададена честота (освен ако е наложително да се проектира точно за тази честота). Най-добрият начин да се посочи как активното и реактивното съпротивление се изменят при промяна на честотата е да се начертаят съответните графики. За щастие производителите, които предлагат високочестотни транзистори, обикновено разполагат с графики, отразяващи изменението на параметрите в предполагаемия честотен обхват.

1-2.6. Постояннотокови параметри

Постояннотоковите параметри, въпреки че са важни при проектирането на веригите за преднапрежение, не оказват твърде голямо влияние върху работата на завършената схема. Постояннотоковите параметри, дадени във фиг. 1-1, са по-точно стойности за изпитване на транзистора, отколкото проектни или работни параметри. Главното, което трябва да се помни за тях, е, че те служат като изходни данни при проектирането на веригите за осигуряване на постояннотоковия режим на транзистора и че те се променят при изменение на температурата.

1-2.7. Параметри на превключване

Параметрите на превключване са важни при проектиране на импулсни схеми (мултивибратори, ключове и пр.). Времената на превключване, дадени във фиг. 1-1, са показани на фиг. 1-2. Тези временни интервали (време на закъснение, време на нарастване, време на съхранение, време на спадане) определят границите на работния диапазон на превключващите схеми. Например транзисторен ключ с време на нарастване 20 ns не бива да се използува за пропускане на импулс с време на нарастване (преден фронт) 15 ns, защото той ще бъде безнадеждно изкривен. Също така, ако към импулс с продължителност 1 μs се прибави време на



Фиг. 1-2. Дефиниране на времената на превключване

закъснение 1,5 μs, ще бъдат абсолютно необходими поне 2,5 μs преди постъпването на следващия импулс. Това означава, че максималната честота на повторение на импулсите ще бъде 400 kHz ($1:2{,}5.10^{-6}=400\,000$ Hz).

1-3. ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ПАРАМЕТРИТЕ ПРИ РАЗЛИЧНИ ЧЕСТОТИ

Параметрите на транзисторите в справочниците са зададени за някаква определена честота. Често е необходимо стойността на даден параметър да бъде известна и за някаква друга честота. В следващите раздели са посочени начините за преминаване от един параметър към друг при различни честоти.

1-3.1. Връзки между параметрите

Единият или двата главни параметъра h_{fb} (алфа) и h_{fe} (бета) могат да се намерят в повечето справочници. (В табл. 1-1 е даден списък на термините, които се използуват в този раздел.)

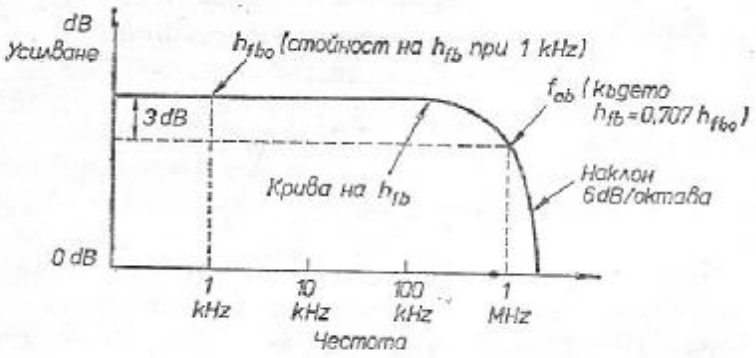
Таблица 1-1. Списък на термините

Символ		Определение
h_{fb}	—	Коефициент на усилване по ток в права посока за схема обща база
h_{fbo}	—	Стойност на h_{fb} за честота 1 kHz
h_{fe}	—	Коефициент на усилване по ток в права посока за схема общ емитер
h_{feo}	—	Стойност на h_{fe} за честота 1 kHz
f_{ab}	—	Гранична честота на коефициента на усилване по ток при схема обща база. Честота, при която h_{fb} спада с 3 dB спрямо h_{fbo} (при тази честота $h_{fb}=0.707\ h_{fbo}$).
f_{ae}	—	Гранична честота на коефициента на усилване по ток при схема общ емитер. Честота, при която h_{fe} спада с 3 dB спрямо h_{feo} (при тази честота $h_{fe}=0{,}707\ h_{feo}$).
f_T	—	Произведение коефициент на усилване по широчина на пропусканата честотна лента. Честота, при която $h_{fe}=1$ (0 dB).
G_{pe}	—	Коефициент на усилване по мощност за схема общ емитер.
f_{max}	—	Максимална честота на генериране. Честота, за която $G_{pe}=1$(0 dB).
K	—	Коефициент на изменение на фазата (изменение на фазата на тока на базата на транзистора).

1-3.1.1. Параметри при схема обща база

h_{fbo} — стойността на h_{fb} за честотата 1 kHz остава постоянна при повишаване на честотата до достигане на някаква горна граница. След тази граница h_{fb} спада бързо. Честотата, при коя-

то става рязкото спадане на h_{fb}, представлява основа за сравняване на очаквания честотен параметър (усилване) на различните транзистори. Тази честота е известна като f_{ab} и се определя като честота, при която h_{fb} спада с 3 dB спрямо h_{fbo}.



Фиг. 1-3. Зависимост на коефициента на усилване по ток от честотата за схема обща база. С разрешение на Моторола

На фиг. 1-3 е дадена кривата на зависимостта на h_{fb} от честотата за транзистор с f_{ab}=1 MHz. Тази крива има следните важни особености:

1. При честоти, по-ниски от f_{ab}, h_{fb}, е почти постоянен и приблизително равен на h_{fbo}.
2. При честоти, близки до f_{ab}, h_{fb}, започва да спада значително.
3. За честоти над f_{ab} скоростта на спадане на h_{fb} при нарастване на честотата достига 6 dB/октава.

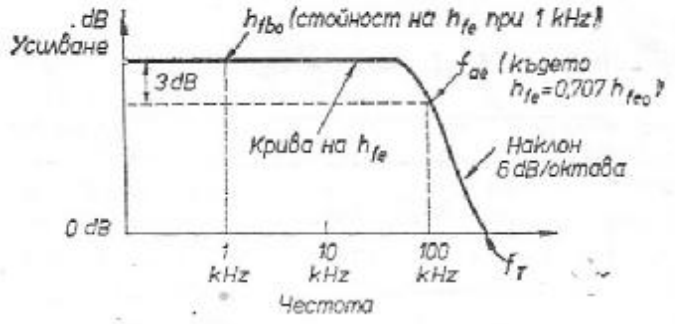
Графиката на зависимостта на коефициента на усилване по ток от честотата за какъвто и да е транзистор за схема обща база има същия общ вид, както кривата на фиг. 1-3.

1-3.1.2. Параметри при схема общ емитер

Параметърът при схема общ емитер, който съответствува на f_{ab}, е f_{ae} — граничната честота на коефициента на усилване по ток при схема общ емитер. f_{ae} е честотата, при която h_{fe} (бета) спада с 3 dB спрямо h_{feo}. Типичната крива на зависимостта на h_{fe} от честотата за транзистор с f_{ae}=100 kHz е показана на фиг. 1-4. Вижда се, че тя има същите характерни особености, както и кривата от фиг. 1-3, т. е. за честоти над f_{ae} коефициентът на усилване по ток h_{fe} започва да намалява с по 6 dB/октава.

Разгледаните характеристики позволяват такава крива да бъде построена за всеки транзистор, стига да са известни h_{feo} и f_{ae}. След построяването на кривата може да бъде определен h_{fe} за коя да е честота. Освен това, ако не е известна f_{ae}, кривата също може да бъде построена, ако се знаят h_{feo} и h_{fe} за *коя*

да е честота над f_{ae}. Следователно, за да се намери h_{fe} при коя да е честота, е необходимо само да се знае h_{feo} (който може да се вземе от повечето справочници) и f_{ae} или h_{fe} при някоя честота, по-висока от f_{ae}.



Фиг. 1-4. Типична зависимост на коефициента на усилване по ток от честотата за схема общ емитер. С разрешение на Моторола

1-3.1.3. Произведение коефициент на усилване по широчина на пропусканата честотна лента

Произведението на коефициента на усилване по широчината на пропусканата честотна лента f_T се дава в справочниците понякога вместо f_{ae} (или вместо h_{fe} за някоя честота, по-висока от f_{ae}). f_T е честотата, при която коефициентът на усилване спада на 1 (0 dB). Приблизителната стойност на f_T може да се получи чрез умножаване на f_{ae} с h_{feo} ($f_T = f_{ae} . h_{feo}$).

В справочниците, в които h_{fe} е зададен за някоя честота, по-висока от f_{ae}, приблизителната стойност на f_T може да се получи, като тази честота се умножи по съответния h_{fe}.

Трябва да се отбележи, че f_T е параметър, който се отнася за *схема общ емитер* и не бива да се използува при пресмятания за схема обща база. Също така би трябвало да се отбележи, че f_T за схема общ емитер приблизително отговаря на f_{ab} за схема обща база. Обикновено f_T е малко по-малка от f_{ab}.

1-3.1.4. Максимална работна честота

Въпреки че коефициентът на усилване по ток за схема общ емитер е равен на 1 при f_T, възможно е да съществува значителен коефициент на усилване по мощност, който се дължи на различните стойности на входния и изходния импеданс на стъпалото. Така че f_T не е винаги най-високата работна честота, при която би могъл да бъде използуван даден транзистор в схема общ емитер. Поради това като допълнителен параметър се задава максималната честота на осцилациите (f_{max}).

При честотата f_{max} коефициентът на усилване по мощност за схема общ емитер става равен на 1. Графиката, изразяваща зависимостта на коефициента на усилване по мощност при схема общ емитер от честотата, има същия вид, както графиката на коефициента на усилване по напрежение. Кривата е подобна на тази, показана на фиг. 1-4.

Максималната честота на осцилациите f_{max} може да бъде намерена чрез измерване коефициента на усилване по мощност за някоя честота, отчетена върху наклона 6 dB/октава върху графиката на зависимостта на коефициента на усилване по мощност от честотата. След това корен квадратен от модула на коефициента на усилване по мощност трябва да се умножи с честотата, за която е измерен.

Неудобството тук е, че в справочниците не винаги се указва дали коефициентът на усилване по мощност е измерен за честота, намираща се върху наклона на графиката. Въпреки това има някои особености, които могат да бъдат използувани за определяне на положението на коефициента на усилване по мощност върху кривата.

Ако са дадени две стойности на коефициента на усилване по мощност, може да се приеме, че тази при по-високата честота се намира върху наклона и тя може да се използува за намиране на f_{max}. Например в справочните данни от фиг. 1-1 е посочено усилване по мощност 35 dB (3000 пъти) за честота 1 kHz и 17 dB (50 пъти) за честотата 5 MHz. Стойността 17 dB (50 пъти) трябва да се използува за определяне на f_{max} по формулата

$$f_{max} = \text{честота на измерването} . \sqrt{\text{усилване по мощност в пъти}}$$
$$= 5\sqrt{50}$$
$$= 35 \text{ MHz (приблизително).}$$

Ако е дадена стойността на коефициента на усилване по мощност за *честота, по-висока* от f_{ae}, може да се приеме, че тази стойност на коефициента на усилване по мощност се намира върху наклона на кривата и тя трябва да се използува за определяне на f_{max}.

1-3.2. Преобразуване на параметрите

Един от проблемите при използуването на справочниците е смесването на различните параметри. Например в справочника за транзистор 2N 332 е даден типичен коефициент на усилване по ток h_{fe} (бета), равен на 15, и гранична честота f_{ab} за схема обща база 15 MHz. По същия начин в справочника за транзистор 2N 337 са дадени номинален коефициент на усилване по ток h_{fe}, равен на 55 (в пъти), и номинална гранична честота 30 MHz

Много други справочници съдържат сведения от подобен вид. Затова при проектирането е необходимо понякога да се преобразува един параметър в друг. Обикновено се налага преобразуване на параметрите за схема обща база в параметри за схема общ емитер, но обратното също е възможно. Преминаването от един параметър към друг става по следния начин:

Определяне на бета при зададен алфа:

$$\text{бета} = \frac{\text{алфа}}{1-\text{алфа}}.$$

Определяне на алфа при зададен бета:

$$\text{алфа} = \frac{\text{бета}}{1+\text{бета}}.$$

Определяне на h_{fe0} при известен h_{fb0}:

$$h_{fe0} = \frac{h_{fb0}}{1-h_{fb0}}.$$

Определяне на h_{fb0} *при известен* h_{fe0}:

$$h_{fb0} = \frac{h_{fe0}}{1+h_{fe0}}.$$

Определяне на f_{ae} при известна f_{ab}:

$$f_{ae} = K(1-h_{fb0})f_{ab}.$$

Определяне на f_{ab} при известна f_{ae}:

$$f_{ab} = \frac{f_{ae}}{K(1-h_{fb0})}.$$

Имайте пред вид, че K е коефициент на фазово изместване и неговата стойност за повечето съвременни транзистори е между 0,8 и 0,9. Изключение правят само микросплавните дифузни транзистори, за които K има стойност 0,6.

1-3.3. Определяне на параметрите за схема общ емитер при различни честоти

Схема общ емитер се използува в 90% от съвременните транзисторни стъпала. Има три честотно зависими параметъра, които са особено важни при проектирането на стъпала по схема общ емитер. Това са: h_{fe} за някоя честота, различна от посочената в справочника, f_T и f_{max}.

За да се определи h_{fe} *за дадена честота, трябва да се знае, че:*

— h_{fe} е приблизително равен на h_{feo}, когато интересуващата ни честота е по-ниска от f_{ae};

— h_{fe} е приблизително равен на 0,7 h_{feo}, когато интересуващата ни честота е близка до f_{ae};

— h_{fe} намалява със скорост 6 dB/октава и е приблизително равен на f_T /честотата, когато интересуващата ни честота е по-висока от f_{ae}/;

— h_{fe} е равен на 1 (усилване 1) при честота f_T.

Намиране на f_T:

При известни h_{feo} и f_{ae} $f_T = h_{feo} \times f_{ae}$.

При известни h_{fbo} и f_{ab} $f_T = h_{fbo} \times f_{ab} \times K$.

Определяне на f_{max}:

Както беше обяснено в раздел 1-3.1.4., f_{max} е параметър за схема общ емитер и за да бъде определен, трябва да се избере коефициент на усилване по мощност, но за честота, разположена върху спадащата част на графиката на зависимостта на усилването по мощност от честотата.

При такъв коефициент на усилване

$$f_{max} = \text{честота на измерване} . \sqrt{\text{усилване по мощност в пъти}} .$$

1-3.4. Примери за използуване при проектирането на честотно зависими параметри, дадени в справочниците

Да предположим, че транзисторът 2N 337 (раздел 1-3.2) трябва да се използува във високочестотно стъпало на предавател. Едно такова стъпало трябва да усилва напрежението, подадено на входа му, поне 10 пъти за честота 2,5 MHz. Друго стъпало трябва да работи на честота 25 MHz и да има все пак някакво усилване. И двете стъпала трябва да бъдат със схема общ емитер. Да приемем, че коефициентът K (фазовото изместване) е 0,9. Трябва да се определи f_T. Има два начина за това:

Първи начин. f_T се определя, като се използуват f_{ae} и h_{feo}. Тъй като по каталог за схема общ емитер h_{feo} е 55 (в пъти), а граничната честота за схема обща база е 30 MHz, необходимо е да се пресметне първо f_{ae}:

$$f_{ae} = K(1 - h_{fbo}) f_{ab} \text{ или } 0{,}9 \times 0{,}018 \times 30 = 0{,}49 \text{ MHz};$$

При известна f_{ae}

$$f_T = h_{feo} \times f_{ae}, \text{ или } 55 \times 0{,}49 = 26{,}9 \text{ MHz};$$

Втори начин. f_T се определя, като се използуват f_{ab} и h_{fbo}. В справочника е даден h_{feo}, равен на 55 (в пъти) и гранична честота за схема обща база 30 MHz. Необходимо е първо да се определи h_{fbo}:

$$h_{fbo}=\frac{h_{feo}}{1+h_{feo}}=\frac{55}{56}=0{,}982.$$

При известен h_{fbo}

$$f_T=K\times h_{fbo}\times f_{ab}$$
$$=0{,}9\times 0{,}982\times 30$$
$$=26{,}5\ \text{MHz}.$$

И при двата начина $h_{fe}=f_T$ /честотата, или 26,9/ 2,5; h_{fe} е по-голям от 10 за честота 2,5 MHz и транзисторът 2N 337 може да бъде използуван в първото стъпало. Също така f_T е по-висока от 25 MHz. Този транзистор би имал известно усилване при честота 25 MHz и може да се използува във второто стъпало.

Забележка. Независимо от метода, използуван за определяне параметрите на транзисторите при различни честоти, помнете, че параметрите зависят от работните напрежения и токове и работната точка трябва да се има пред вид във всички случаи. Например високочестотният h_{fe}, измерен при дадени колекторен ток и напрежение, не бива да се използува направо за пресмятане на f_T при други стойности на колекторния ток и напрежение, без да се отчетат възможните влияния за различните работни точки

1-4. ПРОБЛЕМИ ПРИ ПРОЕКТИРАНЕТО, СВЪРЗАНИ С ТЕМПЕРАТУРАТА

При проектирането има два основни проблема, свързани с температурата. Първо, в справочниците са посочени параметри на транзисторите за определена температура. Много от тези параметри се изменят при промяна на околната температура. Тъй като транзисторите рядко работят при температурата, посочена в справочника, важно е да се знае какви са стойностите на параметрите при действителната работна температура. Въпреки че практически всички параметри се изменят при промяна на температурата, от гледна точка на проектирането трите най-критични са: коефициентът на усилване по ток, обратният колекторен ток и разсейваната мощност. Проблемът се усложнява и от това, че измененията на параметрите на транзистора могат да доведат до промяна на температурата на преходите. Например повишаването на коефициента на усилване по ток или на разсейваната мощност води до повишаване на температурата.

Второ, след като е известно влиянието на температурата върху параметрите на транзистора, важно е да се знае и как *топлоотвеждащите радиатори* или начинът на монтиране на транзистора могат да се използуват за компенсиране на това влияние. Например, ако транзисторът се използува с радиатор или пък е монтиран на метално шаси, което служи като радиатор, нарастването на температурата (независимо от причината) може да бъ-

де компенсирано чрез повишеното топлоотделяне в околната среда.

В следващите раздели са показани начините за определяне параметрите на транзисторите при температури, различни от дадените в справочниците. Обсъдени са и методите за определяне характеристиките на способността на разсейване на мощността от радиаторите.

1-4.1. Влияние на температурата върху обратния колекторен ток

Обратният ток I_{cbo} нараства при увеличаване на температурата. Грубо правило гласи, че *при германиевите транзистори този ток се удвоява на всеки 10°C нарастване на температурата. При силициевите транзистори този ток се удвоява на всеки 15°C нарастване на температурата.*

Обратният колекторен ток нараства при повишаване на колекторното напрежение. Например за транзистора 2N332 в справочника (фиг. 1-1) е посочен I_{cbo} от 2 μA при 25° C и 50 μA при 150° C. Но при 25° C този ток е зададен при колекторно напрежение U_{cb}, равно на 30 V, докато за 150° C колекторното напрежение е само 5 V. Ако температурата беше се повишила от 25° C на 150° C при колекторно напрежение 30 V, обратният колекторен ток би нараснал на 500 μA.

Затова винаги трябва да се отчита влиянието на колекторното напрежение, когато се определя обратният колекторен ток за температури, различни от посочените в справочника.

1-4.2. Влияние на температурата върху коефициента на усилване по ток

Коефициентът на усилване по ток h_{fe} нараства при повишаване на температурата. Най-общо казано, *коефициентът на усилване по ток се удвоява при изменение на температурата от 25° C до 100° C за германиевите транзистори и при изменение на температурата от 25° C до 175° C за силициевите.*

Очевидно е, че силициевите транзистори са температурно по-устойчиви от германиевите. В справочниците обикновено се посочва максималната работна температура или температурата на околната среда. Ако такава температура не е спомената, добре е да се знае, че: *тя не бива да е по-висока от 100° C за германиевите транзистори и по-висока от 200° C за силициевите.*

1-4.3. Влияние на температурата върху разсейваната мощност

При проектирането на каквато и да е транзисторна схема трябва внимателно да се обмисли въпросът за мощността, разсейвана от транзистора. Разбира се, в стъпалата, които обработват малки сигнали, разсейваната мощност рядко надхвърля 1 W и обикновено не са необходими радиатори. В такива стъпала просто трябва да се внимава да не се надвиши разсейваната мощност, посочена в справочника. Правилото е: *не надвишавайте 90% от максималната разсейвана мощност, така както е зададена в справочника, при проектирането на стъпала, обработващи малки сигнали.*

Както и при другите параметри, производителите на транзистори задават по различен начин максималната разсейвана мощност. В някои справочници са посочени *криви на безопасната площ* за температурата и /или на разсейваната мощност. Други дават *максималната разсейвана мощност* при определена температура на околната среда или за дадена температура на корпуса на транзистора. Трети пък посочват *максималната температура на прехода* или *максимална температура на корпуса*

1-4.3.1. Топлинно съпротивление

В справочниците за мощни транзистори обикновено по някакъв начин е зададено *топлинното съпротивление*, което изразява способността на транзистора да разсейва мощност. То може да бъде дефинирано като *нарастване на температурата на колекторния преход на транзистора* (*по отношение на някаква зададена температура*), *разделено на разсейваната мощност* (°C/W). В справочниците топлинното съпротивление обикновено се задава за определена температура. За всяко нарастване на температурата над тази стойност ще има изменение на температурно зависимите параметри на транзистора. Тъй като при изменение на температурата се изменя и мощността, разсейвана от транзистора, ще се измени и разликата между температурата на прехода и тази на околната среда. Следователно параметрите на транзистора могат да се изменят при изменения на температурата на околната среда и при изменения, предизвикани от промяна на разсейваната мощност.

При мощните транзистори топлинното съпротивление обикновено се измерва между колекторния преход и корпуса и се означава с θ_{JC}. При транзисторите, чийто корпус е свързан непосредствено към носещата конструкция, се използуват термините $\theta_{мз}$ (топлинно съпротивление към носещата конструкция) или $\theta_{мр}$ (топлинно съпротивление към закрепващия елемент). При тези термини се взема пред вид пътят, по който се отвежда топлината от прехода на транзистора към корпуса му. При мощните тран-

зистори, в които кристалът е монтиран направо на основата или на подложка, общото вътрешно топлинно съпротивление от прехода към корпуса (или носещата конструкция) варира от 50° C/W до по-малко от 1° C/W.

1-4.3.2. Неконтролируемо изменение на температурата

Главният проблем при използването на транзистора на или близо до границата на максималната разсейвана мощност е явлението, известно като *неконтролируемо изменение на температурата*. Когато през прехода на транзистор протича ток, там се отделя топлина. Ако не се разсейва всичката топлина от корпуса (практически това не е възможно), температурата на прехода ще се увеличава. Това ще предизвика протичане на още по-голям ток през прехода дори ако напреженията, стойностите на компонентите и пр. останат непроменени. Обратно, протичането на по-голям ток ще повиши още повече температурата на прехода и това ще доведе до по-нататъшно увеличаване на тока. Ако топлината не бъде разсеяна по някакъв начин, транзисторът ще изгори и ще стане негоден за използване.

1-4.3.3. Използване на транзистори без радиатори

Ако транзисторът не е монтиран върху топлоотвеждащ радиатор, топлинното съпротивление между корпуса и околната среда θ_{CA} е толкова по-голямо от топлинното съпротивление между прехода и корпуса (или подложката за монтиране), че общото топлинно съпротивление от прехода към околната среда се определя главно от θ_{CA}.

В табл. 1-2 са посочени стойностите на топлинното съпротивление между корпуса и околния въздух за някои от най-често използваните типове корпуси на транзистори.

Информацията от табл. 1-2 може да се използва за опреде-

Таблица 1-2. Топлинно съпротивление между корпус и околна среда за типични корпуси на транзистори

Тип на корпуса	θ_{CA} (°C/W)
TO-3	30
TO-5	150
TO-8	75
TO-18	300
TO-36	25
TO-39	150
TO-46	300
TO-60	70
TO-66	60

ляне на максималната разсейвана мощност (за транзистори без радиатор), когато тя не е посочена в справочника. Да предположим, че трябва да се използува германиев транзистор с корпус ТО-5 и е необходимо да се определи максималната разсейвана мощност (без радиатор).

Топлинното съпротивление θ_{CA} между корпус тип ТО-5 и въздуха е 150° C/W. Както беше казано в раздел 1-4.2, германиевите транзистори не бива да работят при температура над 100° C. Ако се приеме, че температурата на околния въздух е 25° C, температурата на транзистора не бива да нараства с повече от 75° C.

$$\text{Макс. разсейвана мощност} = \frac{\text{макс. допустимо нарастване на температурата}}{\theta_{CA}}$$

$$= \frac{75}{150} = 0{,}5 \text{ W}.$$

Следователно корпус тип ТО-5 е в състояние да разсее мощност 0,5 W и позволява нарастване на температурата само със 75° C. Обаче, както беше казано в раздел 1-4.2, коефициентът на усилване по ток ще се удвои при нарастване на температурата от 25 на 100° C. Ако приемем, че колекторното напрежение остава постоянно, максимално допустимата разсейвана мощност ще бъде 0,25 W. Това е *абсолютната максимална стойност* при зададените условия — германиев транзистор в корпус тип ТО-5, температура на околната среда 25° C. На практика транзисторът би работил безопасно с разсейвана мощност 0,25 W, ако бъде монтиран на метално шаси, което действува като топлоотвеждащ радиатор.

1-4.3.4. Използуване на транзистори с топлоотвеждащ радиатор

При разсейвана мощност около 1 W става неизгодно да се увеличава размерът на корпуса на транзистора, за да може топлинното съпротивление между корпуса и околната среда да стане сравнимо с това между прехода и корпуса. Затова повечето мощни транзистори са конструирани така, че са пригодени за използуване на външни топлоотвеждащи радиатори. Понякога като радиатор служи шасито или различни закрепващи елементи. В други случаи самият топлоотвеждащ радиатор е монтиран върху шасито. Винаги обаче главното предназначение на топлоотвеждащия радиатор е да увеличи топлоразсейващата площ на корпуса и да се осигури верига с ниско топлинно съпротивление от корпуса към околната среда.

За правилен избор или проектиране на топлотвеждащ радиатор е необходимо да бъде известно топлинното съпротивление както на транзистора, така и на радиатора. В справочниците за мощни транзистори се дава θ_{JA}, което трябва да се комбинира с топлинното съпротивление на радиатора, за да се определи об-

щата способност за отвеждане на топлината (разсейване на мощността). В някои каталози вместо θ_{JA} се дава *максималната температура* на корпуса. Както е показано в раздел 1-4.3.5, максималната температура на корпуса може да се използува при известно топлинно съпротивление на радиатора, за да се определи максималната разсейвана мощност.

Видове топлоотвеждащи радиатори. Произвеждат се стандартни топлоотвеждащи радиатори с резба за различните по размер и форма корпуси на транзистори (вж. раздел 1-8). Тези радиатори са особено ефикасни, когато транзисторът е монтиран в тефлонов цокъл, който не провежда топлина към шасито или печатната платка. Производителите класифицират радиаторите според топлинното им съпротивление, определяно обикновено в °C/W. Когато радиаторът се използува с подложка, обикновено се задава топлинното съпротивление между корпуса на транзистора и радиатора θ_{CA}. Когато не се използува подложка, се дава само топлинното съпротивление между радиатора и околната среда θ_{SA}. И в двата случая топлинното съпротивление представлява числено нарастването на температурата (в °C), разделено на разсейваната мощност (във W).

Например, ако температурата на радиатора нараства от 25° C на 100° C при разсейване на мощност от 25W, топлинното съпротивление е 75:25=3. В справочника то би било посочено като θ_{SA}, или просто 3° C/W.

Ако всички останали показатели са равни, радиаторът с най-малко топлинно съпротивление (°C/W) е най-добрият, т. е. радиаторът с топлинно съпротивление 1° C/W е по-добър от този с топлинно съпротивление 3°C/W. Разбира се, радиаторът трябва да подхожда на корпуса на транзистора и трябва да се събира в определеното за него място. След като се вземат пред вид тези съображения, изборът на подходящ радиатор не би трябвало да представлява особена трудност.

Пресмятане на възможностите на радиатора. Топлинното съпротивление на радиатора може да се пресметне, ако са известни следните данни: материал, начин на закрепване, точни размери, обработка на повърхността, форма, дебелина и цвят. Даже и да са известни всички тези фактори, топлинното съпротивление може да се пресметне само приблизително. Съществува следното грубо правило:

$$\text{Топлинно съпротивление на радиатора (°C/W)} = \sqrt{\frac{1500}{\text{повърхността}}},$$

където общата повърхност, изложена на въздуха, е в квадратни инчове, материалът е алуминий с дебелина $^1/_8$ инча, а формата е плосък диск.

От гледна точка на практическото проектиране най-добре е да се приемат данните, посочени от производителя на радиатори.

Топлинното съпротивление на радиатора фактически се състои от две последователни съпротивления — първото е топлинното съпротивление от корпуса на транзистора към радиатора и то се определя от топлопроводимостта (θ_{CS}) и второто е топлинното съпротивление между радиатора и околния въздух. То се дължи на излъчването на топлина и на конвекцията (θ_{SA}).

Практически избор на топлоотвеждащ радиатор. За да се използува докрай транзисторът по отношение на разсейваната мощност, не би трябвало да има никаква разлика между температурата на корпуса и тази на околния въздух. Това може да стане само ако топлинното съпротивление на радиатора е нула и единственото топлинно съпротивление е това между прехода и корпуса на транзистора. Практически не е възможно да се изработи радиатор с нулево топлинно съпротивление. Обаче колкото по-голямо е отношението θ_{JC}/θ_{SA}, толкова по-близко може да се стигне до границата на максималната разсейвана мощност (определена от θ_{JC}).

Когато се монтира транзистор върху радиатор, трябва да се предвиди някаква електрическа изолация между тях (освен ако се използува схема със заземен колектор). Тъй като добрите електрически изолатори обикновено са и добри топлинни изолатори, трудно е да се осигури електрическа изолация, без да се въведе известно топлинно съпротивление между радиатора и корпуса на транзистора. Най-добрите материали, които се използуват за тази цел, са слюдата, берилиевият окис и оксидираният алуминий. Качествата на тези материали като изолатори между корпуса на транзистора и топлоотвеждащия радиатор са сравнени в табл. 1-3 (за корпус тип TO-3).

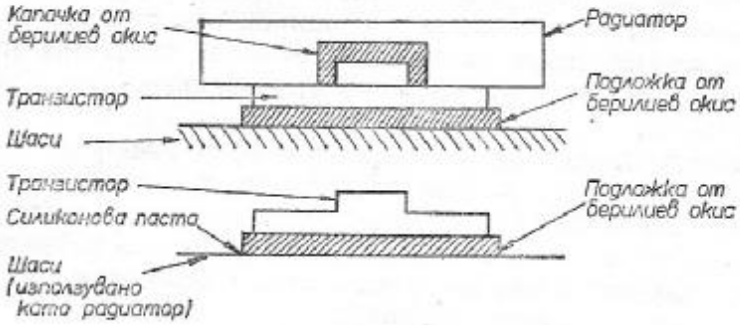
Таблица 1-3. Сравнение на изолационните подложки

Материал	*Дебелина*, инча	θ_{CS}, °C/W	*Капацитет*, pF
Берилиев окис	0,063	0,25	15
Оксидиран алуминий	0,016	0,35	110
Слюда	0,002	0,4	90

При малките транзистори с общо предназначение и с корпус тип TO-5 за изолация между корпуса на транзистора и металното шаси или печатната платка може да се използува подложка от берилиев окис. Използуването на силициева смола, запълнена с цинков окис (например Dow Corning 340 или Wakefield 1201) между подложката и транзистора, както и между подложката и шасито, заедно с умерен натиск върху транзистора, спомага за намаляване на топлинното съпротивление. Ако транзисторът е монтиран в радиатора, между тях може да се постави капачка от

берилиев окис. Двата начина на монтиране са показани на фиг. 1-5. В раздел 1-8 са дадени повече подробности за начините на монтиране на мощни транзистори.

Обърнете внимание на това, че в табл. 1-3 се появява коло-



Фиг. 1-5. Начини на монтиране на топлоотвеждащ радиатор

на „капацитет". Всяка изолация между колектора на транзистора и шаси (осъществена чрез подложката между корпуса и радиатора) води и до получаването на капацитет между двата метала. Този капацитет може да създаде проблеми и трябва да се има пред вид при високочестотните стъпала. Все пак обаче капацитетът между колектора на транзистора и шаси се забелязва обикновено при честоти над 100 MHz.

1-4.3.5. Пресмятане на разсейваната мощност при постоянни работни условия

При проектирането, когато транзисторът работи при постоянни условия, за пресмятане на разсейваната мощност може да се използуват постояннотоковите колекторно напрежение и ток при липса на сигнал. В действителност има и други токове, които допринасят за увеличаване на мощността, подлежаща на разсейване (обратния колекторен ток, базов ток и пр.), но те могат да бъдат пренебрегнати като много по-малки от колекторния ток и разсеяната мощност (във ватове) може да се приеме за равна на произведението на постоянното колекторно напрежение по постоянния колекторен ток.

След като се пресметне разсейваната мощност, трябва да се определи и максималната *способност за разсейване на мощност* от един транзистор. При постоянни работни условия тя се определя от три фактора: сумата на последователните топлинни съпротивления между колекторния преход на транзистора и околния въздух, максималната температура на прехода и температурата на околната среда.

По-долу са дадени няколко примера за това, как трябва да се пресмята разсейваната мощност.

Да предположим, че трябва да се определи *максималната разсейвана мощност* за един транзистор (във ватове). Известни са следните условия: максимална температура на прехода 200°C (типична за силициевите мощни транзистори); топлинно съпротивление между прехода и корпуса на транзистора (Q_{JC}) 2° C/W, топлоотвеждащ радиатор с топлинно съпротивление към околния въздух θ_{SA}, равно на 3° C/W, и температура на околната среда 25° C.

Имайте пред вид, че топлинното съпротивление на радиатора включва и това, създадено от подложката между него и корпуса на транзистора. (Ако стойността на това допълнително топлинно съпротивление не е известна, добре би било да се добавят по 0,5° C/W за всяка подложка между корпуса на транзистора и топлоотвеждащия радиатор. Както се вижда от табл. 1-3, една такава стойност е достатъчно голяма и е приета с необходимия толеранс.)

Първо се определя общото топлинно съпротивление от прехода на транзистора към околната среда θ_{JA}:

$$\theta_{JA}=\theta_{JC}+\theta_{SA}, \text{ или } 5=2+3.$$

След това се пресмята максимално допустимата разсейвана мощност:

$$\text{макс. мощност} = \frac{\text{макс. температура на прехода} - \text{температура на въздуха}}{\theta_{JA}}$$

$$= \frac{200-25}{5} = 35 \text{ W (максимум).}$$

Ако същият транзистор се използува без топлоотвеждащ радиатор, но при същите условия и с корпус TO-3, максимално допустимата разсейвана мощност се изчислява, както следва: първо се определя общото топлинно съпротивление от прехода на транзистора към околния въздух θ_{JA}:

$$\theta_{JA}=\theta_{JC}+\theta_{CA}, \text{ или } 32=2+30.$$

Стойността 30 за корпус тип TO-3 се взема от табл. 1-2. След това може да се пресметне максимално допустимата разсейвана мощност, като се използува формулата

$$\frac{\text{макс. температура на прехода—температура на въздуха}}{\theta_{JA}} =$$

$$= \frac{200-25}{32} = 5 \text{ W (приблизително).}$$

В някои справочници за мощни транзистори вместо максимално допустимата температура на колекторния преход на транзистора се посочва *максимално допустимата температура на*

корпуса. Да предположим, че вместо максималната температура на прехода 200° С е зададена максималната температура на корпуса на транзистора 130° С. В този случай от максимално допустимата температурата на корпуса трябва да се извади температурата на околния въздух:

$$130° — 25° = 105°.$$

След това температурата на корпуса се разделя на топлинното съпротивление на радиатора:

$$\frac{105° C}{3° C} = 35 \text{ W макс. разсейвана мощност.}$$

Запомнете, че температурата на корпуса на всеки транзистор може да се определи по формулата:

макс. температура на корпуса = макс. разсейвана мощност x (θ_{SA}) + + температура на околната среда

1-4.3.6. Разсейване на импулсна мощност

При транзисторите, работещи с импулсни сигнали, максимално допустимата разсейвана мощност е по-голяма от разсейваната мощност при постоянен входен сигнал. По-долу са дадени няколко примера за пресмятане на разсейваната мощност при единични и периодични импулси.

При *единичен непериодичен импулс* трябва да се изчисли преходното топлинно съпротивление. Обикновено преходното топлинно съпротивление се задава в кривите на безопасната площ за температурата под формата на *множител на мощността*, отнесен за определена температура на корпуса на транзистора и определена продължителност на импулса.

Например транзисторът 2 N3055 има множител на мощността 2,1 за импулси с продължителност 100 ms, 3,0 за импулси с продължителност 1 ms и до 7,7 за импулси с продължителност 30 μs. Максимално допустимата постояннотокова разсейвана мощност се умножава по тези коефициенти, за да се определи максимално допустимата разсейвана мощност при единичен импулс. Ако се приеме, че максимално допустимата разсейвана мощност при постоянен входен сигнал и определен набор условия е 100 W, при единичен импулс с продължителност 1 ms допустимата разсейвана мощност би била 300 W.

Обикновено в справочниците тези множители на мощността се задават за определена температура на корпуса. Ако температурата на корпуса се увеличи, множителят трябва да се намали. Коефициентът на понижаване на номиналната мощност се определя по формулата

$$\text{коефициент на понижаване} = \frac{\text{температура на корпуса} - \text{температура на въздуха}}{\text{макс. температура на прехода} - \text{температура на въздуха}}$$

За пример нека да приемем, че за даден транзистор е известна максимална температура на прехода 200° С, че при тези условия температурата на корпуса е 130° С и че температурата на околния въздух е 25° С. Максимално допустимата разсейвана мощност при постоянен входен сигнал е 35 W. По-нататък нека приемем, че в справочника е посочен множител 3,0 за импулси с продължителност 1 ms при температура на въздуха 25° С.

Коефициентът на понижаване е

$$\frac{130^\circ C - 25^\circ C}{200^\circ C - 25^\circ C} = \frac{3}{5}.$$

Максимално допустимата разсейвана мощност при единичен импулс е:

максимална разсейвана мощност = множител × (1 — коефициент на понижаване) × разсейвана мощност при постоянен сигнал =

$$= 3 \times (1 - \frac{3}{5}) \times 35 = 42 \text{ W}.$$

Тези пресмятания на разсейваната мощност при единични импулси се базират на предположението, че радиаторът е достатъчен по размери и неговата температура не се повишава в интервала между два импулса.

При *периодични импулси* ще нараства както температурата на корпуса на транзистора, така и тази на топлоотвеждащия радиатор. Това нарастване на температурите трябва да се вземе пред вид при пресмятане на максималната разсейвана мощност.

Максимално допустимата разсейвана мощност за транзистор, обработващ периодични импулси, се определя по формулата

$$\text{максимално допустима разсейвана мощност} = \frac{\text{множител} \times (\text{макс. температура на прехода} - \text{температура на въздуха})}{\Theta_{JC} + (\text{множител} \times \text{коеф. на запълване на импулсите} \times \Theta_{JA})}.$$

Да предположим, че трябва да се определи максимално допустимата разсейвана мощност за същия транзистор, който беше споменат по-горе, но за входен сигнал служат импулси с продължителност 1 ms и с честота на повторение 100 Hz. Условията са: множител на мощността 3,0, Θ_{JC} — 2° С/W, Θ_{JA} — 5° С/W (вкл. радиатора), максимално допустима температура на прехода 200° С, температура на околния въздух 25° С, коефициент на запълване на импулсите — 10% (1 ms има сигнал, 9 ms — няма).

$$\text{максимално допустима разсейвана мощност} = \frac{3(200-25)}{2+3\times0{,}1\times5} = 150 \text{ W}.$$

Температурата на корпуса на транзистора е:

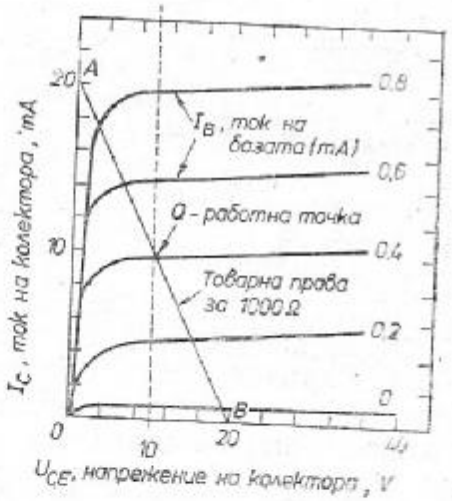
температура на корпуса = макс. импулсна разсейвана мощност × × коефициент на запълване на импулсите × Θ_{SA} + температура на околния въздух.

Максималната импулсна разсейвана мощност се получава, като се умножи колекторното напрежение по колекторния ток (при положение, че транзисторът е включен по схема заземен емитер или заземена база, и се насища напълно при наличие на импулс, а се запушва напълно при липса на импулс).

За пример нека приемем, че температурата на околния въздух е 25° С, коефициентът на запълване на импулсите е 0,1 общото топлинно съпротивление е 5° С/W, максимална импулсна мощност 120 W (колекторно напрежение 60 V, ток на колектора 2 A). Температурата на корпуса на транзистора ще бъде температура на корпуса = 120×0,1×5+25=85° С.

1-5. ИЗПОЛЗУВАНЕ НА ТОВАРНИ ПРАВИ ПРИ ОПРОСТЕНОТО ПРОЕКТИРАНЕ

Товарните прави са удобно средство за оползотворяване на характеристиките, дадени в справочниците за транзистори. В много от тях характеристиките на транзисторите са посочени чрез криви, които представляват копие на кривите, получени на екрана на характериограф (уред за измерване параметрите на транзистори). Кривите на зависимостта на тока на колектора от напрежението на колектора, показани на фиг. 1-6, са типични за биполярните транзистори. Тези криви се получават, като на базата на транзистора се подават последователно нарастващи токове, а след това при всяка установена стойност на тока на базата се променя в определени граници колекторното напрежение. При различни стойности на тока на базата се снемат няколко такива криви. Коефициентът на усилване може да се намери, като се отчете промяната на тока на колектора при определено изменение на тока на базата при неизменно напрежение на колектора.



Фиг. 1-6. Типична товарна права, начертана върху семейство изходни характеристики на транзистор в схема общ емитер

Възможно е освен това да се наследва комбинираното влияние на тока на базата и на товарния резистор в колектора на транзистора. За целта върху кривите, посочени на фиг. 1-6, се строи товарна права. Нека приемем, че в колектора на транзистора, чиито характеристики са показани на фиг. 1-6, е включен резистор със съпротивление 1000 Ω. Когато токът на колектора достигне 20 mA (ток на базата приблизително 0,8 mA), напреже-

нието на колектора спада на 0 V. Обратно, когато токът на колектора спадне на нула, напрежението му достига 20 V (ток на базата — нула). Ако се прекара товарната права между тези две крайни точки (означени на фиг. 1-6 с *A* и *B*), могат да се получат моментните стойности на колекторния ток и колекторното напрежение за всяка стойност на тока на базата. Това позволява графично да се определи положението на работната точка. Нека например при липса на входен сигнал напрежението на колектора да бъде 10 V. Издигнете перпендикуляр от точката 10 V, разположена на хоризонталната ос. Той пресича товарната права при ток на базата приблизително 0,4 mA (и при около 10 mA ток на колектора). След това се подбират резисторите, които осигуряват постояннотоковия режим на транзистора така, че да протича базов ток 0,4 mA.

Има няколко школи при проектирането на транзисторни схеми, които препоръчват използуването на товарни прави за определяне на окончателни стойности на компонентите. Въпреки че този метод е удобен и предлага някои наистина достатъчно точни приближения, той има един недостатък. Кривите, посочени в справочниците, са „типични" за определен тип транзистори и представят средното усилване (или в някои случаи минималното усилване). Също така, както стана дума и по-рано, коефициентът на усилване при транзисторите е температурно и честотно зависим, затова избирането на стойността на товарния резистор, на тези, осигуряващи преднапрежение, както и на работната точка, на базата на кривите на статичния коефициент на усилване може да доведе до грешки. Ако „бетата" на транзистора се изменя, работната точка също се измества и ще бъдат необходими други стойности на товарния резистор и на резисторите, осигуряващи преднапрежение.

Както ще бъде обяснено по-нататък, проблемът за нестабилността на коефициента на усилване може да бъде решен чрез обратни връзки, които *стабилизират усилването*. Методът на проектиране, използуващ обратните връзки, води до това, че характеристиките на стъпалото зависят по-скоро от *съотношенията между компонентите*, отколкото от коефициента на усилване на транзистора.

1-6. ОСНОВНИ СХЕМИ ЗА ПРЕДНАПРЕЖЕНИЕ

Всички транзистори (и други полупроводникови устройства) се нуждаят от постояннотоково захранване. Задължително изискване е на колекторния преход на транзистора да бъде подадено обратно напрежение. Това е така, защото между колектора и базата не трябва да протича ток. Всяко протичане на ток между колектора и базата се дължи или на обратния колекторен ток

или на пробив. Пробив не трябва да се допуска и това се постига чрез подходящо оразмеряване на схемата. Обратният колекторен ток е нежелано (но почти винаги съществуващо) явление, което трябва да се взема пред вид при проектирането на транзисторни стъпала.

Преходът емитер-база изисква право напрежение, т. е. по време на нормална работа на транзистора през него трябва да протича ток. При някои стъпала (усилватели клас А и повечето генератори) непрекъснато протича някакъв ток. В други (усилватели клас С, ключови схеми и пр.) ток протича само при наличие на входен сигнал или импулс. Така или иначе на прехода база—емитер трябва да се подаде такова напрежение, че през него да може да протича ток.

Желаният постояннотоков режим се осигурява чрез подаване на напрежения на съответните електроди на транзистора, обикновено през резистори. По-нататък са описани няколко основни схеми за осигуряване на постояннотоковия режим. Тези схеми (или произлизащите от тях) илюстрират повечето от методите за осигуряване на постояннотоковия режим, използуван при схемите с транзистори.

При изучаване на следващите схеми за преднапрежение помнете, че тяхното предназначение е да осигурят съотношенията между токовете и напреженията на колектора, базата и емитера *в работната точка на транзистора*. Работната точка е известна още и под наименованията точка на покой, Q-точка, точка при липса на сигнал, мъртва точка и статична точка. Тъй като транзисторите рядко работят при тази Q-точка, основните вериги за преднапрежение най-често се използуват като база или изходни данни при проектирането. Реалната конфигурация на схемата и по-специално стойностите на елементите на веригата за постояннотоково захранване се избират главно на *базата на известните и желани данни за стъпалото* (желана максимална амплитуда на изходното напрежение, очакваното ниво на входния сигнал и пр.).

1-6.1. Основни съображения при избор на схемата за преднапрежение

Първата стъпка при определяне на преднапрежението е да се уточни предназначението на проектираното стъпало. Например дали то ще бъде използувано като нискочестотен усилвател, генератор или като ключ? В кой клас (режим на работа) — А, АВ, В или С — трябва да бъде поставено? Какво усилване (ако е необходимо) трябва да бъде постигнато? Какво е наличното захранващо напрежение? Какъв транзистор трябва да се използува? Трябва ли входният или изходният импеданс да имат някаква определена стойност?

Във всички следващи примери при определяне на постояннотоковия режим (преднапрежението) на транзисторите се приема, че ще е необходимо известно усилване (както при усилвател или генератор), ще се използува транзистор 2N 332 (NPN), захранващото напрежение е 20 V и през цялото време трябва да протича колекторен ток (режим клас А). Имайте пред вид, че същите схеми за осигуряване на постояннотоковия режим могат да бъдат използувани (но с други стойности на компонентите) за получаване на други режими на работа.

След като е взето решение по тези предварителни проблеми, трябва да се запишат изходните данни за проектиране на съответното стъпало. За целта е необходимо да потърсите справочника с данни за транзистора (фиг. 1-1), както и да вземете някои произволни решения.

Налично (или необходимо) захранващо напрежение. Избрано е произволно захранващо напрежение 20V. То трябва да бъде по-ниско от пробивното напрежение колектор-емитер (BU_{CEO}). В справочника за транзистора 2N 332 е посочено пробивно напрежение 45V, така че избраната стойност на захранващото напрежение, макар и произволна, е с достатъчен резерв.

Максимален колекторен ток. В справочника за транзистора 2N 332 е посочен максимално допустим колекторен ток 25 mA.

Максимално допустима разсейвана мощност. За транзистора 2N 332 тя е 150 mW при температура 25° С и 50 mW при температура 125° С. Когато не е известна точно температурата, при която ще работи транзисторът, изберете $^1/_2$ до $^1/_4$ от максимално допустимата разсейвана мощност при температура 25° С. При всички следващи примери е приета произволно допустима разсейвана мощност 50 mW.

Обратен колекторен ток I_{CBO}. Максималният обратен колекторен ток за транзистора 2N 332 е 2 μA при температура 25° С и 50 μA при 150° С. Когато не е известна точната температура, при която ще работи транзисторът, трябва да приемете за обратния колекторен ток стойност, 10 пъти по-голяма от посочената в справочника за температура 25° С. Във всички следващи примери е приета произволно стойността 20 μA.

1-6.2. Работен ток и съпротивление

След като са дефинирани изходните данни, следващата стъпка е пресмятането на работния ток и на товарното съпротивление. В някои схеми трябва да се използува товарен резистор с определено съпротивление (например, за да се получи определен изходен импеданс на стъпалото). В други схеми се изисква протичането на определен ток през товарния резистор), за да се по-

лучи зададената изходна мощност). В следващите примери се приема, че токът и товарният резистор се избират само за да се фиксира работната точка (напрежението на колектора при липса на входен сигнал). Обикновено то е половината от захранващото напрежение. В примерите е прието колекторно напрежение 10V (20÷2=10).

Работният ток през товара на транзистора се определя от два главни фактора: *обратния колекторен ток* и *максимално допустимия колекторен ток*. Очевидно токът през товара не може да надхвърли максимално допустимия колекторен ток за избрания транзистор (25 mA). Също така токът през товарния резистор не може да бъде по-малък от обратния колекторен ток, в противен случай няма да протече никакъв ток.

Ако стъпалото ще се захранва от батерия, трябва да се избере ток през товара със стойност, близка до минимално допустимата, за да се намали разреждането на батерията. Все пак *токът през товара не бива да бъде по-малък от десеткратната стойност на обратния колекторен ток*. Тъй като обратният колекторен ток е приет 20 μA, *минималният ток през товара* трябва да бъде 0,2 mA.

Максималната стойност на тока през товара се ограничава и от *максимално допустимата разсейвана мощност*. Като се използува за нея избраната стойност 50 mW, разделена на 10 V ($I = P : E$), се получава максимална стойност на тока през товара 5 mA.

Работният ток през товара трябва да бъде по средата между тези две крайни стойности: 5—0,2=4,8, разделен на две, или 2,4 mA.

Правилото да се избира работният ток през товара по средата между двете гранични стойности би трябвало да се спазва при всяко положение, освен ако няма специално изискване за определено колекторно напрежение при зададено товарно съпротивление.

След като се установи стойността на тока през товара, трябва да се определи и товарното съпротивление. При работа на честоти до около 100 kHz стойността на товарното съпротивление може да се пресметне на базата на постоянния ток и напрежението. При по-високи честоти може да се наложи товарното съпротивление да се избира на базата на импеданса. Това е обяснено в следващите глави.

Когато работният ток протича през товара, при избраната работна точка резисторът в колектора на транзистора трябва да създаде пад на напрежението, равен на половината от захранващото напрежение. Това е типично за всички стъпала, работещи в режим клас А. В избрания пример захранващото напрежение е 20 V, през товарния резистор протича ток 2,4 mA, който трябва

да създаде пад на напрежение 10 V. Следователно резисторът в колектора на транзистора трябва да има стойност 4166 Ω ($R=E:I$). Най-близката стандартна стойност е 4300 Ω.

1-6.3. Схема за преднапрежение с емитерна обратна връзка

След като желаните (или избрани) стойности на тока през товара и на товарния резистор са вече определени, последната стъпка при проектирането на основните схеми е избирането на резисторите, включени към емитера и базата на транзистора. Тези резистори трябва да осигурят правилна работна точка. Въпреки че съществуват много различни схеми за преднапрежение, всяка със своите предимства и недостатъци, за всяка от тях трябва да се има пред вид следното. *Веригата за преднапрежение трябва да поддържа постоянен тока на базата при промяна на температурата (в някои случаи и при промяна на честотата).* Често това изискване се обяснява като *изискване за стабилност.*

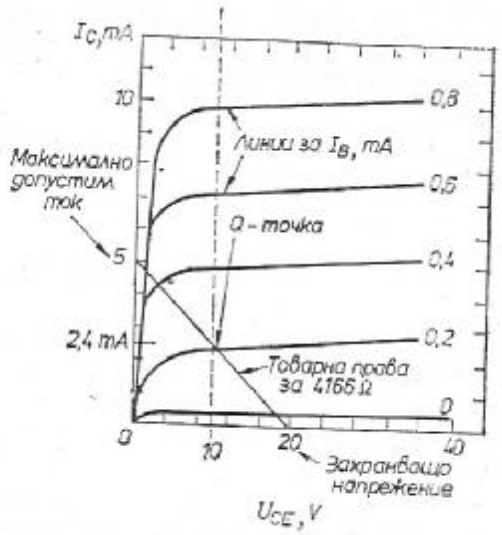
Има няколко начина за осигуряване на температурна и честотна компенсация на веригите за преднапрежение. Един от най-ефективните е емитерната обратна връзка. Забележете, че всички описани по-долу схеми за преднапрежение използват по някакъв начин резистор в емитера на транзистора, за да се създаде обратна връзка.

Използуването на резистор в емитера с цел създаване на обратна връзка в която и да е схема за осигуряване на постояннотоковия режим може да бъде обяснено по следния начин. Токът на базата (и следователно колекторният ток) зависи от разликата в напреженията на базата и емитера. Ако тази разлика намалее, ще протича по-малък базов ток (следователно и по-малък колекторен ток). При увеличаване на разликата се получава обратното. Целият ток, протичащ през колектора, като се пренебрегне обратният колекторен ток, протича и през резистора в емитера на транзистора. Следователно падът на напрежение върху резистора в емитера зависи (отчасти) от колекторния ток.

Ако колекторният ток се увеличи (по каквато и да е причина), токът на емитера и падът на напрежение върху емитерния резистор също се увеличават. Тази *отрицателна обратна връзка* се стреми да намали разликата между напреженията на базата и емитера, като по този начин намалява и тока на базата. От своя страна намаленият ток на базата предизвиква протичането на по-малък колекторен ток, като компенсира първоначалното му нарастване.

1-6.4. Определяне тока на базата

Ако е известен точно токът на базата, който е необходим, за да протече даден колекторен ток, проектирането на схемата за преднапрежение е съвсем просто. За съжаление точното съотношение между токовете на базата и колектора (или коефициента на усилване) никога не е известно. Данните за коефициента на усилване, посочени в справочниците, също не винаги са верни, що се отнася до конкретния екземпляр от даден тип транзистори. Както беше казано, коефициентът на усилване зависи от температурата и честотата, както и от стойностите на компонентите на схемата.



Фиг. 1-7. Товарна права, начертана върху семейството изходни характеристики с цел определяне на работната точка и приблизителния ток на базата

Има два основни начина за определяне приблизителната стойност на тока на базата, при която се осигурява желаната работна точка. Първият използува товарна права, начертана върху статичните колекторни характеристики (фиг. 1-7). Както е показано на фигурата, при този транзистор базов ток от 0,2 mA осигурява колекторен ток от 2,4 mA, следователно коефициентът на усилване е около 12. Забележете, че товарната права е прекарана между точките, означаващи захранващото напрежение (20 V) и макималния допустим колекторен ток (5 mA).

Вторият метод е да се раздели желаният колекторен ток на коефициента на усилване по ток (бета), посочен в справочника. В този случай (вж. фиг. 1-1) номиналната стойност на бета е 15. Като се използува споменатата стойност на колекторния ток — 2,4 mA, токът на базата трябва да бъде 2,4÷15, или 0,16 mA.

Независимо от това, кой от начините използувате, помнете, че получените стойности са приблизителни. Следователно избраните стойности на резисторите в схемата за преднапрежение също трябва да се приемат за приблизителни. Като допълнение имайте пред вид, че резисторите също имат по отношение на стойността си известен производствен толеранс (обикновено 5 или 10%).

На практика пресметнатите стойности на резисторите от схемата за преднапрежение могат да бъдат проверени чрез изработ-

ване и изпитване на опитна схема. На макета стойностите на резисторите могат да бъдат донагласени, за да се получи желаният резултат. В случая, когато става дума за схема за преднапрежение, „желаните резултати" са дадено напрежение на колектора, даден колекторен ток и даден товар. Когато основната схема за преднапрежение се използува в друго стъпало, „желаните резултати" могат да бъдат някои общи характеристики (като коефициент на усилване за усилвател, изходно напрежение за генератор, и пр.). Донастройката на схемите за преднапрежение по отношение на тези параметри се обсъжда в някои от следващите глави.

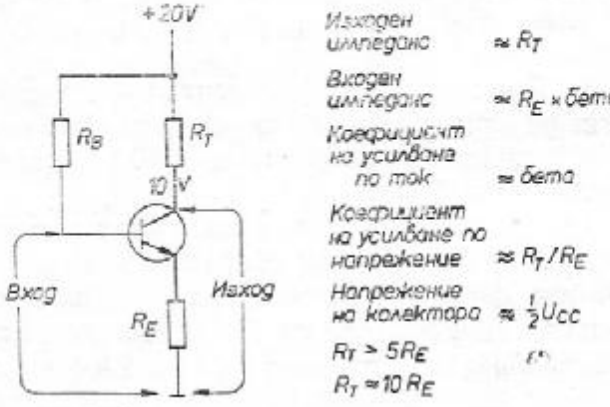
Във всички следващи примери е прието, че токът на базата е 0,2 mA.

1-6.5. Схема за преднапрежение А

На фиг. 1-8 е начертана схема за преднапрежение, означена в тази книга като схема А. Основните характеристики на тази схема са изброени по-долу.

Изходният импеданс е приблизително равен на R_T (за честоти до около 100 kHz).

Входният импеданс е приблизително равен на R_B, умножено по бета на транзистора (за честоти до около 100 kHz). Тъй като входният импеданс зависи от бета на транзистора, той се променя в широки граници.



Фиг. 1-8. Схема за преднапрежение А

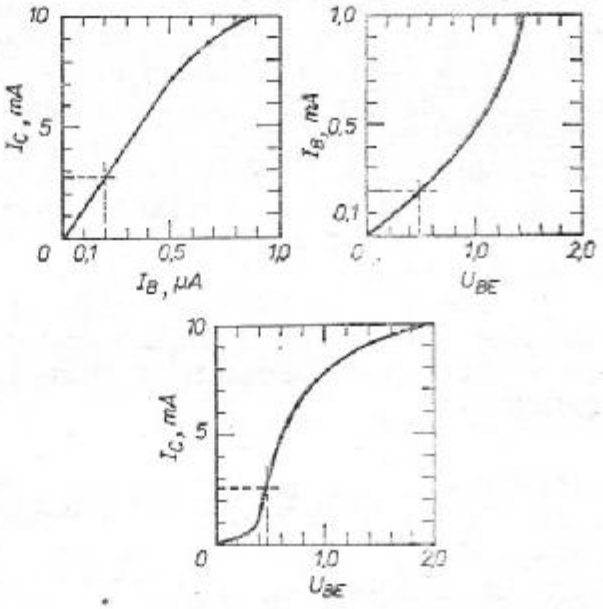
Коефициентът на усилване по ток е приблизително равен на бетата транзистора.

Коефициентът на усилване по напрежение е приблизително равен на отношението R_T/R_E.

Схемата за преднапрежение А предлага възможно най-големия коефициент на усилване по напрежение, но и най-малката стабилност от всички описани тук схеми за преднапрежение.

Стойността на $R_т$ се определя според желаните стойности на колекторното напрежение и колекторния ток, или произволно според нуждата от определен изходен импеданс, както беше казано в раздел 1-6.2.

Стойността на R_E зависи от компромиса, който се прави между стабилността и коефициента на усилване по напрежение. Увеличаването на стойността на R_E спрямо тази на $R_т$ увеличава стабилността и намалява коефициента на усилване. Стойността на R_E трябва да бъде между 100 и 1000 Ω и не бива да бъде по-голяма от $^1/_5$ от тази на $R_т$. Стойност на R_E, равна на $^1/_{10}$ от тази на $R_т$, може да се счита за типична. Ако се приеме, че съпротивлението на $R_т$ е 4300 Ω (раздел 1-6.3), стойността на R_E трябва да бъде 430 Ω.



Фиг. 1-9. Типични предавателни характеристики

Стойността на R_B се избира така, че да осигури протичането на определен базов ток при работната точка (при липса на сигнал). При силициевите NPN транзистори може да се приеме, че напрежението на базата трябва да е с 0,5 V по-положително от това на емитера. Напрежението на базата на силициев PNP транзистор трябва да бъде с 0,5 V по-отрицателно от това на емитера. Напрежението на емитера се определя, като се пресметне падът на напрежението върху R_E ($E=IR$).

Както базовият, така и колекторният ток протичат през R_E, въпреки че обикновено базовият ток може да се пренебрегне. Следователно токът през R_E е 2,4+0,2, или 2,6 mA. Падът на напрежение върху R_E е 2,6mA×430Ω, или приблизително 1,2 V. Ако напрежението в горния (спрямо маса) край на R_E е +1,2 V, напрежението на базата трябва да бъде 1,7V (1,2+0,5).

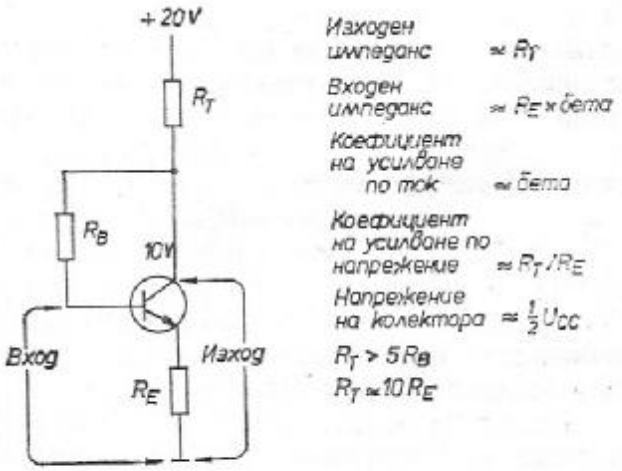
Тъй като резисторът R_B е свързан към източник на захранващо напрежение със стойност 20 V, падението на напрежение върху R_B трябва да бъде 20—1,7, или 18,3 V. Ако през R_B про-

тича базов ток 0,2 mA, неговото съпротивление трябва да бъде 91 500 Ω, за да се получи пад на напрежение 18,3 V ($R=E/I$). Най-близката стандартна стойност е 91 000 Ω. Тя е достатъчно близка до пресметнатата и може да се използува в опитната постановка.

В някои справочници се дава зависимостта на тока на колектора от тока на базата или от разликата между напреженията на базата и емитера. Когато в справочниците има такава информация, тя се дава във вид на графики като тези, показани на фиг. 1-9. Забележете, че от тези графики също може да се отчете ток на колектора 2,4 mA при ток на базата 0,2 mA и при напрежение база—емитер 0,5 V. Тези графики, наричани обикновено *характеристики на предаване*, позволяват да се изчисли по-точно стойността на R_B. На практика обаче изчислената стойност на R_B е само пробна. При липса на графиките на характеристиките на предаване стойността от 0,5 V може да се приеме като правилна при определяне на напрежението база—емитер за всички силициеви транзистори.

1-6.6. Схема за преднапрежение B

На фиг. 1-10 е показана схема за преднапрежение B. Основните характеристики на тази схема са същите както на схема A, с изключение на това, че стабилността е увеличена. Увеличаването на стабилността се дължи на това, че резисторът R_B е свързан не към захранващия източник, а към колектора. Ако по някаква причина колекторният ток се увеличи, падът върху R_T също се увеличава. Това води до намаляване на напрежението на колектора. По-ниското напрежение на колектора предизвиква протичането на по-малък базов ток, защото и напрежението на базата става по-ниско. По този начин се компенсира нарастването на колекторния ток. Ефектът от обратната връзка се комбинира с този, дължащ се на резистора R_E в емитера на транзистора (вж. раздел 1-6.3.), и така се не-



Фиг. 1-10. Схема за преднапрежение B

утрализира всяко изменение на тока на колектора. Коефициентът на усилване при тази схема на преднапрежение обаче е само малко по-малък от този на схема А.

Стойностите на резисторите R_T и R_E в схема В са същите, както и в схема А. Стойността на R_B се намира по същия начин, но ще бъде друга.

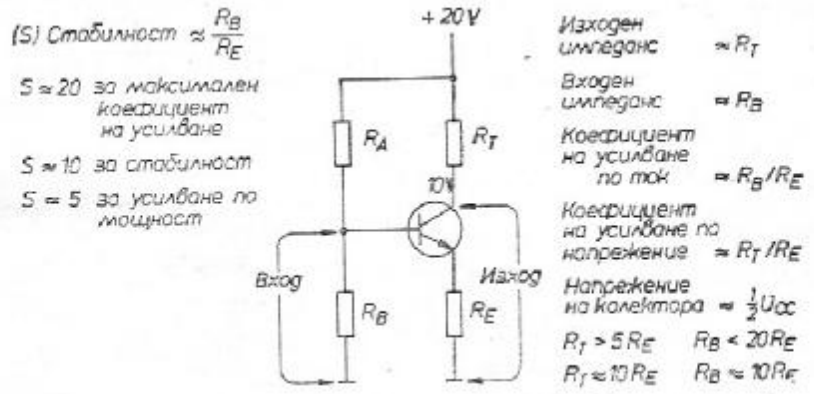
Тъй като R_B е свързан към колектора (теоретически напрежението в тази точка е 10 V), падът на напрежение върху R_B трябва да бъде 10—1,7, или 8,3 V. При базов ток 0,2 mA е необходим резистор със стойност 41 500 Ω, за да се получи пад на напрежение 8,3 V. Най-близката стандартна стойност е 43 kΩ.

1-6.7. Схема за преднапрежение С

Схемата за преднапрежение С е показана на фиг. 1-11. По-долу са изброени нейните основни параметри.

Изходният импеданс е приблизително равен на R_T (за честоти до около 100 kHz).

Входният импеданс е приблизително равен на R_B (за честоти до около 100 kHz). Фактически входният импеданс е равен на стойността, получена при паралелното свързване на R_B и резистор със стойност, равна на R_E (бета+1). Ако бета не е съвсем нисък, произведението R_E (бета+1) ще бъде много по-голямо от стойността R_B. Заради това стойността на R_B (или малко по-малка)



Фиг. 1-11. Схема за преднапрежение С

ще бъде приемана за равна на входния импеданс на стъпалото или на схемата за преднапрежение при всички примери в тази книга, където се използува схема за преднапрежение С или който и да е от нейните варианти.

Коефициентът на усилване по ток е приблизително равен на отношението R_B/R_E.

Коефициентът на усилване по ток е приблизително равен на отношението $R_т/R_E$.

Схемата за преднапрежение С предлага по-голяма стабилност както от схема А, така и от схема В, но като компромис с по-малък коефициент на усилване и по-нисък воден импеданс.

Стойността на $R_т$ се определя според желаните ток и напрежение на колектора или произволно според нуждата от определен изходен импеданс (вж. раздел 1-6.2).

Стойността на R_E зависи от компромиса, направен между стабилността и коефициента на усилване. Нарастването на стойността на R_E по отношение на тази на $R_т$ води до увеличаване на стабилността и до намаляване на коефициента на усилване по напрежение. Увеличаването на стойността на R_E по отношение на R_B увеличава стабилността и намалява коефициента на усилване по ток. Стойността на R_E трябва да бъде между 100 и 1000 Ω и не бива да е по-голяма от $^1/_5$ от тази на $R_т$. Стойност на R_E, равна на $^1/_{10}$ от тази на $R_т$, може да се счита за типична. Като се приеме, че съпротивлението на $R_т$ е 4300 Ω (вж. раздел 1-6.3), стойността на R_E трябва да бъде 430 Ω.

При определяне стойността на R_B трябва да се имат пред вид стойността на R_E, коефициентът на усилване по ток, стабилността и желаният входен импеданс. Основно правило е, че R_B трябва да бъде приблизително 10 пъти по-голям по стойност от R_E. Колкото по-голяма е стойността на R_B, толкова по-голям е коефициентът на усилване по ток и толкова по-малка е стабилността. Входният импеданс е приблизително равен на R_B (в действителност малко по-малък). Следователно, ако за стъпалото особено важен е входният импеданс, стойността на R_B трябва да се избира именно с оглед на входния импеданс. При това може да се наложи промяна на стойността на R_E, за да се запази съотношението между коефициента на усилване по ток и стабилността. Разбира се, всяка промяна на стойността на R_E води и до промяна на коефициента на усилване по напрежение (ако се приеме, че стойността на $R_т$ не се промени).

Стойността на R_A се избира така, че да се осигури определено напрежение на базата на транзистора в работната точка. Ако се приеме същото съотношение на напреженията на базата и емитера, както в предишния пример (напрежение на базата 1,7 V, напрежение на емитера 1,2 V, напрежение база—емитер 0,5 V, както и това, че стойността на R_B е 10 пъти по-голяма от тази на R_E ($430 \times 10 = 4300$ Ω), стойността на R_A се определя по следния начин.

Тъй като R_B е свързан към базата на транзистора, падът на напрежение върху него е 1,7 V. Следователно токът през този резистор е 1,7 V/4300 Ω или приблизително 0,4 mA. Този ток се сумира към тока на базата (0,2 mA) и се получава общ ток, протичащ през R_A, равен на 0,6 mA.

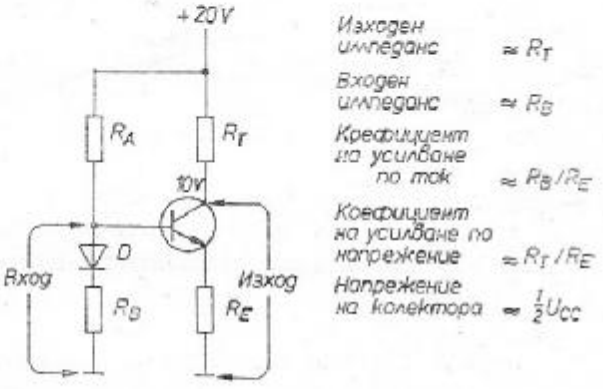
R_A е свързан към източник на напрежение със стойност 20 V,

следователно падът на напрежение върху R_A трябва да бъде 20—1,7, или 18,3 V. При ток през R_A, равен на 0,6 mA, стойността на съпротивлението трябва да бъде 30 500Ω, за да се получи пад на напрежение 18,3 V. Най-близката стандартна стойност е 30 000 Ω.

Освен стабилността главното предимство на схемата за преднапрежение С е това, че входният и изходният импеданс, както и коефициентите на усилване по ток и напрежение не зависят от бета на транзистора. Вместо това *параметрите на стъпалото зависят от стойностите на компонентите.*

1-6.8. Схема за преднапрежение D

Схемата за преднапрежение D е показана на фиг. 1-12. Основните характеристики на схемата за преднапрежение D са същите, както и на схемата на преднапрежение С, с изключение на това, че е увеличена температурната стабилност. Нарастването на температурната стабилност се дължи на свързването на диода D между базата на транзистора и резистора R_B. Диодът D, включен в права посока, е изработен от същият материал (силиций) и е поставен при същата температура, както преходът база—емитер. По този начин падът на напрежение върху диода D и върху прехода база—емитер е един и същ и остава такъв при промяна на температурата.



Фиг. 1-12. Схема за преднапрежение D

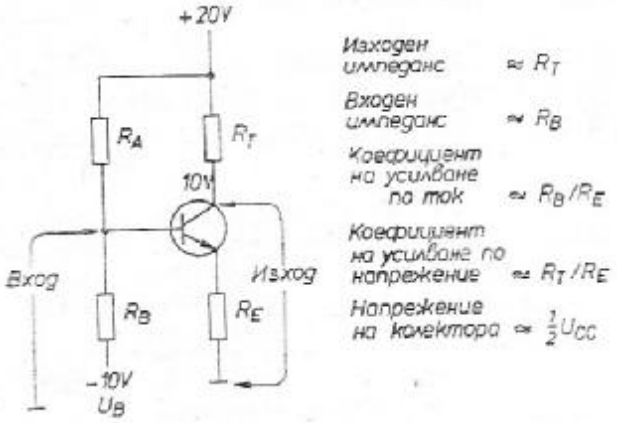
Стойностите на R_T, R_E и R_B в схема D са същите, както в схема С. Стойността на R_A ще бъде малко по-различна. Тъй като падът на напрежение върху диода D е същият както този върху прехода база—емитер (0,5 V), падът на напрежение върху R_B е равен на този върху R_E (1,2 V). Следователно токът през R_B е 1,2V/4300 Ω, или 0,28 mA. Този ток се сумира с тока на базата (0,2 mA), за да се получи общият ток, протичащ през R_A.

R_A е свързан към източник на напрежение със стойност 20 V, затова падът на напрежение върху R_A трябва да бъде 20—1,7, или 18,3V. При общ ток през R_A, равен на 0,48 mA, стойността на съпротивлението му трябва да бъде 38,125 Ω, за да се получи пад на напрежение от 18,3 V. Най-близката стандартна стойност е 39 000 Ω.

Както и при схемата за преднапрежение C, характеристиките на стъпалото не зависят от бета на транзистора. На практика диодът D се монтира близо до транзистора, така че да има същата температура, както преходът база—емитер.

1-6.9. Схема за преднапрежение E

Схемата за преднапрежение E е показана на фиг. 1-13. Основните ѝ характеристики са същите както тези на схема C. Тази схема се използува в тези случаи, когато е необходимо положително и отрицателно напрежение спрямо земя, за да се управлява токът на базата.



Фиг. 1-13. Схема за преднапрежение E

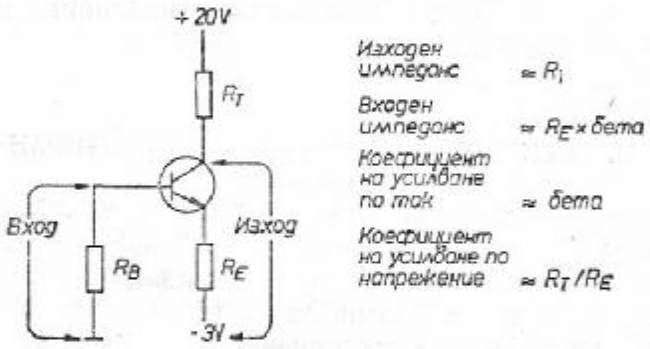
Стойностите R_T, R_E и R_B в схема E са същите както в схема C. Стойността на R_A ще бъде различна заради големия ток, който протича през R_B. Тъй като R_B е свързан към отрицателното захранващо напрежение, падът на напрежение върху резистора е равен на U_B + пад на напрежение върху R_E (1,2V) + пад на напрежение върху прехода база—емитер (0,5 V). Да приемем, че U_B е —10 V. Тогава падът на напрежение върху R_B е 10+1,2+0,5, или 11,7 V. Следователно токът през R_B е 11,7 V/4300 Ω, или 2,7 mA. Този ток се сумира с тока на базата, за да се получи токът, протичащ през R_A (2,7+0,2=2,9 mA).

R_A е свързан към източник на захранващо напрежение със стойност 20 V, затова падът на напреженне върху резистора трябва да бъде 20—1,7, или 18,3 V. При общ ток, протичащ през R_A, равен на 2,9 mA, е необходимо съпротивление 6310 Ω, за да се получи пад на напрежение 18,3 V. Най-близката стандартна стойност е 6200 Ω.

1-6.10. Схема за преднапрежение F

Схемата за преднапрежение F е показана на фиг. 1-14. Тя се използува в тези специални случаи, когато е необходимо преходът колектор—емитер да се захранва както с положително, така и с

отрицателно напрежение. Тъй като транзисторът е тип NPN, колекторът се свързва към източника на положително напрежение през $R_т$, а емитерът — към източника на отрицателно напрежение през резистора R_E. Ако напрежението на двата източника е при-



Фиг. 1-14. Схема за преднапрежение F

близително еднакво по абсолютна стойност, ще бъде трудно да се проектира стъпало, което да има някакво усилване по напрежение (освен ако се използува шунтиране на емитерния резистор с кондензатор, както е описано в глава 2). Токовете на колектора и емитера са приблизително равни (като се пренебрегне токът на базата). Затова, ако падът на напрежение върху $R_т$ е равен на половината от захранващото напрежение (напрежението на колектора остава 10 V), върху R_E трябва да се получи пад на напрежение, равен по стойност на цялото отрицателно захранващо напрежение (20 V), и следователно съпротивлението на R_E трябва да бъде два пъти по-голямо от това на $R_т$. При еднакви други условия това ще доведе до отслабване, а не до усилване на сигнала.

Основните характеристики на схемата за преднапрежение F са в общи линии като тези на схемата за преднапрежение A (раздел 1-6.5). Единствената разлика е, че коефициентът на усилване по напрежение е малък поради по-малкото отношение $R_т/R_E$.

В следващия пример е прието, че условията са същите, както в предишните, освен това, че R_E вместо към земя е свързан към източник на напрежение —3V. Токът на базата е 0,2 mA, токът колектор — емитер е 2,4 mA, положителното захранващо напрежение е 20 V, падът на напрежение върху $R_т$ е приблизително 10 V, $R_т$ има съпротивление 4300 Ω, в работната точка напреженията на базата и емитера на транзистора трябва да бъдат съответно 1,7 и 1,2 V.

Падът на напрежение върху R_E трябва да бъде равен на желаните +1,2 V плюс —3 V от източника на отрицателно захранващо напрежение, или общо на 4,2 V. Както колекторният, така и

базовият ток протичат през R_E, така че сумарният ток през резистора е 2,6 mA, както и в предишните примери. При протичане на такъв ток съпротивлението на резистора трябва да бъде 1615 Ω, за да се получи пад на напрежение 4,2 V.

Падът на напрежение върху R_B трябва да бъде равен на +1,7 V. При ток на базата 0,2 mA съпротивлението на резистора трябва да бъде 8500 Ω.

1-7. ПРАКТИЧЕСКИ МЕТОДИ ЗА ПРОЕКТИРАНЕ

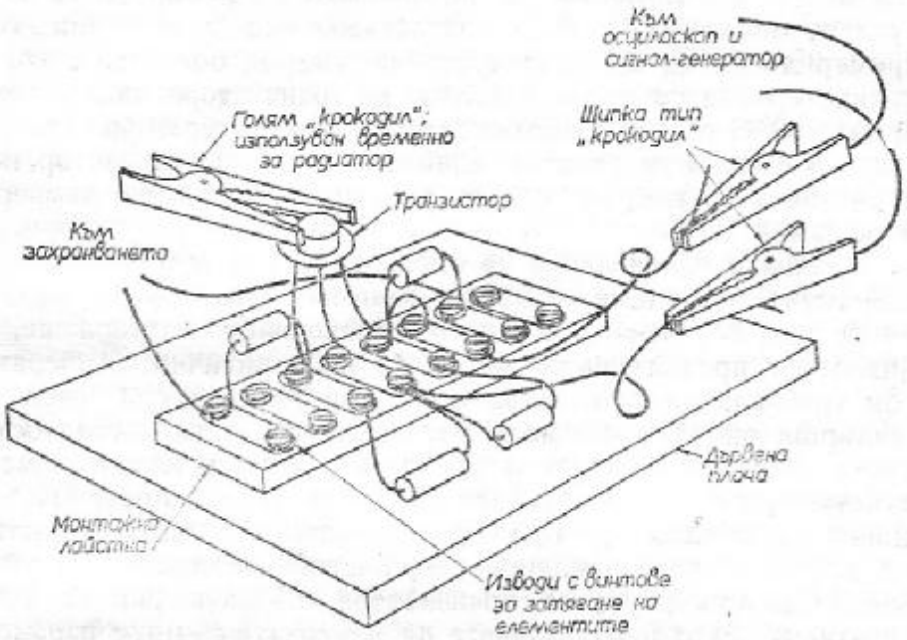
В изложението на тази книга е прието, че читателят е запознат с използуването на измервателната апаратура, инструментите и особеностите при закупуването на необходимите елементи за модели на описваните схеми. За читателите с по-малък практически опит, както и за опресняване на познанията на опитните техници по-долу са дадени основни сведения, свързани със закупуването на елементи и с лабораторната практика при проектиране на схеми с полупроводникови елементи. В съответните глави са обяснени методите за изпитване на определени типове стъпала (усилватели, мултивибратори и пр.).

1-7.1. Монтиране на експериментални схеми

В идеалния случай елементите в експерименталните схеми трябва да бъдат запоени и подредени приблизително в същото положение, в което ще бъдат и в готовото стъпало. Това допринася при изпитването всички параметри да се преценят обективно и в условия, близки до реалните. При запояването на елементите в експерименталните модели също възникват някои проблеми. По време на експериментите не е удобно непрекъснато да се запояват и отпояват едни и същи елементи. При някои от елементите (по-специално диоди и транзистори) продължителното загряване при запояване и отпояване може да доведе до трайна повреда.

Поради тази причина се препоръчва запояване на елементите да се използува само при изпитване на окончателния модел на проектираната схема. Всички експериментални модели би трябвало да се монтират на монтажни лайстни с клеми с винтове, както е показано на фиг. 1-15. Не изрязвайте крачетата на елементите. Лайстните могат да бъдат закрепени с винтове за дърво или с болт и гайка към дървена плоча (монтажна дъска). Избягвайте използуването на метални монтажни дъски, за да се предпазите от случайни къси съединения. Използувайте монтажни лайстни с по два закрепващи винта, по един от всяка страна на контактната пластина. Възможно е с всеки винт да се закрепят по три-четири

извода на елементи, така че в дадена точка (от схемата) могат да бъдат свързани от шест до осем елемента. Това е много повече от необходимото при изпробване на експериментални модели. Винаги затягайте добре винтовете, за да осигурите добър контакт между компонентите.



Фиг. 1-15. Монтажна дъска за експериментални модели

Продават се много фабрично произведени монтажни дъски с контактни пластини от щепселен тип, при които изводите на елементите се втикват в самозатягащи се пружинни контакти. Тези монтажни дъски са особено удобни, когато трябва да се експериментират едновременно няколко стъпала. Всички части, които ще се използуват често, би трябвало да се свързват към монтажната лайстна с крокодили. Така се избягва непрекъснатото им запояване или затягане към останалите елементи.

В идеалния случай експерименталните схеми трябва да се монтират в помещение, където няма паразитни сигнали с честота 60 Hz (50 Hz). Това е възможно в екранирана стая. Когато такива условия липсват, долната страна на работната маса може да бъде покрита с екраниращ материал (заземена). Старайте се върху монтажната дъска да няма свободно висящи изводи и избягвайте дългите проводници към измервателната апаратура. Там, където високочестотните смущения представляват проблем, може да се окаже полезно използуването на специални „високочестотни" монтажни дъски.

1-7.2. Избягване на температурните проблеми

Прегряването на транзисторите (по каквато и да е причина) трябва да се избягва. Правилно е температурата на транзистора в експерименталната схема да се измерва с термометър. Безполезно е да се казва, че това се прави рядко. Ако Вашите пръсти не са много чувствителни, те би трябвало да издържат на температура от около 50° С. Всяко нарастване над тази температура, например до 60° С, ще се почуствува твърде болезнено, ако задържите пръста си върху корпуса на транзистора малко повече. Тъй като 50° С е добра работна температура за германиевите транзистори и съвсем умерена за силициевите, всеки транзистор, който при пипане не е твърде горещ, работи в безопасен температурен режим.

Идеалната температура на околната среда при монтиране на експериментални схеми е 25° С, защото това е „нормалната" температура, посочена в повечето справочници. Разбира се, ако стъпалото е предназначено за работа при критични температури, то би трябвало да се изпитва при тези температури, след като се завърши окончателно моделът. Температурната стабилност на схемата може да се провери бързо по следния начин: измерете параметрите на експерименталната схема (преднапрежение, коефициент на усилване и пр.) при нормална околна температура. След това поставете поялника (пистолетния поялник) за кратко време близо до корпуса на транзистора, за да повишите температурата му, като продължавате да измервате същите параметри, *Избягвайте продължителния контакт между поялника и корпуса на транзистора.*

Ако в експерименталната схема се използува мощен транзистор, през който при работа и изпитване протичат големи токове, монтирайте го на радиатор, *преди* да подадете каквото и да е *захранване.*

Като добър *временен* радиатор за маломощни транзистори може да служи един голям крокодил, защипан към корпуса на транзистора. Ако е необходимо, използувайте повече от един крокодил. Ако крокодилът се нагрее твърде много, *незабавно* изключете захранващите напрежения.

При запояването на окончателния вариант на изпитваната схема избягвайте задържането на поялника до изводите на транзисторите и диодите повече, отколкото е необходимо.

1-7.3. Необходима измервателна апаратура

Измервателната апаратура, използувана при проектирането, както и възможностите ѝ (честотен обхват, импеданс и пр.), трябва да бъде същата, с която се провежда и всестранното изпитване

на вече завършената схема. Например, ако проектирате усилвател, който трябва да има равна честотна характеристика от 30 Hz до 100 kHz, той трябва да бъде проверен със сигнал-генератор, чийто изходен сигнал е постоянен в този честотен обхват.

При проектирането на каквато и да е схема би трябвало да разполагате със следната апаратура и части:

Най-малко два комбинирани уреда (волт-ом-метри, мултицети). Мултицетът е най-подходящият измервателен уред, използуван при проектирането на транзисторни схеми. Всички схеми за преднапрежение на транзистора, описани досега, могат да се проверят с електронен волтметър или с много чувствителен мултицет. Много фирми произвеждат електронни волтметри, предназначени специално за използуване при изпитване на транзисторни схеми. Тези уреди имат обхвати за измерване на ниски напрежения (от 0 до 0,05 V, от 0 до 0,25 V), и с тях могат да се измерват малките разлики в напреженията между отделните изводи на транзисторите (особено между напреженията на базата и емитера). Тези уреди имат и много малък пад на напрежение (50 mV) при работа като измерители на ток.

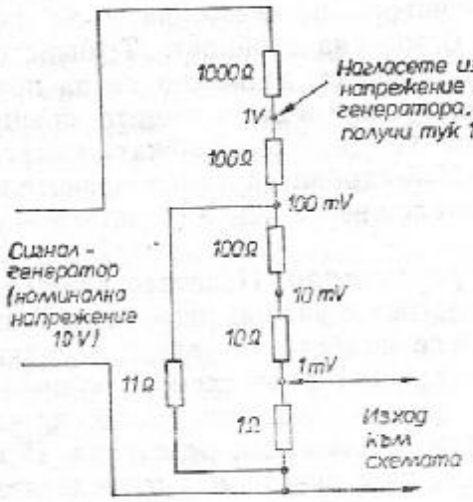
Регулируем стабилизиран токоизправител. Добре е, ако напрежението може да се изменя от 0 до 50 V или поне от 0 до 30 V. Ако е възможно, би трябвало да се настройва и максималният отдаван ток. Когато това е така, в експерименталната схема токът, консумиран от транзистора, не може да бъде поголям от предварително зададена безопасна стойност. Транзисторът ще бъде винаги предпазен от повреда, дължаща се на претоварване по ток. Някои токоизправители имат и защита срещу късо съединение (токът спада на 0, ако се свържат накъсо изходните клеми на изправителя). Най-удобни са токоизправители с изходи за положително и отрицателно напрежение (спрямо земя) и двойните токоизправители.

Четири декадни магазина резистори. Повечето схеми за преднапрежение могат да се осъществят с четири резистора. Тези стойности на резисторите могат да се подберат с четири декадни магазина резистори, по един за всеки резистор от схемата за преднапрежение. Ако не разполагате с декадни магазини, могат да се използуват потенциометри или други променливи резистори. И в двата случая съпротивленията се нагласяват на изчислената стойност, проверяват се параметрите на експерименталната схема и след това съпротивленията се донастройват, докато се получат желаните параметри на схемата (преднапрежение, коефициент на усилване, обратна връзка и пр.). Когато схемата заработи, както трябва, стойностите на съпротивленията се отчитат по скалите на магазините резистори. Ако вместо тях са използувани потенциометри или променливи резистора, ще бъде необходимо те да се изключат от схемата и стойността на съответното съпротивление да се измери с омметър.

Два декадни магазина кондензатори. Двата декадни магазина кондензатори позволяват да се подбере поне един входен и един изходен кондензатор. Добре е да има още няколко кондензатора със стандартна стойност, пригодени за свързване към схемата посредством крокодили. В емитера на транзистора обикновено се включват шунтиращи кондензатори с голям капацитет (до 1000 μF). Това най-често са електролитни кондензатори с ниско работно напрежение (от 5 до 50 V).

Разнородни елементи. В повечето случаи при експериментиране на схеми възниква нужда от няколко силициеви диода, както и от ценерови диоди с различни ценерови напрежения. При проверка на веригите за преднапрежение може успешно да се използува батерия или група батерии с изводи през 1,5 V. Външна батерия може да бъде един добър източник на фиксирано захранващо напрежение при проверка на действието на експерименталната схема.

Сигнал-генератор. Както беше казано, характеристиките на сигнал-генератора, използуван при експериментирането на схемата, трябва да бъдат същите, както на този, използуван при цялостната проверка на готовото стъпало. Като правило сигнал-генераторът трябва да има ниско изходно съпротивление (500 Ω или по-малко), тъй като повечето транзисторни схеми имат ниско входно съпротивление. Изходното напрежение на генератора трябва да се изменя по размах от 0 до 10 V. В най-добрия случай изходното напрежение би трябвало да се регулира прецизно на стъпала (например през 1 mV, 10 mV, 100 mV и 1 V). Ако нямате такъв генератор, можете да изработите делител на напрежение като показания на фиг. 1-16. При използуване изходното напрежение на генератора се нагласява на 10 V от връх до връх и всеки от изводите на делителя се проверява с прецизен волтметър. Точността на деление на напрежението ще зависи от точността на използуваните резистори. Достатъчно е да се използуват резистори с точност 1%.



Фиг. 1-16. Делител на напрежение с нисък изходен импеданс

Осцилоскоп. Изискванията към осцилоскопа, използуван при експериментиране на проектираните схеми, са същите, както към

осцилоскопите, използувани за лабораторни или сервизни нужди. Полезно е (но не абсолютно необходимо) осцилоскопът да има *диференциален вход*. Това дава възможност да се измерват малки падове на напрежение върху преходите на транзистора. Поважно е обаче това, че диференциалният вход намалява въвеждането на паразитни сигнали (като брум 60 или 50 Hz). Чувствителността към външни смущения представлява особен проблем при всяка експериментална схема. Проводниците към схемата и изводите на елементите приемат смущаващи високочестотни сигнали, брум и пр. Диференциалният вход на осцилоскопа реагира само на разликата в напреженията на две точки от схемата. Шумът, брумът, високочестотните смущаващи сигнали попадат едновременно върху всички елементи на схемата и не създават диференциално напрежение. (По тази причина шумът и брумът се разглеждат като *синфазни сигнали*. Способността на диференциалния вход на осцилоскопа да подтиска такива сигнали е известна като *коефициент на подтискане на синфазни сигнали* и обикновено се изразява в децибели.) Ако осцилоскопът е предназначен за използуване при експериментиране на модели, добре е да има възможно по-голям коефициент на подтискане на синфазните сигнали.

При експериментиране на проектираните схеми може да бъде полезен един двулъчев осцилоскоп. Двата входа на осцилоскопа позволяват да се наблюдават едновременно входният и изходният сигнал на експериментираното стъпало. Това е много удобно, когато се донастройва преднапрежението, за да се постигнат зададените параметри.

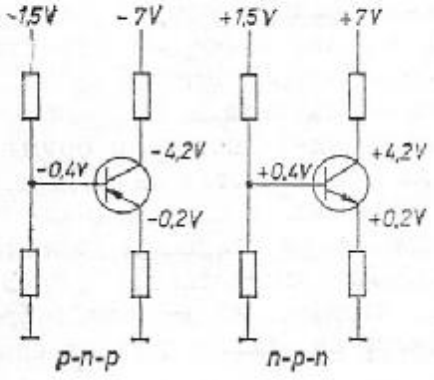
1-7.4. Откриване на повреди

Ако спазвате описаните тук правила, проектираните от Вас схеми трябва да работят добре. Въпреки това може да се наложи да отстраните неизправност в експериментираната схема. Първата стъпка при откриване на повредата в каквато и да е транзисторна схема е проверката на основната верига за преднапрежение. Ако преднапрежението е нормално, тогава вече е възможно да се мисли за други нередности по схемата (дължащи се на грешки при проектирането или на дефектни елементи).

Останалата част на този раздел е посветена на методите за анализиране на грешките и нередностите в основните вериги за преднапрежение и на начините за проверка на изправността на елементите. Откриването на повредите в различните стъпала е описано в съответните раздели на следващите глави.

1-7.4.1. Нормални съотношения между напреженията на изводите на транзистора

На фиг. 1-17 са показани основните вериги за преднапрежение за транзистори тип PNP и NPN. Както вече беше казано, в схемата за преднапрежение може да бъде включен диод за температурна компенсация или да бъде използуван един резистор по-малко. Въпреки това обаче съотношението между напреженията на изводите на транзистора трябва да остане същото. На фиг. 1-17 са показани „нормалните" напрежения. Когато те са известни, вече не е трудно да се открият „ненормални" напрежения ако те съществуват в експерименталната схема.



Фиг 1-17. Вериги за преднапрежение и нормални напрежения на изводите на PNP и NPN транзистори

Практически във всички транзисторни схеми преходът емитер—база трябва да работи в право свързване, за да може през транзистора да протече потокът от електрони. Това означава, че в транзистор тип PNP базата трябва да получи по-голямо отрицателно (или по-малко положително) напрежение от емитера. При това условие преходът база—емитер ще „тегли" ток и ще предизвиква протичането на голям ток от колектора към емитера. В транзистор тип NPN базата трябва да получи по-голямо положително (или по-малко отрицателно) напрежение от емитера, за да може да протече ток от емитера към колектора на транзистора. Забележете, че навсякъде в тази книга „протичане на ток" означава *движение на електрони*, което става от отрицателния полюс на захранването към положителния.

Следните основни правила могат да бъдат полезни при практически анализ на напреженията в експерименталната схема.

1. Средната буква в означенията PNP и NPN винаги се отнася за базата на транзистора.

2. Първите две букви в означенията PNP и NPN означават *полярността* на напрежението на *емитера* спрямо тези на базата и колектора. Например буквите PN (в означението PNP) показват, че потенциалът на емитера на транзистора е положителен по отношение на тези на неговите база и колектор. Буквите NP (в означението NPN) показват, че потенциалът на емитера е отрицателен спрямо тези на базата и колектора на транзистора.

3. Преходът колектор—база работи винаги в обратно свързване.

4. Преходът емитер — база работи винаги в право свързване

или преднапрежението е такова, че транзисторът може да бъде отпушен от входния сигнал.

5. *Входен сигнал на базата* на транзистора, който е противоположен по полярност или намалява преднапрежението, намалява и токовете на емитера и колектора.

6. Входен сигнал на базата на транзистора, който се сумира към преднапрежението (увеличава го), предизвиква нарастване на токовете на емитера и колектора.

7. *Потокът от електрони* (при липса на сигнал) протича винаги в посока, обратна на стрелкичката в означението на емитера на транзистора.

8. Ако потокът електрони влиза в емитера, електроните излизат от колектора.

9. Ако електроните излизат от емитера, потокът от електрони навлиза в колектора.

Като се използуват тези правила, може да се направят следните обобщения за „нормалните" напрежения на изводите на транзистора:

1. При транзистор тип PNP напрежението на базата е отрицателно, напрежението на емитера е малко по-малко отрицателно, а това на колектора — много по-отрицателно.

2. При транзистор тип NPN напрежението на базата е положително, напрежението на емитера е малко по-малко положително, а това на колектора е много по-положително.

1-7.4.2. Измерване напреженията на изводите на транзистора

Съществуват две мнения за това, как да се измерват напреженията на изводите на транзистора. Някои предпочитат да измерват напреженията от извод до извод и отбелязват *разликата в напреженията.* В схемата от фиг. 1-17 например разликата в напреженията на базата и емитера е 0,2 V. Това е типично за германиев транзистор. Също така може да се измери разликата от 3,8 V в напреженията на базата и колектора. Методът за измерване на напреженията от извод до извод позволява веднага да се установи наличието на право или обратно свързване на прехода на транзистора.

Другият начин е да се измерва напрежението между извода на транзистора и някоя *обща точка или земя.* Например всички напрежения на PNP транзистора от фиг. 1-17 са отрицателни спрямо земя. При измерването на тези напрежения клемата на уреда, означена с „+", трябва да бъде свързана към земя, а другата — към съответните изводи на транзистора.

Този начин за „маркиране" напреженията на изводите може да бъдат донякъде смущаващ за тези, които не са добре запознати с транзисторите, защото изглежда, че е като че ли против правилата. (При транзистор тип PNP потенциалът на емитера

и колектора трябва да бъде положителен, а тук всички напрежения са отрицателни.) Въпреки това правилата са в сила.

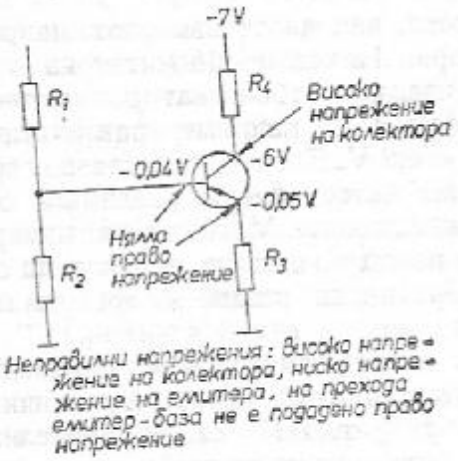
При PNP транзистора от фиг. 1-17 потенциалът на емитера е — 0,2 V, а този на базата е —0,4 V. Напрежението на базата е *по-отрицателно* от това на емитера. Следователно потенциалът на емитера *е положителен спрямо този на базата* и преходът работи в право свързване, което е и нормално.

От друга страна, потенциалът на базата е —0,4 V, докато този на колектора е — 4,2 V. Напрежението на базата е *по-малко отрицателно* от това на колектора. Следователно базата има *положителен потенциал спрямо колектора* и преходът база — колектор работи в обратно свързване. Това също е нормално.

1-7.4.3. Откриване на повреди чрез измерване на напреженията

Първата стъпка при търсене на неизправност в каквато и да е транзисторна схема е външният оглед на всички връзки. Така се отстраняват повече неизправности, отколкото може би очаквате, без да се замисляте особено по този въпрос. Ако е възможно, добре е схемата да се провери от някой друг, не само от този, който е правил връзките. Много лесно е да не забележите собствената си грешка. След като всички връзки са проверени, измерете напреженията.

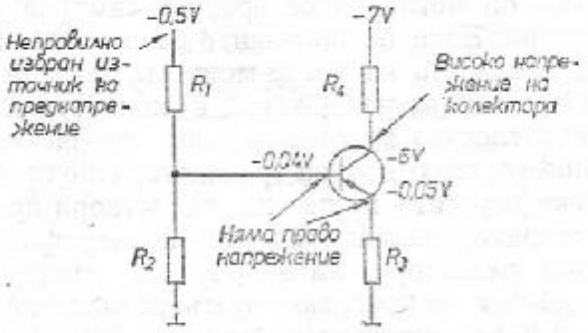
Нека приемем, че е монтирана експериментална схема с PNP транзистор и са измерени напрежения, подобни на означените във фиг. 1-18. Тези напрежения винаги, с изключение само на един случай, са показатели за неизправност. Очевидно е, че преходът емитер — база не работи в право свързване, защото напрежението на емитера е по-отрицателно от това на базата (обратно преднапрежение за PNP транзистор). Единствената схема, в която това би могло да се приеме за нормално, е тази, за която е необходим голям „ключов" сигнал, за да я накара да работи (например усилвател клас C).



Фиг. 1-18. Неправилни напрежения на изводите на PNP транзистор

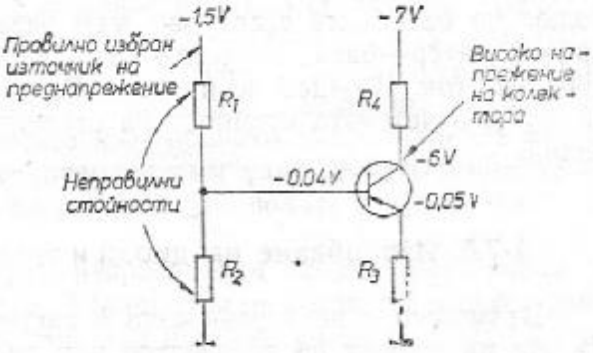
Първото нещо, което ни кара да мислим, че нещо в схемата от фиг. 1-18 не е наред, е това, че напрежението на колектора е почти толкова отрицателно, колкото и захранващото напрежение (в горния край на R_4).

Това означава, че през R_4 във веригата колектор—емитер протича много малък ток. Транзисторът би могъл да бъде дефектен, но причината много по-вероятно е в преднапрежението. Напрежението на емитера зависи най-вече от тока, протичащ през R_3, така че ако стойността на R_3 не е съвсем извън нормите (това би било необичайно), проблемът е в неправилното преднапрежение на базата.



Фиг. 1-19. Схема с PNP транзистор. Неправилно преднапрежение, дължащо се на неправилно избран източник на напрежение

Следващата стъпка е да се измери стойността на напрежението в горния край на R_1. (Забележете, че R_1 може да бъде свързан както към същия захранващ източник, към който е свързан и R_4, така и към колектора на транзистора или към друг източник, който има обща маса с този, захранващ колектора. В този пример е прието, че R_1 е свързан към източник с напрежение 1,5 V, както е показано в „нормалната" схема от фиг. 1-17.)



Фиг. 1-20. Схема с PNP транзистор. Неправилно избрани стойности на резисторите от делителя в базата

Ако източникът на преднапрежение е като показания на фиг. 1-19 (0,5 V), грешката е очевидна — неправилно избрана стойност на напрежението на допълнителния източник. Това вероятно ще се окаже дефект на захранващия токоизправител и неправилно преднапрежение ще се измери и в други стъпала от експериментираната схема.

Ако напрежението на източника е нормално, както е показано на фиг. 1-20 (1,5 V), причината вероятно е в неправилния избор на стойностите на съпротивленията на R_1 или R_2, или дефект в транзистора.

Следващата стъпка е да изключите всички захранващи напрежения и да измерите съпротивлението на R_1 и R_2. Ако някоя

от двете стойности не е нормална, трябва да замените съответния резистор. Ако и двете съпротивления са с нормална стойност, трябва да проверите и/или смените транзистора.

Не се опитвайте в транзисторни схеми да измервате стойности на съпротивления, без да отпоите (разкачите) резисторите. Това би могло да се прави в лампови схеми, но не и в транзисторни. Една от причините да споменем горното е, че напрежението на батерията на уреда може да повреди някои типове транзистори. Даже и това напрежение в конкретния случай да не е опасно, вероятността за грешка при транзисторните схеми е по-голяма, защото преходът на транзистора ще пропуска ток в едната посока. Така веригата може да се затвори през други резистори и да измерите комбинация от последователно или паралелно свързани резистори, като получите съвсем различна от истинската стойност на измерваното съпротивление на резистора.

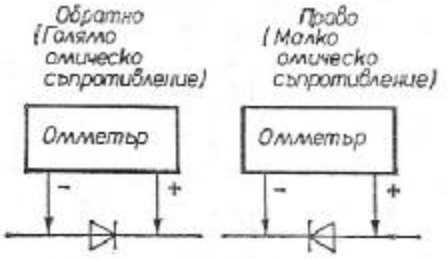
Като пример нека приемем, че омметърът е свързан в двата края на R_2 (във фиг. 1-17÷1-20), като положителният извод на батерията на уреда е свързан към земя. Тъй като R_3 също е свързан към земя, положителният полюс на батерията на уреда се оказва свързан и към долния край на R_3. Отрицателният полюс на батерията е свързан към базата на транзистора, преходът емитер—база получава отпушващо напрежение и през него протича ток. Вследствие на това R_3 се оказва свързан паралелно на R_2 и отчетената стойност на съпротивлението на R_2 е неправилна.

1-7.5. Изпробване на диоди и транзистори с омметър

Възможно е неизправността в експерименталната схема да се дължи на дефект на транзистор или диод. Замяната е добър начин за проверка на елементите. Ако новият елемент отстранява повредата, това отстранява и всички съмнения. Когато транзисторите се изпитват като отделни елементи, се правят четири основни проверки: за коефициент на усилване, за обратен колекторен ток, за пробив и време на превключване. Всички тези проверки се правят най-добре с професионални тестери и осцилоскопи. Въпреки това обаче е възможно да се провери изправността на транзистор и с омметър. Тези прости проверки могат да покажат дали транзисторът провежда ток и дали има известно усилване. Обикновено в схемата транзисторът работи, ако при изпитване покаже, че има известен коефициент на усилване и ако обратният колекторен ток не е прекалено голям. По същия начин омметърът може да покаже дали един диод може да пропусне ток в едната посока.

1-7.5.1. Проверка на проводимостта на диодите

Способността на диода да пропуска ток в една посока може да се провери чрез измерване на съпротивленията или проводимостта на диода. За измерване на правото и обратното съпротивление на диода може да се използува омметър, както това е показано на фиг. 1.21.



Фиг. 1-21. Измерване на правото и обратното съпротивление на диоди с омметър

Един изправен диод ще покаже голямо съпротивление при обратно свързване и малко съпротивление при право свързване. Ако съпротивленията и при двете измервания се окажат големи, диодът вероятно е прекъснал, а малко съпротивление и при двете измервания обикновено означава, че в диода има вътрешно късо съединение.

Възможно е един дефектирал диод да покаже различно съпротивление при измерване в права и обратна посока. Важно в случая е да се прецени какво е *отношението* между правото и обратното съпротивление. Това отношение зависи от типа на диода. Въпреки това съществува едно грубо правило, което гласи, че отношението на обратното към правото съпротивление на маломощните диоди е няколкостотин към едно, докато мощните изправителни диоди могат да работят задоволително, ако това отношение е 10:1.

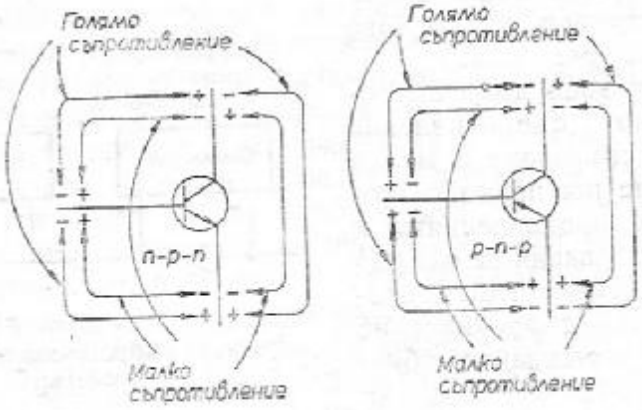
Диодите, използувани в изправителни схеми, обикновено не работят при високи честоти. Такива диоди могат да бъдат проверявани добре с постоянен ток или нискочестотен променлив ток. Диодите, използувани в други схеми, дори в нискочестотните усилватели, трябва да могат да работят при по-високи честоти и трябва да се проверяват при такива условия.

1-7.5.2. Проверка на проводимостта на транзистори

При проверката на транзистор с омметър може да се счита, че транзисторът е съставен от два диода, свързани обратно един към друг. Следователно всеки диод трябва да има малко право и голямо обратно съпротивление. Тези съпротивления могат да бъдат измерени с омметър, както е показано на фиг. 1-22. При всяка двойка измервания (база-емитер, база-колектор, колектор-емитер) трябва да се използува един и същ обхват на уреда. При маломощни транзистори може да се получи съпротивление само няколко ома, когато се прави измерване колектор-емитер. Избягвайте използуването на обхвата R×1, както и на уред с ви-

соко напрежение на вградената батерия. Неспазването на някое от горните изисквания може да бъде причина за повреждане на маломощен транзистор.

Ако при измерването се получат големи стойности на съпро-



Фиг. 1-22. Проверка на изправността на транзистори с омметър

тивленията в права и в обратна посока, транзисторът е прекъснал. Също така при никое измерване не бива да се получи съпротивление 0 или много малко съпротивление. Това би означавало, че транзисторът има вътрешно късо съединение. Ако съпротивленията в права и в обратна посока са равни или приблизително еднакви, това също означава, че транзисторът е дефектен*.

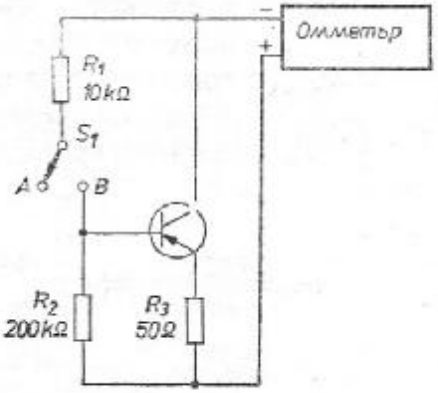
Типичната стойност на съпротивлението на даден преход в права посока е от 300 до 700 Ω. Обратното съпротивление трябва да бъде между 10 и 60 kΩ. Действителните стойности на съпротивленията зависят от обхвата на уреда и от напрежението на неговата батерия. Следователно най-добър индикатор за изправността на транзистора е отношението между правото и обратното съпротивление на преходите му. Почти всеки транзистор ще даде отношение 30:1. При много от транзисторите това отношение е 100:1 или по-голямо.

1-7.5.3. Проверка на коефициента на усилване

Нормално е между емитера и колектора на транзистора да не протича никакъв или да протича съвсем малък ток, докато на базата не се подаде отпушващо напрежение. Този факт може

* Заб. на преводача. Тук авторът не е съвсем прав. Редица маломощни и средномощни силициеви транзистори показват много голямо съпротивление при измерването колектор-емитер и в двете посоки, без да са дефектни. Такива са напр. КТ 315, 2Т 6551 и др.

да бъде използуван, за да се провери коефициентът на усилване на транзистора, като се измери с омметър. Опитната постановка е показана на фиг. 1-23. При тази проверка трябва да се използува обхватът R×1 на уреда. Може да се използува батерия с всякакво напрежение, стига то да не надхвърля пробивното напрежение колектор-емитер.



Фиг. 1-23. Проверка на коефициента на усилване с омметър.

В положение A на ключа S_1 на базата на транзистора не се подава никакво напрежение и преходът емитер-база не е включен в права посока. Затова при измерването омметърът ще покаже голямо съпротивление. Когато ключът S_1 се постави в положение B, преходът база-емитер се включва в права посока (чрез напрежението, подавано от R_1 и R_2) и във веригата емитер-колектор протича ток. Това се забелязва по по-малкото съпротивление, отчетено от омметъра. За един нискочестотен транзистор типичното отношение на двете измерени съпротивления е 10:1.

1-8. ПРАКТИЧЕСКИ МЕТОДИ ЗА МОНТИРАНЕ НА ТРАНЗИСТОРИТЕ

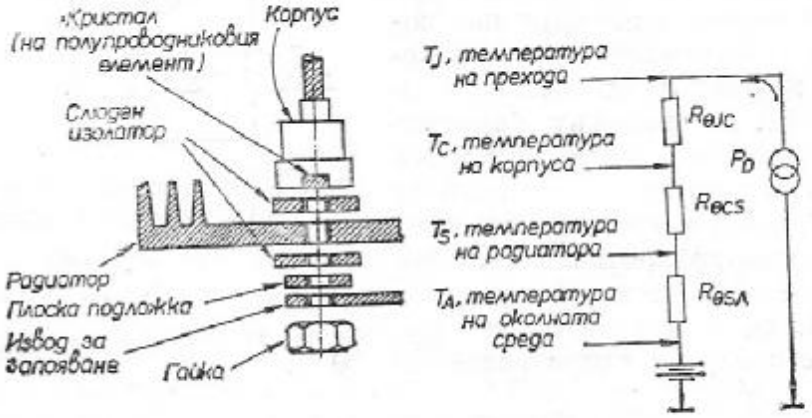
Както беше обяснено в раздел 1-4, ако трябва да се намали топлинното съпротивление на разделящата повърхност между корпуса на транзистора и топлоотвеждащия радиатор, трябва да се спазят редица изисквания при монтирането на радиатора. Правилното монтиране на радиатора ще осигури по-надеждна работа на транзистора при по-ниска температура на корпуса. В този раздел е описан начинът за монтиране на мощни транзистори (и други полупроводникови прибори), които имат метален корпус. В този раздел са включени и сведения за обработване на повърхностите на радиатора, използуването на пасти и начините за закрепване. Дадени са типични стойности на топлинното съпротивление на разделящата повърхност за различни типове корпуси.

1-8.1. Основни сведения за топлинното съпротивление

Основният модел на топлинно съпротивление, използуван в този раздел, е показан на фиг. 1-24. Еквивалентната електрическа схема може да бъде анализирана, като се използува следното уравнение:

$$T_J = P_D(R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA}) + T_A,$$

където T_J е температурата на прехода на транзистора;
P_D е разсейваната мощност;
$R_{\theta JC}$ е топлинното съпротивление на полупроводника (от прехода към корпуса);
$R_{\theta CS}$ е топлинното съпротивление на разделящата повърхност (от корпус към радиатор);
$R_{\theta SA}$ е топлинното съпротивление на радиатора (от радиатора към околната среда);
T_A е температурата на околната среда.



Фиг. 1-24. Основен модел на топлинно съпротивление, показващ аналогията между топлинното и електрическото съпротивление при полупроводници

Както е показано на фиг. 1-24 и както беше обяснено в раздел 1-4, топлинното съпротивление от прехода на транзистора към околната среда е *сума от отделните компоненти.* Ако трябва да се постигне възможно най-ниска температура на прехода, трябва да се намали всеки от споменатите компоненти на общото топлинно съпротивление. Стойността на топлинното съпротивление на разделящата повърхност зависи от начина на монтиране на полупроводниковия елемент. На фиг. 1-25 е показана типичната стойност на $R_{\theta CS}$ при различни начини на монтиране. В следващите раздели са дадени указания и практически методи за получаване на най-ниска температура на прехода при всички варианти на монтиране на полупроводниковите елементи.

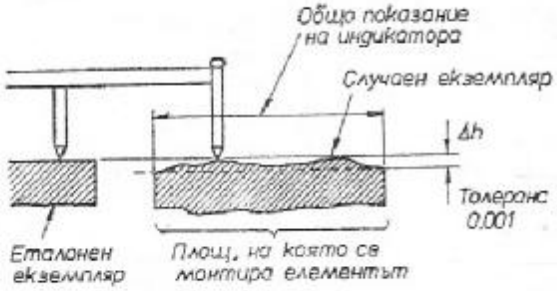
Данни за корпуса					Топлинно съпротивление на разделящата повърхност $R_{\theta CS}$ (°C/W)					
Корпус на елемента (Моторола) №	Чертеж на JEDEC** №	Описание	Препоръчван размер на отвора на бургията	Въртящ момент	Метал към метал		С изолация			Комплект за закрепване (Моторола) №
					сухи	с паста	сухи	с паста	вид	
56	DO-4	10—32 щифт 7/16"шестостен	0,188 № 12	15	0,41	0,22	1,24	1,06	слюда 0,003 инча	MH 745
58	DO-5	1/4—28 щифт 11/16"шестостен	0,25 № 1	30	0,38	0,20	0,89	0,7	слюда 0,005 инча	MH 746
43	DO-21	набива се, 1/2"	вж. фиг. 1-29	***	0,15	0,1	—	—	—	
1,3,4	TO-3	ромб	0,14, № 28	***	0,2 — —	0,1 — —	1,45 0,8 0,4	0,8 0,4 0,35	тефлон 0,003 инча слюда 0,002 инча оксидиран алуминий	MK 10 MK 15 MK 20
80	TO-66	ромб	0,14, № 28	***	—	0,5				
179		1 1/4 квадрат	0,14, 28*	***	0,24	0,1				
219 246	TO-83 TO-94	1/2"—20 щифт 1—1/16" шестостен	0,5,0,5	130	—	0,1				

* — Може да бъде направена резба за винт 10—24
** — Обединен съвет за електронни уреди, САЩ
*** — Ограничен от нормите на използваните крепежни елементи

Фиг. 1-25. Типични стойности на топлинното съпротивление на разделящата повърхност между транзистора и радиатора

1-8.2. Подготовка на монтажната повърхност

Общо взето, радиаторът трябва да е гладък и полиран като корпуса на транзистора. При разсейване на по-малки мощности повърхността на радиатора се приема за задоволителна, ако погледната под прав ъгъл *изглежда* гладка и ако няма дълбоки драскотини. При разсейване на големи мощности е нужно по-прецизно изследване на монтажната повърхност.



Фиг. 1-26. Гладкост на повърхността, върху която се монтира транзисторът. С разрешение на Моторола

Гладкостта на повърхността се определя чрез сравняване на измененията във височината (Δh) на изследвания участък и на еталонен стандартен блок, както е показано на фиг. 1-26. Гладкостта обикновено се дава като част от *общото показание на индикатора*, означавано на английски с TIR. Гладкостта на монтажната повърхност е задоволителна, ако отклонението във височината на изследвания участък (Δh) е по-малко от 0,001 TIR.

Полировката на повърхността се дефинира като средна стойност на отклоненията над и под средната височина на изследвания участък. За задоволителна се приема полировка, при която отклоненията са в обхвата от 30 до 60 милионни части от инча. По-фината полировка е скъпа и не допринася чувствително за намаляване на контактното съпротивление.

Повечето лети или пресувани радиатори се нуждаят от запълване на шуплите. Общо взето, валцуваните или машинно-обработените повърхности са с добро качество, ако при изработката им са използвани запазени инструменти.

Необходимо е също така монтажната повърхност да бъде почистена от всички чужди материали, наслоения и окиси. Обработваният алуминий образува окисен слой за няколко секунди. Ако радиаторът няма да се използува веднага след машинната обработка, добре е монтажната повърхност да се полира със стоманен домакински тел (вълна) № 000, след което да се промие с ацетон или спирт. Веднага след това трябва да се постави топлопроводима паста.

Много от алуминиевите радиатори са *оксидирани в черен цвят*, за да получат по-добър външен вид, трайност, по-добри качества и ефективност. Оксидираната повърхност обаче представлява електрически и топлинен *изолатор*, който представлява

съпротивление по пътя на топлинния поток. Затова оксидирането трябва да бъде отстранявано от монтажната повърхност.

Друг начин за фина обработка на алуминиева повърхност е *разяждането* с хромова киселина, при което заради тънкия обработен слой се получава малко топлинно съпротивление. Но за да се осигури най-добро качество на радиатора, химически обработената повърхност трябва да бъде почистена от маслото и другите наслоения, натрупани върху нея при производството и съхраняването на радиаторите.

Някои радиатори след механичната обработка се *боядисват*. Всяка боя има голямо топлинно съпротивление (сравнено с това на метала). Затова е важно тя да бъде отстранена от тази част на радиатора, където ще бъде закрепен транзисторът.

1-8.3. Топлопроводими пасти

Топлопроводимите пасти (консистентни силиконови смазки) се използуват за подобряване на контакта между транзистора и топлоотвеждащия радиатор. Те запълват въздушните междини между допиращите се части. Една типична топлопроводима паста има специфично съпротивление от около 60° С—инч/W, докато въздухът има около 1200° —инч/W. Така че топлинното съпротивление на въздушните междини, драскотините и неравностите по двете допиращи се повърхности, запълнени с топлопроводима паста, намалява на около 1/20 от първоначалната си стойност.

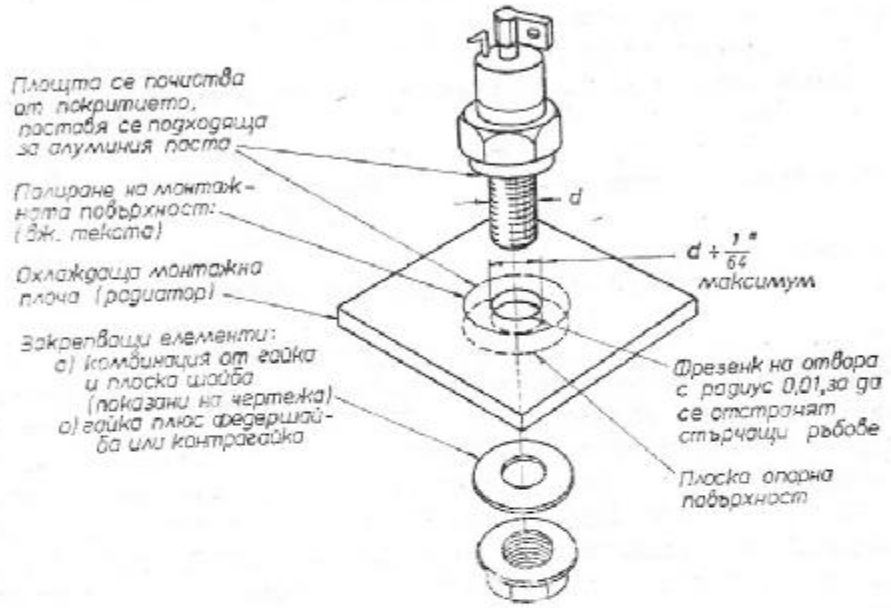
Топлопроводимите пасти се изработват, като се смесят фини частици цинк в силиконово масло, което запазва консистенцията на смазката постоянна при изменение на температурата и с течение на времето. Топлопроводимите пасти се нанасят по два общоприети начина. По единия пастата се намазва в много тънък слой чрез шпакла или четка, като внимателно се обира излишният материал. По другия в средата на контактната повърхност се поставя известно количество паста, която се разпределя по цялата монтажна повърхност чрез натискане и завъртане на транзистора наляво-надясно. Излишната паста трябва да се отстрани след завършване на закрепването на транзистора. Пастата се отстранява с мека кърпа, навлажнена с ацетон или спирт.

Препоръчва се използуването на следните типове топлопроводими пасти (продавани в САЩ):

1. Astrodyne, топлопроводима паста 829
2. Dow Corning, силиконова топлопроводима паста 340
3. Emerson & Cuming, Екотерм ТС-4
4. General Electric, изолационна паста
5. George Risk Industries, топлопроводима паста XL 500
6. IERC, Thermate
7. Thermaloy, Thermacote
8. Wakefield, топлопроводима паста тип 1201

1-8.4. Начини за закрепване към радиатора

Всеки от използуваните полупроводници с различен тип корпус изисква различен начин на закрепване към радиатора. На фиг. 1-27, 1-28, 1-29 и 1-30 са показани съответно детайлите, необходими за закрепване към радиатора на полупроводникови еле-

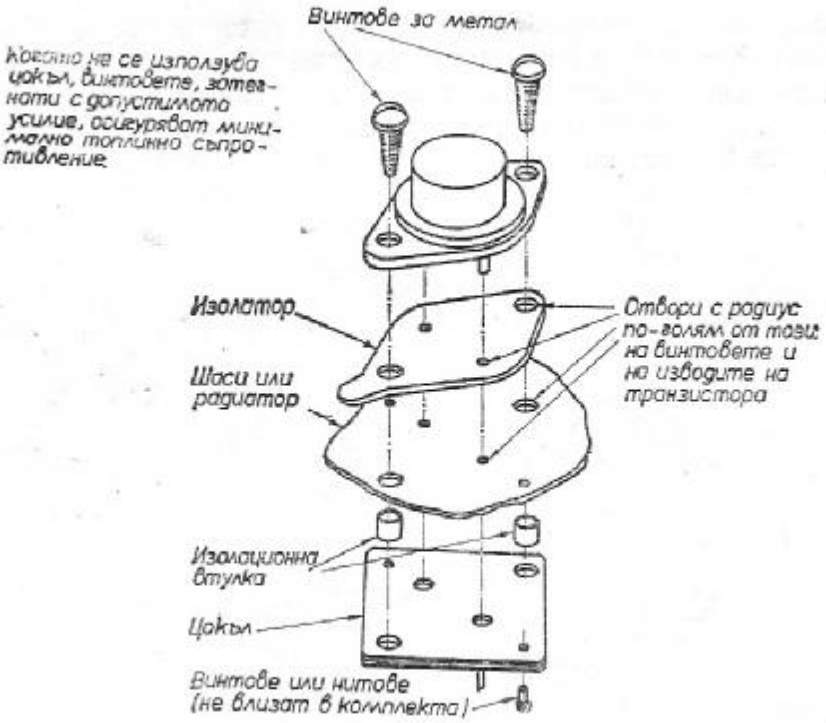


Фиг. 1-27. Детайли, необходими за закрепване на полупроводникови елементи с щифт към радиатор. С разрешение на Моторола

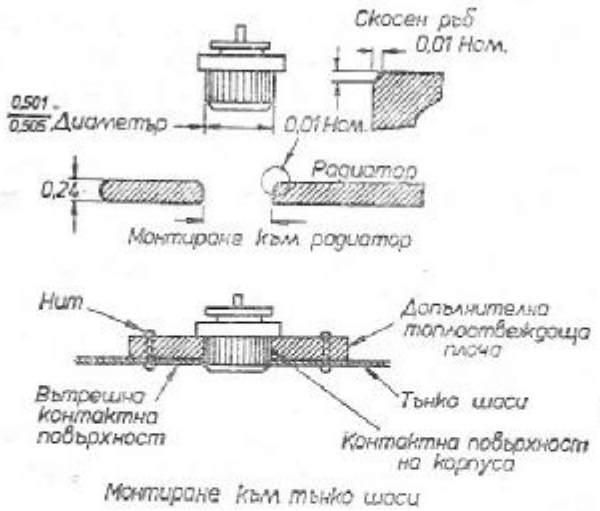
менти с щифт, с плоска основа, чрез набиване и на такива с корпус дисков тип. Следващите данни допълват илюстрациите.

При всяка от схемите на закрепване резбите на винтовете трябва да се почистват от смазката, за да не се получават противоречиви отчитания за стойността на въртящия момент при натягането на гайките. За намаляване на $R_{\theta cs}$ гайките трябва да се натягат с максимално разрешения въртящ момент, но винаги трябва да се внимава да не се надхвърли тази граница. Прекаленото усилие, приложено към полупроводниковите елементи с щифт за закрепване или към тези с корпус от дисков дип, може да доведе до повреждане на кристала. За да се подобри устойчивостта на корозия, когато елементите, монтирани на алуминиев радиатор, работят в агресивна среда, много от тях са покрити с никелов или златен слой. Следователно трябва да се вземат мерки това покритие да не пострада при монтирането на полупроводниковия елемент към радиатора.

При полупроводниковите елементи, които се монтират към радиатора чрез набиване, отворите в радиатора трябва да бъдат скосени (фиг. 1-29), за да се избегне надирането на корпуса им при

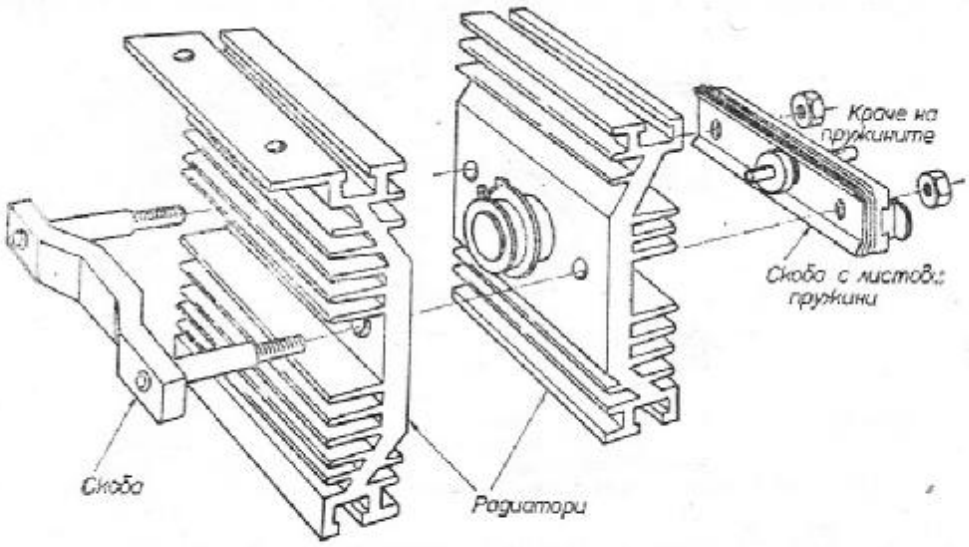


Фиг. 1-28. Детайли, необходими за закрепване на полупроводници с плоска основа към радиатор. С разрешение на Моторола



Фиг. 1-29. Детайли, необходими за монтиране на полупроводникови елементи към радиатор чрез набиване. С разрешение на Моторола

монтажа. Натискът трябва да се приложи равномерно, за да не се получи срязване или наклоняване на корпуса по време на набиването. Би трябвало също така да се използува топлопроводима паста, която освен другото улеснява вкарването на корпуса в отвора на радиатора.



Фиг. 1-30. Детайли, необходими за монтиране на полупроводници с корпус дисков тип към радиатор. С разрешение на Моторола

Обикновено силата на натиска е от 250 до 1000 фунта — в зависимост от твърдостта на материала, от който е изработен радиаторът. Препоръчват се следните стойности на твърдостта: мед — по-малко от 50 по скала F на Рокуел; алуминий — по-малко от 65 по скалата на Бринел. Дебелината на радиаторите може да се намалява до 1/8 от инча, но $R_{\theta CS}$ ще нараства пропорционално на намаляването на контактната повърхност между корпуса и радиатора.

При монтирането на полупроводникови елементи с корпус от дисков тип (фиг. 1-30) се препоръчва използуването на самонивелиращи се скоби за закрепване, които осигуряват паралелност на контактите и равномерно разпределение на натиска върху всяка контактна повърхност.

Обикновено се използуват с шарнирно закрепване към радиатора или такива, при които контактът към радиатора се осигурява от листови пружини.

Затягащото усилие към скобата трябва да се прилага постепенно, равномерно и перпендикулярно към корпуса от дисков тип, за да не се повреди по време на закрепването корпусът на полупроводниковия елемент или контактната повърхност на радиа-

тора. Използуваните пружини трябва да осигуряват натиск в границите, препоръчани от производителя на полупроводниковия елемент. Типични стойности на силата на натиска на скобите при транзистори с корпус от дисков тип са от 800 до 2000 фунта.

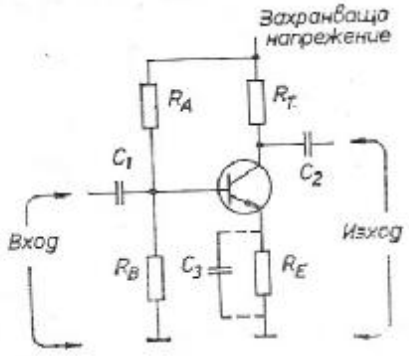
Когато транзистор с корпус от дисков тип се монтира между два радиатора, трябва да се предвиди възможност те да се движат един спрямо друг. Такова движение ще позволи да се неутрализира механичното напрежение, дължащо се на топлинно разширение, което може да повреди транзистора. Когато два или повече транзистори в схемата работят свързани паралелно, единият от радиаторите може да бъде общ за двата (или за всичките) транзистори. За всеки транзистор трябва да се осигури индивидуален втори радиатор, така че силата на натиск, приложена към всеки корпус на транзистор, да се регулира поотделно.

2

НИСКОЧЕСТОТНИ УСИЛВАТЕЛИ

2-1. ОСНОВЕН ТИП НИСКОЧЕСТОТЕН УСИЛВАТЕЛ

На фиг. 2-1 е показана принципната схема на основния тип едностъпален нискочестотен усилвател. Забележете, че тя е по



Входен импеданс $\approx R_B$
Изходен импеданс $\approx R_T$
Коеф. на усилване по ток $\approx \frac{R_B}{R_E}$

Коеф. на усилване по напрежение $\approx \frac{R_T}{R_E}$

Напрежение на колектора $\approx 0{,}5 \times$ захранващото напрежение (настройва се чрез R_A)

Коеф. на стабилност $(S) \approx$ коеф. на усилване по ток $\approx \frac{R_B}{R_E}$

$S \approx 20$ за голям коеф. на усилване
$S \approx 10$ за стабилност
$S \approx 5$ за усилване по мощност
$R_T > 5\ R_E$
$R_T \approx 10\ R_E$
$R_B \approx 10\ R_E$
$R_B < 20\ R_E$
$R_E \approx 100-1000\ \Omega$

$C_1 \approx \frac{1}{3{,}2fR}$ за затихване 1 dB

$C_1 \approx \frac{1}{6{,}2fR}$ за затихване 6 dB

Фиг. 2-1. Основен тип нискочестотен усилвател

добна на схемата за преднапрежение С (раздел 1-6.7, фиг. 1-11), като се различава от нея по това, че са добавени входни и изходни прехвърлящи кондензатори C_1 и C_2. Те не позволяват на постоянния ток да протича към и от външни вериги. Паралелно на резистора в емитера на транзистора е включен шунтиращият

кондензатор C_3. Той е необходим само в някои случаи, както е обяснено в раздел 2-2.

Входният сигнал на усилвателя се подава между базата на транзистора и земя, върху резистора R_B. Изходният сигнал се отнема между колектора на транзистора и земя. Входният сигнал се добавя към или се изважда от преднапрежението, измерено между горния край на R_B и земя. Измененията в стойността на преднапрежението предизвикват изменения на тока на базата, на тока на колектора и на пада на напрежение върху резистора R_T, включен в колектора на транзистора. Следователно напрежението на колектора (изходния сигнал на стъпалото) следва измененията на входния сигнал, но изходният сигнал е инвертиран, т. е. ако напрежението на базата на транзистора нараства, това на колектора намалява и обратно.

Измененията на тока на колектора предизвикват и изменение на тока на емитера. Това значи, че се изменя падът на напрежение върху резистора R_E, включен в емитера на транзистора, както и преднапрежението база—емитер. Вече беше обяснено, че изменението на преднапрежението, което се дължи на изменение на пада на напрежение върху R_E, се стреми да компенсира първоначалното изменение на напрежението на базата на транзистора, предизвикано от входния сигнал, и служи като един вид отрицателна обратна връзка, която повишава стабилността на стъпалото (и ограничава усилването). Тази емитерна обратна връзка (обратна връзка по ток) е известна под названието *стъпална* или *местна обратна връзка*, тъй като обхваща само едно стъпало. В следващите глави и раздели е показано, че понякога се използува *обща обратна връзка*, която обхваща няколко стъпала.

Отличителна особеност на схемата от фиг. 2-1 е, че параметрите ѝ (коеф. на усилване, стабилност, импеданс) се определят предимно от стойностите на елементите, а не от параметрите на транзистора (бета).

2-1.1. Анализ на схемата

Показаната схема е с транзистор тип NPN. Ако се използува PNP транзистор, поляритетът на захранващото напрежение трябва да бъде обратен.

Ако в заданието за проектиране е посочено *максималното захранващо напрежение*, то определя и максималния размах (от връх до връх) на изходния сигнал. При работа в режим клас А напрежението на колектора в работната точка е равно приблизително на половината от захранващото напрежение. Размахът (от връх до връх) на изходния сигнал не може да бъде по-голям от захранващото напрежение. Общо взето, максималният размах на изходния сигнал може да бъде между 90 и 95% от захранващото

напрежение. Например, ако захранващото напрежение е 20 V, напрежението на колектора в работната точка ще бъде 10 V, а изходният сигнал ще може да се изменя от 1 V докъм 19 V. По-малки изкривявания обаче се получават, когато изходното напрежение е $^1/_2$ до $^1/_3$ от захранващото напрежение.

Ако захранващото напрежение не е зададено, то се определя от два главни фактора: максимално допустимото напрежение на колектора на транзистора и желаното изходно напрежение (или желаното напрежение на колектора в работната точка). Не бива да се надхвърля максимално допустимото напрежение на колектора. Както беше обяснено в глава 1, трябва да се избере захранващо напрежение, което е не по-голямо от 90% от максимално допустимото напрежение на колектора. В тези граници (10% коефициент на сигурност) може да се избере желаното изходно напрежение (или напрежението на колектора в работната точка).

Ако стъпалото ще се захранва от батерии, изберете стойност на захранващото напрежение, кратна на 1,5 V.

Ако е зададен размахът на изходния сигнал (от връх до връх), прибавете към тази стойност 10%, за да получите стойността на минимално възможното захранващо напрежение.

Ако е зададено напрежението на колектора в работната точка, захранващото напрежение трябва да бъде поне два пъти по-високо от него.

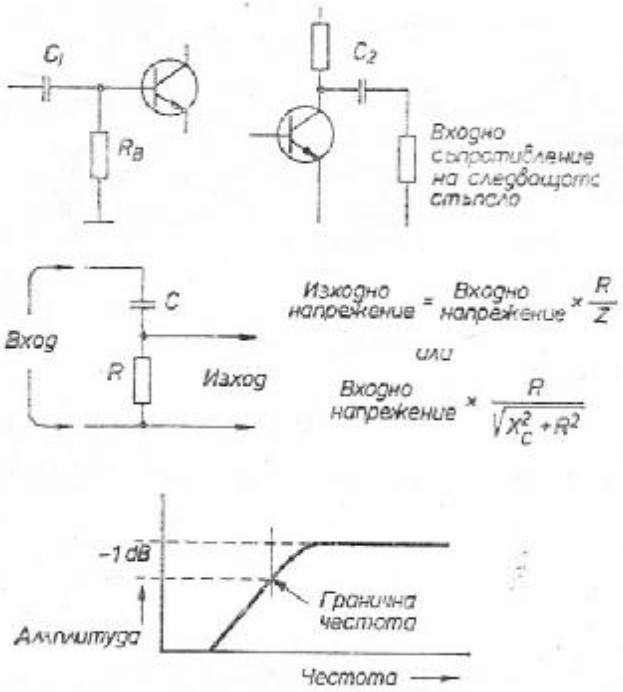
За да се получат минимални изкривявания, захранващото напрежение трябва да бъде два до три пъти по-голямо от желаната амплитуда на изходния сигнал.

Ако са зададени стойностите на входния и/или изходния импеданс, те определят стойностите на R_B и R_T, както е показано във формулите на фиг. 2-1. Все пак има известни ограничения при избора на R_B и R_T, наложени от компромиса, направен между коефициента на усилване и стабилността на стъпалото. Например за стъпало с коефициент на усилване по ток 10 и номинална стабилност R_B трябва да има 10 пъти по-голямо съпротивление от R_E. Съпротивлението на R_B не бива да е повече от 20 пъти по-голямо от това на R_E (максимален коефициент на усилване по ток и минимална стабилност), нито пък да бъде по-малко от петкратната стойност на R_E (минимален коефициент на усилване по ток и максимална стабилност). Тъй като в типичните нискочестотни усилватели клас А стойността на съпротивлението на R_E е от 100 до 1000 Ω, стойността на R_B (и на входния импеданс) може да бъде между 500 (100×5) и 20 000 Ω (1000×20).

Ако входният и/или изходният импеданс **не са зададени,** опитайте се да ги съгласувате с тези на предното и следващото стъпало. Така се осигурява прехвърляне на максимална мощност.

Стойностите на прехвърлящите кондензатори C_1 и C_2 зависят от долната гранична честота, при която ще работи усилва-

телят, и от стойностите на резисторите, към които са свързани кондензаторите. Когато честотата се увеличи, капацитивното съпротивление на кондензатора намалява и за високите честоти прехвърлящият кондензатор (на практика) представлява късо



Фиг. 2-2. Образуване на високопропускащ *RC*-филтър чрез свързване на прехвърлящите кондензатори към съответните резистори

съединение по пътя на сигнала. Затова при определяне на стойностите на прехвърлящите кондензатори в нискочестотните усилватели не се взема пред вид горната гранична честота.

Кондензаторът C_1 заедно с резистори R_B образува високопропускащ филтър. Кондензаторът C_2 образува друг високопропускащ филтър заедно с входното съпротивление на следващото стъпало (или с товарното съпротивление). Това е показано и на фиг. 2-2. Входният сигнал се подава на последователно свързаните кондензатор и резистор. Изходният сигнал се подава практически на входното съпротивление на следващото стъпало. Съотношението на изходното към входното напрежение е

$$\text{изходно напрежение} = \text{входно напрежение} \times R/Z,$$

където R е стойността на резистора за постоянния ток, а Z е импедансът, получен чрез геометрично сумиране на векторите на последователно свързаните капацитивно съпротивление и съпротивление на резистора.

Когато капацитивното съпротивление спадне до $^1/_2$ от съпротивлението на резистора, изходното напрежение ще се намали на

около 90% от входното (затихване 1 dB). Ако тази стойност на напрежението се използува за намиране на долната гранична честота (фиг. 2-2), стойността на C_1 или C_2 може да се пресметне по формулата

$$\text{капацитет} = \frac{1}{3{,}2\,fR}, \text{ където}$$

капацитетът е във фаради, f е долната гранична честота в Hz, а R е съпротивлението на резистора в омове.

Минималната стойност на бетата на транзистора за променливи напрежения трябва да бъде по-голяма от желания коефициент на усилване, въпреки че последният се задава от стойностите на елементите на стъпалото. Тъй като стъпалото от фиг. 2-1 е проектирано за максимален коефициент на усилване 20, всеки транзистор с бета минимум 20 е подходящ за използуване.

2-1.2. Пример за проектиране на нискочестотен усилвател

Да предположим, че схемата от фиг. 2-1 ще трябва да се използува като едностъпален усилвател на напрежение. Трябва да се получи размах на изходния сигнал 3 V (от връх до връх) и изходен импеданс 2000 Ω. Входният импеданс трябва да бъде 1000 Ω. Размахът на входния сигнал е 0,3 V (от връх до връх). Това значи, че коефициентът на усилване трябва да бъде 10. Долната гранична честота на усилвателя е 30 Hz, горната гранична честота — 100 kHz. Необходимо е да се получат минимални изкривявания (стъпалото не бива да се превъзбужда). Захранващото напрежение и типът на транзистора не са зададени, но стъпалото ще се захранва от батерии.

Захранващо напрежение и работна точка. Изходен сигнал 3 V може да се получи при захранване от една батерия с напрежение 4,5 V. Минимални изкривявания обаче се получават, ако захранващото напрежение превишава два до три пъти изходния сигнал. Затова батерия с напрежение 9 V ще осигури работа с най-малки изкривявания. Напрежението на колектора в работната точка трябва да бъде 4,5 V (9 V : 2 = 4,5 V).

Товарно съпротивление и ток на колектора. Стойността на резистора $R_т$ трябва да осигури изходния импеданс от 2000 Ω. При пад на напрежение от 4,5 V върху $R_т$ токът на колектора трябва да бъде 4,5 V : 2000 Ω или 2,25 mA.

Емитерен резистор, ток на емитера, напрежение на емитера. За да се осигури коефициент на усилване по напрежение 10, стойността на R_E трябва да бъде равна на 1/10 от тази на $R_т$ или 2000 Ω : 10 = 200 Ω. Ако при експериментите се окаже, че коефициентът на усилване е малко по-малък от 10,

опитайте се да намалите стойността на R_E до следващата помалка стандартна стойност (180 Ω). Токът, протичащ през R_E, е равен на сумата от тока на колектора (2,25 mA) и тока на базата. Ако се приеме, че коефициентът на усилване по ток на стъпалото също е 10, токът на базата е 2,25 mA : 10 или 0,225 mA. Общият ток през R_E е 2,25+0,225 или 2,475 mA. Този ток ще даде пад на напрежение върху R_E, равен на 0,495 V. На практика тази стойност може да бъде закръглена на 0,5 V.

Входен импеданс и ток. Стойността на R_B трябва да осигури входен импеданс 1000 Ω. Стойността на R_B освен това трябва да бъде поне 5 пъти по-голяма от тази на R_E, следователно съотношението 1000 : 200 Ω е правилно. То осигурява максимална стабилност на стъпалото. Напрежението на базата на транзистора ще бъде с 0,5 V по-високо от това на емитера или 0,5+0,5=1 V. При пад на напрежение 1 V върху R_B токът, който протича през резистора, е 1 V : 1000 Ω или 1 mA.

Делител на базата и ток през R_A. Стойността на R_A трябва да бъде такава, че върху резистора да се получи пад на напрежение 8 V, за да може при захранващо напрежение 9 V напрежението на базата спрямо земя да бъде 1 V. Токът, протичащ през R_A, ще бъде равен на тока през R_B (1 mA) плюс тока на базата на транзистора (0,225 mA) или общо 1,225 mA. Съпротивлението, необходимо, за да се получи пад на напрежение 8 V при протичане на ток 1,225 mA, е 8 V : 1,225 mA или 6,53 kΩ. Използувайте при експериментите стандартната стойност 6,5 kΩ или включете декаден магазин резистори, за да нагласите точната стойност 6530 Ω.

Прехвърлящи кондензатори. Кондензаторът C_1 заедно с резистора R_B образува високопропускащ филтър. Горната гранична честота 100 kHz може да бъде пренебрегната. За да се осигури преминаването на сигнал с долна гранична честота 30 Hz, трябва да се включи кондензатор с капацитет 1 : (3,2×30×1000) или приблизително 10 μF. Така се получава спадане на размаха на входния сигнал с около 1 dB при долната гранична честота от 30 Hz. Ако може да се допусне и по-голямо спадане на размаха на входния сигнал, стойността на капацитета на C_1 може да се намали. Стойността на капацитета на C_2 се намира по същия начин, само че във формулата трябва да се замести съпротивлението на товарния резистор (2000 Ω). Следователно капацитетът на C_2 трябва да бъде 1 : (3,2×30×2000) или 5,2 μF. Избира се кондензатор с капацитет 6 μF. Работното напрежение на C_1 и C_2 трябва да бъде 1,5 пъти по-голямо от напреженията в схемата или 9×1,5=13,5 V. На практика трябва да се използуват електролитни кондензатори с работно напрежение 15 V.

Избор на транзистор. Някои стъпала трябва да се проектират за работа с определен тип транзистор. В такива случаи захранващото напрежение, токът на колектора, разсейваната мощ-

ност и пр. трябва да се съобразят с типа на транзистора. В този пример ще имаме на разположение транзистор 2N 337. Той може да бъде използуван, ако отговаря на всички изисквания, поставени към стъпалото.

По-долу е направено сравнение на табличните данни за транзистора 2N 337 и на изискванията към проектираното стъпало. Имайте пред вид, че може да бъде използуван и който и да е друг транзистор, стига той да отговаря на същите изисквания.

Данни за транзистора 2 N 337	Изисквания на стъпалото
Максимално допустимо колекторно напрежение 45 V	Захранващо напрежение 9 V
Максимално допустим ток на колектора 20 mA	Номинален ток на колектора 2,25 mA (при наситен транзистор колекторният ток ще бъде 9 V : 2000 Ω=4,5 mA)
Максимално допустима разсейвана мощност 125 mW	Приблизително 10 mW (4,5 V×2,25 mA)
(Разсейваната мощност при транзистор 2N 337 трябва да се намалява с по 1m W/°C при околни температури над 25° C, вж. раздел 1-4.)	
Променливотоков коефициент на усилване (означен в справочника с h_{fe})—минимален—19, типичен—55	10, *минимален коефициент на усилване при ниски честоти*
Бета (стойност на h_{fe} при честота 100 kHz)—25	10, минимален коефициент на усилване при честота 100 kHz

В раздел 1-3.4 е показано, че за транзистор 2N 337 h_{fe} при честота 2,5 MHz е по-голям от 10. Следователно коефициентът на усилване ще бъде по-голям от 10 и за честота 100 kHz.

2.2. НИСКОЧЕСТОТЕН УСИЛВАТЕЛ С ШУНТИРАЩ КОНДЕНЗАТОР В ЕМИТЕРА НА ТРАНЗИСТОРА

На фиг. 2-1 с прекъсвана линия е показан конденсаторът C_3, включен паралелно на емитерния резистор R_E. Това свързване позволява R_E да се изключи от схемата, ако се отнася до променливотоковия сигнал, но по отношение на постояннотоковия режим действието на резистора се запазва. При изключване на R_E от веригата на сигнала коефициентът на усилване по напрежение става равен на R_T /съпротивлението на транзистора за променлив ток, а коефициентът на усилване по ток е приблизително равен на бетата на транзистора за променлив ток. Следователно използуването на шунтиращ кондензатор в емитера на транзистора позволява да се запази непроменена постояннотоковата верига с висока температурна стабилност, като същевременно се осигурява голямо усилване на сигнала.

2-2.1. Анализ на схемата

Използуването на шунтиращ кондензатор в емитерната верига създава и някои проблеми. Входният импеданс на транзистора се изменя при изменение на честотата и при подмяна на транзистора — в зависимост от бетата на новия екземпляр. Следователно стойностите на коефициентите на усилване по ток и напрежение са само приблизителни. Когато емитерният резистор се шунтира, входният импеданс на схемата става приблизително равен на бетата, умножен по входния импеданс на транзистора. Това прави входния импеданс на схемата зависим от параметрите на транзистора и стойността му не може да се определи предварително. Авторът не препоръчва използуването на шунтиращ кондензатор в емитера на транзистора освен в редки случаи, когато трябва да се постигне голям коефициент на усилване по напрежение от едно единствено усилвателно стъпало.

Стойността на капацитета на C_3 се определя по формулата

$$\text{капацитет} = \frac{1}{6{,}2fR},$$

където капацитетът е във фаради, f е долната гранична честота, при която трябва да работи усилвателят, в Hz, а R е входният импеданс на транзистора в омове.

2-2.2. Пример за проектиране

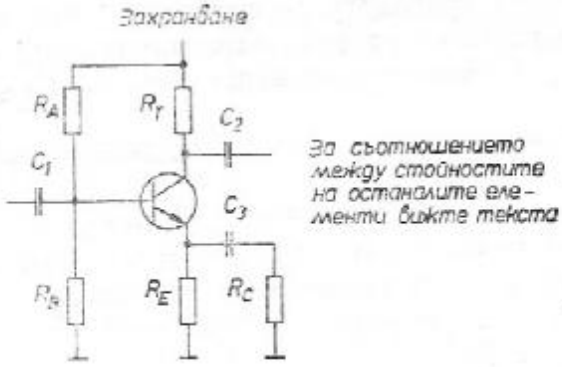
Да предположим, че кондензаторът C_3 трябва да се използува за шунтиране на емитерния резистор в предишния пример за проектиране на нискочестотен усилвател (раздел 2-1.2), за да се получи по-голям коефициент на усилване по напрежение. Всички останали данни за стъпалото са същите, долната гранична честота е 30 Hz. Да приемем, че динамичното входно съпротивление на транзистора (2N 337) е 50 Ω (посочено в справочните данни). Коефициентът на усилване по напрежение ще бъде равен на 2000 : 50 или 40. Така желаната амплитуда на изходния сигнал—3 V, може да се получи при входен сигнал с амплитуда 0,075 V вместо при входен сигнал с амплитуда 0,3 V, както беше показано в предишния пример.

Долната гранична честота 30 Hz позволява да се определи и капацитетът на C_3 — той е равен на $1 : (6{,}2 \times 30 \times 50)$ или на 107 μF. На практика трябва да се използува кондензатор с капацитет 110 μF. Такава стойност на кондензатора ще осигури капацитивно съпротивление, свързано паралелно на R_E, което е по-малко от входния импеданс на транзистора и емитерът на транзистора ще бъде практически свързан към маса, ако се отнася до променливотоковия входен сигнал.

Работното напрежение на кондензатора трябва да бъде 1,5 пъти по-голямо от напрежението в точката от схемата, където е свързан той, или $1{,}0 \times 1{,}5 = 1{,}5$ V. На практика трябва да се използува електролитен кондензатор с работно напрежение 3 V.

2-3. НИСКОЧЕСТОТЕН УСИЛВАТЕЛ С ЧАСТИЧНО ШУНТИРАН ЕМИТЕР

На фиг. 2-3 е показана принципна схема на основния вид нискочестотен усилвател с частично шунтиран емитерен резистор. Тази схема представлява компромис между усилвател без шунтиращ кондензатор (раздел 2-1) и усилвател с напълно шунтиран



Коеф. на усилване по ток $\approx \dfrac{R_3}{R_C}$

Коеф. на усилване по напрежение $\approx \dfrac{R_т}{R_C}$

$R_т < 50\ R_C$
$R_B < 50\ R_C$

$C_3 \approx \dfrac{1}{6{,}2\ fR}$

Фиг. 2-3. Нискочестотен усилвател с частично шунтиран емитерен резистор

емитерен резистор (раздел 2-2). Постояннотоковите параметри на схемата без шунтиращ кондензатор и на тази с частично шунтиран емитерен резистор по същество са еднакви. Всички стойности на елементите (с изключение на C_3 и R_C) се изчисляват по един и същи начин. Както е показано във формулите на фиг. 2-3, коефициентите на усилване по ток и напрежение при усилвателя с частично шунтиран емитерен резистор са по-големи от тези при усилвателя без шунтиращ кондензатор и по-малки от тези, получавани при пълно шунтиране на емитерния резистор.

2-3.1. Анализ на схемата

Съображенията при избора на елементите за схемата на фиг. 2-3 са същите, както и за схемата от фиг. 2-1 (раздел 2-1.1), като допълнително трябва да се определят стойностите на C_3 и R_C. Стойността на R_C се избира въз основа на необходимия коефициент на усилване по напрежение, въпреки че при увеличаването му ще нарасне и коефициентът на усилване по ток. Съпротивлението на R_C трябва да бъде значително по-малко от това на R_E. В противен случай частичното шунтиране на емитерния резистор няма да има ефект. По-малката стойност на R_C обаче ще доведе до използуването на кондензатор C_3 с по-голям капацитет, тъй като стойността на C_3 зависи от тази на R_C и от желаната долна гранична честота.

Стойността на C_3 се определя по формулата

$$\text{капацитет} = \frac{1}{6{,}2fR},$$

където капацитетът е във фаради, f е долната гранична честота в Hz, а R е стойността на R_C в омове.

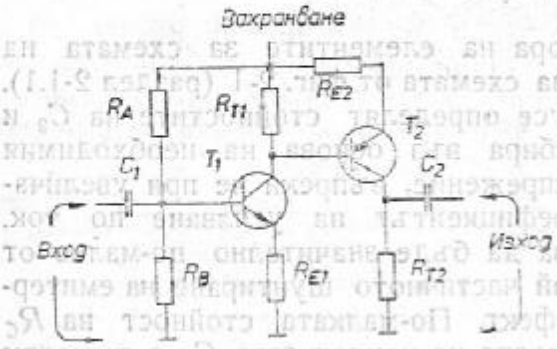
2-3.2. Пример за проектиране

Да предположим, че вместо схемата от фиг. 2-1 трябва да се използува тази от фиг. 2-3 и желаният коефициент на усилване по напрежение е 25. Изборът на стойностите на елементите, захранващите напрежения, работната точка и пр. за двете схеми е еднакъв. Следователно единствената разлика при проектирането произлиза от използуването на C_3 и R_C. Стойността на съпротивлението на R_C трябва да се получи, като се раздели съпротивлението на R_T с желания коефициент на усилване или 2000 Ω : 25 = 80 Ω.

Заради долната гранична честота 30 Hz трябва да се използува кондензатор C_3 с капацитет $1:(6{,}2\times30\times80)$ или 67 μF. Работното напрежение на C_3 трябва да бъде поне 1,5 пъти по-високо от напрежението в емитера на транзистора: $1{,}0\times1{,}5 = 1{,}5$ V. На практика трябва да се използува електролитен кондензатор с работно напрежение 3 V.

2-4. ДИРЕКТНО СВЪРЗАНИ УСИЛВАТЕЛИ НА НАПРЕЖЕНИЕ

На фиг. 2-4 е показана принципна схема на двустъпален усилвател с непосредствена връзка между двата транзистора. Когато трябва да се получат коефициенти на усилване по напрежение над 20 и не е целесъобразно да се шунтира емитерният



Входен импеданс $\approx R_B$

Изходен импеданс $\approx R_{T2}$

Общ коеф. на усилване по напрежение $\approx 70\%$ от произведението на коеф. на усилване на T_1 и T_2

Коеф. на усилване по напрежение на $T_1 \approx R_{T1}/R_{E1}$

Коеф. на усилване по напрежение на $T_2 \approx R_{T2}/R_{E2}$

Напрежение на колектора на $T_2 \approx 0{,}5 \times$ захранващото напрежение (настройва се чрез R_A)

$R_T > 5\ R_E$

$R_T \approx 10\ R_E$

$R_B \approx 10\ R_E$

$R_B < 20\ R_E$

Фиг. 2-4. Основна схема на усилвател на напрежение с непосредствена връзка между транзисторите

резистор в едностъпален усилвател, могат да бъдат използувани два или повече транзисторни усилватели. Изходният сигнал от изхода на първото стъпало се подава на входа на второто. Общо взето, почти никога не са необходими повече от три транзистора, а повечето проблеми при усилване на напрежения се решават с използуване-то само на два транзистора. Отделните стъпала могат да бъдат свързани едно с друго чрез прехвърлящи кондензатори. Могат да бъдат използувани например два или три стъпала като показаните на фиг. 2-1. Стойността на прехвърлящите кондензатори ще зависи от съпротивлението на резисторите (R_B), свързани към базата на транзистора на всяко следващо стъпало. Както беше споменато, този начин на свързване създава проблеми с долната гранична честота на усилвания сигнал.

Стъпалата могат да бъдат свързани и непосредствено, както е показано на фиг. 2-4. По този начин се елиминират прехвърлящият кондензатор между двете стъпала, както и резисторите R_A и R_B за второто стъпало. Забележете, че при тези директно свързани двойки (известни и като *съставни транзистори*) се използуват комплементарни PNP и NPN транзистори, за да може предварителното напрежение да бъде подходящо и за двата транзистора.

Дву- и тристъпални усилватели се произвеждат като *хибридни схеми*. Те са съставени от резистори, кондензатори, диоди и транзистори, затворени в общ херметически залят корпус. Хибридните схеми са подобни на интегралните, но последните обикновено представляват функционално завършен блок — например цял нискочестотен усилвател, операционен усилвател и т. н.

По-лесно е да се проектира стъпало с готова хибридна схема, отколкото с отделни елементи, защото съотношението на импе-

дансите, работната точка и пр. са пресметнати още от производителя на схемата. Справочните данни, доставяни заедно със схемата, съдържат сведения за захранващото напрежение, коефициентът на усилване, импедансите и пр. Тази информация може да се използува, за да се пригоди хибридната схема към специфичните нужди на потребителя. В някои случаи обаче се налага да се изберат стойностите на някои елементи, които се включват допълнително към изводите на хибридната схема. По тази причина и ако се наложи да се проектира многостъпален усилвател от отделни елементи, по-долу са дадени някои общи съображения и примери за проектиране.

2-4.1. Анализ на схемата

Обърнете внимание на това, че всички елементи около транзистора T_1 са същите, както тези на схемата от фиг. 2-1. Транзисторът T_2 е свързан по подобен начин, но са изпуснати R_A и R_B, както и прехвърлящият кондензатор между двете стъпала.

Проектирането на схемата от фиг. 2-4 се извършва по същия начин както на тази от фиг. 2-1 (раздел 2-1.1). Разликата се състои в следното.

Входният импеданс на цялата схема е равен на R_B. Изходният импеданс се определя от R_{T2}.

Стойността на C_1 зависи от долната гранична честота, при която ще работи схемата, и от стойността на R_B. Стойността на C_2 зависи от долната гранична честота и от входния импеданс на следващото стъпало (или от товара).

2-4.2. Пример за проектиране

Да предположим, че схемата от фиг. 2-4 трябва да бъде използувана като усилвател на напрежение. Необходимо е да се получи изходен сигнал с размах 7 V (от връх до връх) и изходен импеданс 500 Ω. Входният сигнал е 100 mV, импедансът на преходното стъпало също е 500 Ω. Следователно необходим е коефициент на усилване по напрежение, равен на 70. Долната гранична честота е 30 Hz, горната гранична честота на усилвателя — 100 kHz. Необходимо е да се осигури режим, при който изкривяванията ще бъдат минимални (стъпалото не бива да се превъзбужда). Зададено е напрежението на захранващия източник — 20 V. Схемата няма да се захранва от батерии. В първото стъпало трябва да се използува NPN транзистор 2N 3568, а във второто — PNP транзистор 2N 3668.

Захранващо напрежение и работна точка. Захранващото напрежение 20 V е зададено предварително. След като то е почти три пъти по-голямо от желания изходен сигнал, не трябва да се очакват изкривявания.

Първо трябва да се установи работната точка на изходното стъпало. Напрежението на колектора в работната точка трябва да бъде приблизително два пъти по-ниско от захранващото или 20 V : 2 = 10 V.

Товарно съпротивление и ток на колектора. Стойността на $R_{т2}$ — 500 Ω — е зададена предварително. Използувайте най-близката стандартна стойност 510 Ω. При пад на напрежение 10V върху $R_{т2}$ колекторният ток на T_2 ще бъде 10 V : 510 Ω или 19,6 mA. На практика тази стойност може да се закръгли на 20 mA.

Емитерен резистор, ток на емитера, напрежение на емитера. Когато две стъпала са свързани в схема като показаната на фиг. 2-4, общото усилване е равно на около 70% от произведението на коефициентите на усилване на отделните стъпала. Тъй като е необходим коефициент на усилване по напрежение за цялата схема, равен на 70, произведението от коефициентите на усилване на отделните стъпала трябва да бъде 100 (по 10 на всяко стъпало). За да се осигури коефициент на усилване по напрежение 10 в изходното стъпало, съпротивлението на R_{E2} трябва да бъде $^1/_{10}$ от това на $R_{т2}$ или 510 Ω : 10 = 51 Ω. Токът, протичащ през R_{E2}, ще бъде равен на сумата от токовете на базата и колектора на транзистора. Ако се приеме коефициент на усилване 10 при ток на колектора 20 mA, токът на базата ще бъде 20 : 10 или 2 mA. Общият ток, протичащ през R_{E2}, ще бъде 20 + 2 = 22 mA. Падът на напрежение върху R_{E2} ще бъде 1,12 V (закръглява се на 1 V).

Напрежение на базата на изходния транзистор и на колектора на първия транзистор. Разликата в напреженията на базата и емитера на T_2 трябва да бъде 0,5 V. Тъй като T_2 е PNP транзистор, потенциалът на базата на транзистора трябва да бъде по-отрицателен (или по-малко положителен) от този на емитера. Потенциалът на емитера на T_2 е +19 V (20 V—1 V). Следователно потенциалът на базата трябва да бъде +18,5 V. Това е и напрежението на колектора на T_1 в работната точка.

Входен импеданс и ток на стъпалото. Стойността на R_B (входният импеданс), равна на 500 Ω, е зададена предварително. Използувайте най-близката стандартна стойност 510 Ω. Както е показано във формулите на фиг. 2-4, стойността на R_B не бива да бъде повече от 20 и по-малко от петкратната стойност на R_{E1}. Тогава съпротивлението на R_{E1} трябва да бъде 510 Ω : 10 или 51 Ω, защото отношението R_B/R_{E1}, равно на 10, е оптимално за осигуряване на приемлива температурна стабилност. При известна стойност на R_{E1} и необходим коефициент на усилване на стъпалото, равен на 10, може да се определи и стойността на $R_{т1}$. Тя трябва да бъде 51 × 10 или 510 Ω.

При пад на напрежение върху $R_{т1}$ — 1,5 V, токът на колектора на T_1 е равен на 1,5 V : 510 Ω или 2,94 mA (закръглява се на 3 mA). Токът, протичащ през R_{E1}, ще бъде равен на сумата от

токовете на базата и колектора на T_1. Ако се приеме коефициент на усилване на първото стъпало, равен на 10, токът на базата на транзистора трябва да бъде 3:10 или 0,3 mA. Общият ток през R_{E1} е (3+0,3) mA плюс базовия ток на T_2; равен на 2 mA или 3+0,3+2=5,3 mA. Този ток предизвиква пад на напрежение върху R_{E1}, равен на около 270 mV.

Напрежението на базата на T_1 е с около 0,5 V по-високо от това на емитера или 0,5+0,270 =0,770 V. При пад на напрежение върху R_B, равен на 0,770 V, токът, протичащ през резистора, ще бъде 0,770 V:510 Ω или около 1,5 mA.

Стойността на R_A трябва да бъде такава, че върху него да се получи пад на напрежение 19,23 V и потенциалът на базата на T_1 да стане +0,770 V спрямо земя. Токът, който протича през R_A, е равен на тока, протичащ през R_B (1,5 mA) плюс тока на базата (0,3 mA) или общо 1,8 mA. Съпротивлението, необходимо за получаване на пад на напрежение 19,23 V при протичане през него на ток 1,8 mA, е равно на 19,23 V:1,8 mA или около 10,7 kΩ. При експериментите използувайте стандартна стойност от 11 kΩ. Донастройте R_A, за да се получи желаното напрежение на колектора в работната точка повече за T_2, отколкото за T_1. (Както е обяснено по-нататък, крайната донастройка на R_A се прави с цел да се получи неизкривен сигнал с размах 7 V на колектора на T_2 при подаване на входен сигнал с размах 100 mV на базата на T_1.)

Входен и изходен прехвърлящ кондензатор. Въпреки че двете стъпала са свързани непосредствено, прехвърлящите кондензатори на входа и изхода на схемата са необходими освен в случая, когато външните за схемата стъпала (или уреди) имат на изхода и на входа си разделителни кондензатори. Кондензаторът C_1 заедно с R_B образува високопропускащ филтър. Горната гранична честота може да бъде пренебрегната. Долната гранична честота от 30 Hz определя стойността на C_1, равна на 1:(3,2××30×510) или 20 μF (приблизително). При тази стойност на капацитета затихването на сигнала с честота 30 Hz е около 1 dB. Стойността на C_2 се намира по същия начин, само че във формулата се замества съпротивлението на товарния резистор. Тъй като в примера товарният и входният импеданс на схемата са еднакви, капацитетът на C_2 трябва да бъде същият, както на C_1. Работното напрежение на двата кондензатора трябва да бъде 1,5 пъти по-високо от напреженията, използувани в схемата или 20×1,5=30 V.

2-5. БЕЗТРАНСФОРМАТОРНИ МНОГОСТЪПАЛНИ НИСКОЧЕСТОТНИ УСИЛВАТЕЛИ

Освен усилвателите с непосредствена връзка, описани в раздел 2-4, има голям брой безтрансформаторни многостъпални схеми, предназначени за усилване на ток, напрежение или мощност

при ниски честоти. Най-важни от тези схеми са схемите на Дарлингтон (фиг. 2-5÷2-7), фазоинверсните стъпала (фиг. 2-8), усилвателите с емитерна връзка (фиг. 2-9), диференциалните усилватели (фиг. 2-10), безтрансформаторните изходни усилватели с последователно свързани транзистори (фиг. 2-11), квази-комплементарните усилватели (фиг. 2-12) и комплементарните усилватели (фиг. 2-13). Всяка от тези схеми, както и някои комбинации от тях, се произвеждат като хибридни или интегрални схеми в един корпус.

Тъй като вече се произвеждат голямо количество и разнообразни схеми от този тип при ниски цени, тук няма да описваме подробно методите за тяхното проектиране. Вместо това ще бъде отделено по-голямо внимание на проблема как тези схеми могат да се използуват съвместно, за да се получи устройство с желаното от Вас действие. Класически пример за това е комбинирането на отделни схеми, за да се получи комплементарен нискочестотен усилвател. Производителите на висококачествени нискочестотни апаратури вече използуват тази конфигурация почти винаги, когато проектират безтрансформаторни крайни стъпала. Едно такова стъпало може да отдаде във високоговорителя мощност до 100 W, като се спестява масата на трансформаторите и честотните ограничения на прехвърлящите кондензатори.

Трябва да се отбележи, че комплементарните схеми в интегрално изпълнение засега са маломощни, обикновено с изходна мощност от порядъка на няколко вата. Когато е необходима по-голяма изходна мощност, крайното стъпало трябва да се проектира, като се използуват отделни елементи.

По тази причина по-долу ще бъде описано проектирането на безтрансформаторни нискочестотни усилватели (съставени от отделни елементи) с изходна мощност до 100 W. Както е посочено, изходната мощност зависи от избора на елементите и от захранващите напрежения. Схемите могат да се използуват за получаването на каква да е изходна мощност (не по-голяма от 100 W).

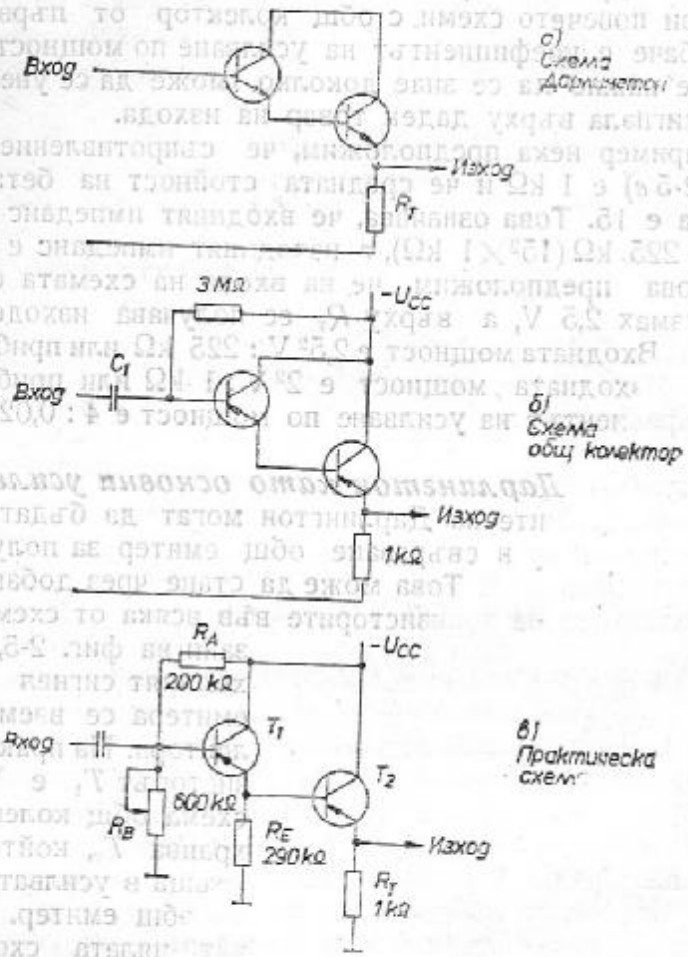
Преди да се направи анализ на схемите и да се дадат примери за проектирането им, ще бъдат приведени някои основни теоретични сведения за схемите, показани на фиг. 2-5÷2-13. Въпреки че се предполага, че читателят е запознат с основната теория на нискочестотните усилватели, той не винаги би могъл да разбере защо в конкретния случай се използува една, а не друга схема.

2-5.1. Схеми на Дарлингтон

На фиг. 2-5 е показана основната схема на Дарлингтон заедно с два нейни практически варианта. Схемата на Дарлингтон представлява емитерен повторител (или схема общ колектор), за-

хранващ втори емитерен повторител. Емитерният повторител не дава усилване по напрежение, но може да осигури значителен коефициент на усилване по мощност.

Основната причина за използването на схемата на Дарлинг-



Фиг. 2-5. Основна схема на Дарлингтон и два нейни практически варианта

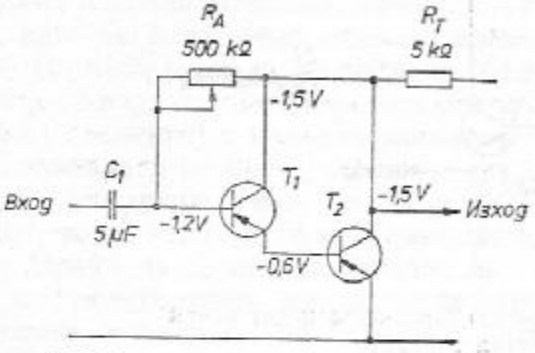
тон (особено при звукови честоти) е получаването на голям коефициент на усилване по ток (и по мощност). Схемите на Дарлингтон се използуват често например като драйверни стъпала в нискочестотните усилватели, като задачата им е да повишат мощността на сигнала на усилвателя на напрежение до необходимото ниво за захранване на крайния усилвател на мощност. Следователно те се използуват за заместване на драйверното стъпало (отпада нуждата от отделно драйверно стъпало).

Схемите на Дарлингтон като основни схеми общ колектор (емитерни повторители). При използването на

схемата на Дарлингтон в свързване по схема общ колектор, което е показано на фиг. 2-5, изходният импеданс е приблизително равен на товарното съпротивление $R_т$. Входният импеданс е приблизително равен на бета$^2 \times R_т$. Коефициентът на усилване по ток е равен на квадрата на средната стойност на бета за двата транзистора. При повечето схеми с общ колектор от първостепенно значение обаче е коефициентът на усилване по мощност. Това означава, че е важно да се знае доколко може да се увеличи мощността на сигнала върху даден товар на изхода.

Като пример нека предположим, че съпротивлението на $R_т$ (във фиг. 2-5 *в*) е 1 kΩ и че средната стойност на бета за двата транзистора е 15. Това означава, че входният импеданс на схемата е около 225 kΩ ($15^2 \times 1$ kΩ), а изходният импеданс е 1 kΩ. Нека освен това предположим, че на входа на схемата се подава сигнал с размах 2,5 V, а върху $R_т$ се получава изходен сигнал с размах 2V. Входната мощност е $2{,}5^2$ V : 225 kΩ или приблизително 0,028 mW. Изходната мощност е 2^2 V : 1 kΩ или приблизително 4 mW. Коефициентът на усилване по мощност е 4 : 0,028 или почти 140.

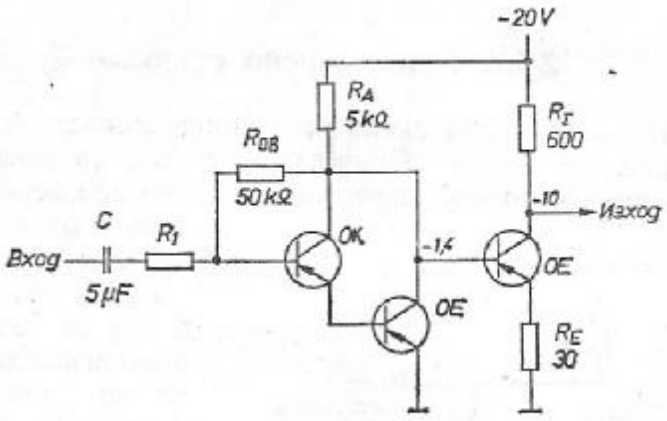
Схемите на Дарлингтон като основни усилватели с общ емитер. Схемите на Дарлингтон могат да бъдат използувани като усилватели в свързване общ емитер за получаване на усилване по напрежение. Това може да стане чрез добавяне на резистор в колектора на транзисторите във всяка от схемите, показани на фиг. 2-5, като изходният сигнал вместо от емитера се взема от колектора. На практика транзисторът T_1 е включен в схема общ колектор и захранва T_2, който се превръща в усилвател по схема общ емитер. В резултат цялата схема става усилвател с общ емитер и може да бъде използувана за заместване на отделен транзистор. Подобно свързване се използува често в случаите, когато е необходимо получаването на голям коефициент на усилване по напрежение.



Фиг. 2-6. Схема на Дарлингтон с обратна връзка от колектора към базата на първия транзистор

Един по-практичен начин за използуване на схемата на Дарлингтон като усилвател с общ емитер е премахването на R_B и R_E (фиг. 2-5 *в*), заземяването на емитера на T_2 и преместването на $R_т$ в колектора на T_2. Подобна схема е показана на фиг. 2-6. При нея е осъществена температурна стабилизация с помощта на об-

ратна връзка от колектора през R_A, която поддържа потенциалът на двата колектора на ниво, различаващо се от потенциала на базата T_1 с по-малко от 0,5 V. Ще отбележим, че двата колектора имат еднакъв постояннотоков потенциал и че напрежението



Фиг. 2-7. Хибридна схема на Дженеръл Илектрик (многостъпална схема на Дарлингтон)

колектор-емитер е приблизително равно на удвоеното напрежение база-емитер (или около 1,5 V при използуването на два силициеви транзистора).

Схемата, показана на фиг. 2-6, има коефициент на усилване по ток, равен приблизително на отношението R_A/R_T. Схемата от фиг. 2-6 донякъде ограничава максималния размах на входния (и изходния) променлив сигнал. Постояннотоковият потенциал на входа е приблизително $1 \div 1{,}5$ V. Все пак е възможно получаването на коефициент на усилване по напрежение 100 (или повече), тъй като входният импеданс (или съпротивление) е равен приблизително на отношението R_A (коефициент на усилване по ток) или на R_T. При входен и изходен импеданс, приблизително равни на R_T, коефициентът на усилване по напрежение е приблизително равен на коефициента на усилване по ток.

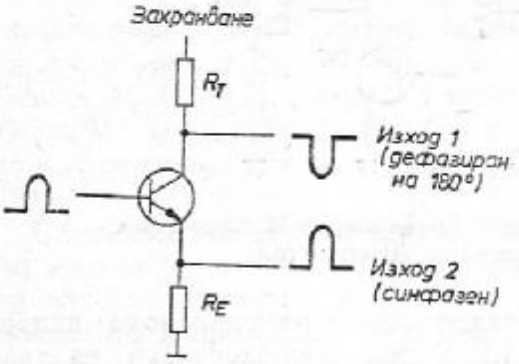
Многостъпални схеми на Дарлингтон. Схемите на Дарлингтон могат да съдържат и повече от два транзистора. Възможно е да се използуват три или дори четири транзистора. Класически пример за това е схемата на фирмата Дженеръл Илектрик (произвеждана като хибридна схема в корпус тип TO-5), показана на фиг. 2-7. По същество това е схема на Дарлингтон общ колектор—общ емитер, последвана от усилвател по схема общ емитер.

Ако от схемата се премахне R_1, както входният, така и изходният импеданс се определят от R_T. На практика входният импеданс е малко по-голям от R_T и типичната му стойност е от по-

рядъка на 700 ÷ 800 Ω. Без R_I коефициентът на усилване по напрежение е около 1000. При включване на R_I входният импеданс става приблизително равен на R_I и коефициентът на усилване по напрежение съответно намалява. Например, ако R_I има съпротивление 10 kΩ, коефициентът на усилване намалява от 1000 на около 50.

2-5.2. Фазоинверсно стъпало

Основната принципна схема на фазоинверсното стъпало е показана на фиг. 2-8. Както се вижда, по същество това е едностъпален усилвател, като изходният сигнал се взема както от емитера, така и от колектора на транзистора. Обикновено стойностите на R_T и R_E са еднакви или приблизително равни, така че стъпалото не усилва по напрежение. Изходният сигнал в колектора на транзистора е дефазиран спрямо този на входа на 180° и следователно на -180° и спрямо този на емитера.

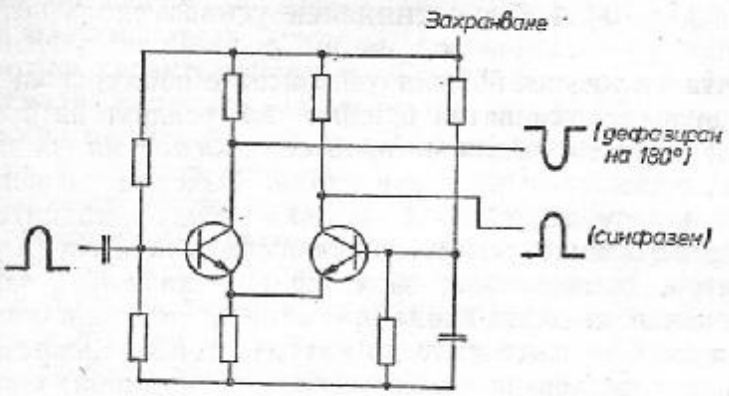


Фиг. 2-8. Основна схема на фазоинверсно стъпало

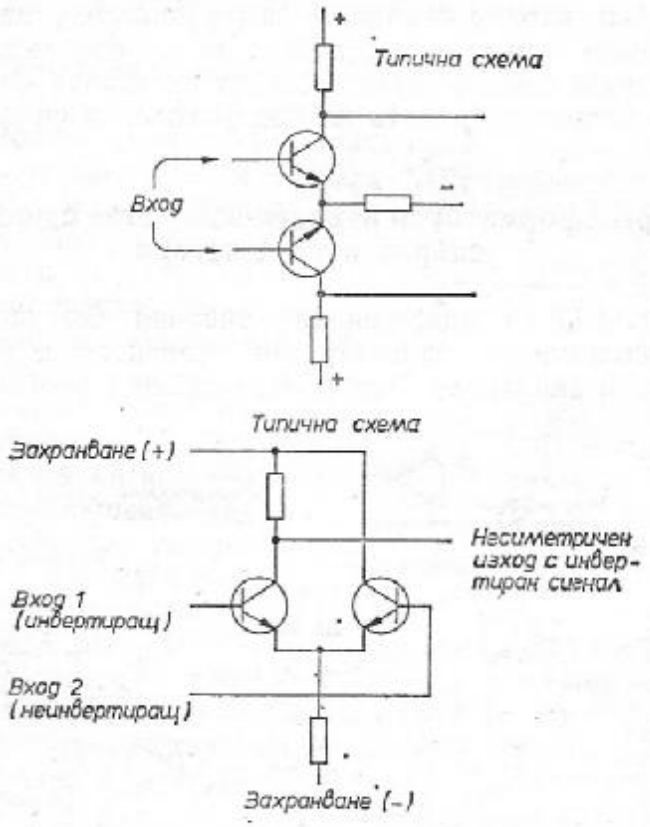
Фазоинверсните стъпала се използуват в нискочестотните схеми най-вече за получаване на два дефазирани на 180° сигнала, които да захранят изходните двутактни (пуш — пул) усилватели. Фазоинверсното стъпало в същност замества драйверния трансформатор без изводи на първичната намотка и с един извод в средата на вторичната намотка.

2-5.3. Усилвател с емитерна връзка

На фиг. 2-9 е показана основната принципна схема на усилвател с емитерна връзка. Тя прилича на схемата на фазоинвертора по това, че от един входен сигнал могат да се получат два дефазирани на 180° един спрямо друг изходни сигнала. За разлика от едностъпалния фазоинвертор усилвателят с емитерна връзка осигурява значително усилване на входното напрежение. Поради това усилвателят с емитерна връзка може да бъде използуван, когато ниско напрежение трябва да бъде усилено до стойност, достатъчна за захранване на противотактно изходно стъпало.



Фиг. 2-9. Усилвател с емитерна връзка



Фиг. 2-10. Основна схема на диференциален усилвател

2-5.4. Диференциален усилвател

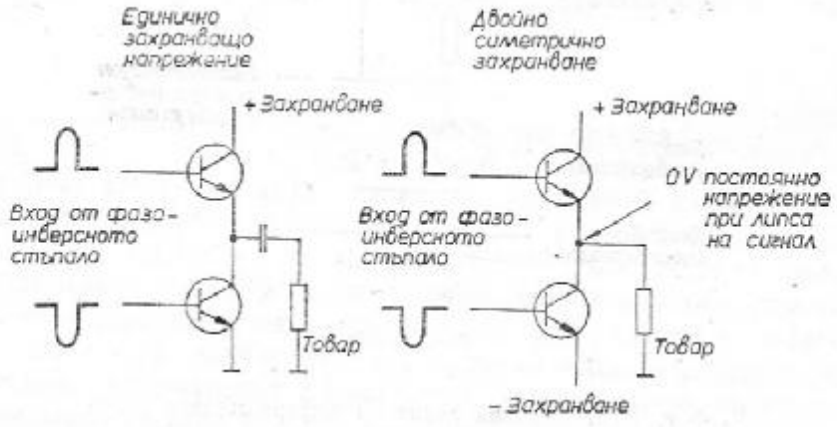
Схемата на диференциален усилвател е показана на фиг. 2-10. Диференциалният усилвател прилича на усилвателя с емитерна връзка, но двата изходни сигнала се дължат *на разликата в сигналите*, приложени на двата входа. Изходен сигнал се получава само когато съществува разлика между входните сигнали.

Диференциалните усилватели са особено полезни (в електронни волтметри, осцилоскопи, записващи уреди и пр.), защото сигналите, еднакви за двата входа (известни като *синфазни сигнали*), се елиминират или подтискат до голяма степен. Синфазният сигнал (например излъчване от мрежовите проводници) попада с еднаква фаза и размах на базите на двата транзистора и усилвателят работи с такъв сигнал, като че ли двата транзистора са свързани паралелно. Емитерният резистор въвежда отрицателна обратна връзка, която намалява коефициента на усилване за синфазните сигнали, без да влияе на коефициента на усилване за противофазни сигнали.

Както е обяснено в глава 3, диференциалният усилвател се използува като входно стъпало в операционните усилватели. Свойството на диференциалния усилвател да не превръща синфазния входен сигнал в диференциален сигнал на изхода се изразява количествено чрез коефициента на подтискане на синфазни сигнали.

2-5.5. Безтрансформаторен изходен усилвател с последователно свързани транзистори

На фиг. 2-11 са показани два типични безтрансформаторни изходни усилвателя с еднакъв тип транзистори, използувани в нискочестотни апаратури. При едната схема е необходимо двойно



Фиг. 2-11. Безтрансформаторни изходни усилватели

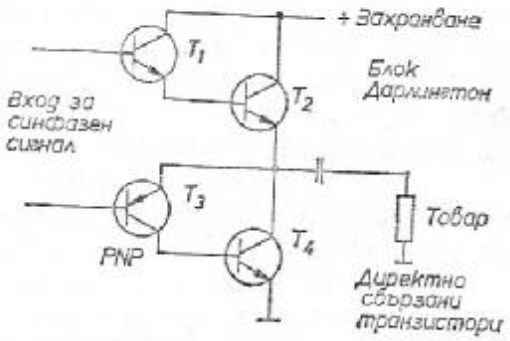
симетрично захранване, но липсва прехвърлящ кондензатор между изхода на усилвателя и товара. Тя осигурява по-добра амплитудно-честотна характеристика в областта на ниските честоти (тъй като в схемата няма кондензатор), но може да бъде неудобна поради двойното захранващо напрежение. Схемата с единично захранване има по-лоша амплитудно-честотна характеристика в областта на ниските честоти, тъй като прехвърлящият кондензатор образува с товарното съпротивление един високопропускащ филтър.

Всяка от схемите с последователно свързани транзистори има два недостатъка. За захранване на схемите е необходимо фазоинверсно стъпало дори и от него да не се изисква усилване. Също така може да бъде необходимо допълнително драйверно стъпало за увеличаване на изходната мощност на усилвателя на напрежение до необходимото ниво за захранване на изходния усилвател.

Тези трудности могат да бъдат преодолени чрез използването на квази-комплементарни или на *комплементарни* изходни усилватели.

2-5.6. Квази-комплементарен усилвател

Схемата на квази-комплементарен изходен усилвател е показана на фиг. 2-12. Усилвателят се състои от схема на Дарлингтон с NPN транзистори и от двойка непосредствено свързани транзистори с входен PNP и изходен NPN транзистор. Сигналите на базите на двата входни транзистора трябва да бъдат във фаза (макар че често са с различна амплитуда), така че не е необходимо фазоинверсно стъпало.

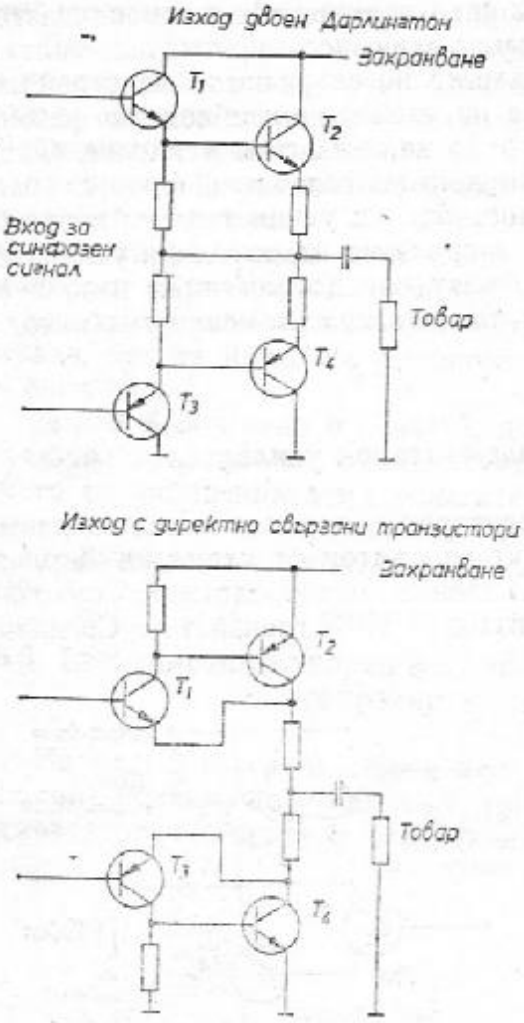


Фиг. 2-12. Квази-комплементарен изходен усилвател

Ако в даден момент на входа на усилвателя се подаде положителен сигнал, T_1 и T_2 ще бъдат отпушени. Положителният входен сигнал ще запуши T_3, тъй като той е от тип PNP. Изходният сигнал на T_3 ще бъде отрицателен и ще запуши T_4, който е от тип NPN. Когато входният сигнал на базите на T_1 и T_3 стане отрицателен, действието на схемата ще бъде обратно (T_3 ще бъде запушен, T_4 отпушен).

2-5.7. Комплементарен усилвател

На фиг. 2-13 са показани два варианта на комплементарни изходни усилватели. Всеки от тях има предимство спрямо квазикомплементарния усилвател затова, защото двете половини на схемата са еднакви. Това улеснява уеднаквяването на параметрите на двете половини (т. е. действието на схемата като цяло за положителни и отрицателни сигнали), с което се намаляват нелинейните изкривявания, дължащи се на неравномерното усилване на входния сигнал.



Фиг. 2-13. Два варианта на комплементарен изходен усилвател

Едната схема използува две схеми на Дарлингтон. Известна е и като *двоен изходен усилвател на Дарлингтон* и се използува, когато е необходимо усилване по мощност. Другият вариант съдържа две стъпала с непосредствена връзка между транзисторите и се използува, когато е необходимо усилване по напрежение.

И при едната, и при другата схема не е необходимо фазоинверсно стъпало. При положителен входен сигнал се отпушват транзисторите T_1 и T_2 и се запушват транзисторите T_3 и T_4. При отрицателен входен сигнал действието на схемата е обратно.

Както и при усилвателя с последователно свързани транзистори (раздел 2-5.5), може да се избегне включването на прехвърлящ кондензатор към товара, ако се използуват две захранващи напрежения (едното положително, другото отрицателно). В зависимост от изискванията към усилвателя трябва да се направи изборът — или прехвърлящ кондензатор към товара, или две захран-

вящи напрежения. Като пример може да се каже, че кондензатор с капацитет 2000 μF, свързан към товар 4 Ω (високоговорител с импеданс 4 Ω), дава спадане на сигнала с 3 dB при честота 20 Hz (изходното напрежение намалява от 10 на 7 V).

2-5.8. Вторичен пробив и защита срещу късо съединение

Един от проблемите при всяко от описваните тук стъпала е този, че един (или повече) от колекторите работят без товарно съпротивление. В действителност товарът в изхода на усилвателя (обикновено високоговорител) създава товар и за този колектор. Въпреки че този товар е подобен на резистор, включен в колектора на транзистора, има съществена разлика. Работното товарно съпротивление, създавано в резултат на включването на товар в изхода на която и да е от описваните тук схеми, не е свързано последователно на колектора както товарният резистор в основните схеми на усилвател, работещ в режим клас А. При обикновените усилватели, работещи в режим клас А (раздели 2-1 ÷ 2-4), колекторното напрежение намалява при протичането на голям ток през колекторния резистор и нараства само при протичане на помалък ток. Ако на изхода на усилвателя се получи късо съединение, ще протече голям ток, но напрежението на колектора ще спадне.

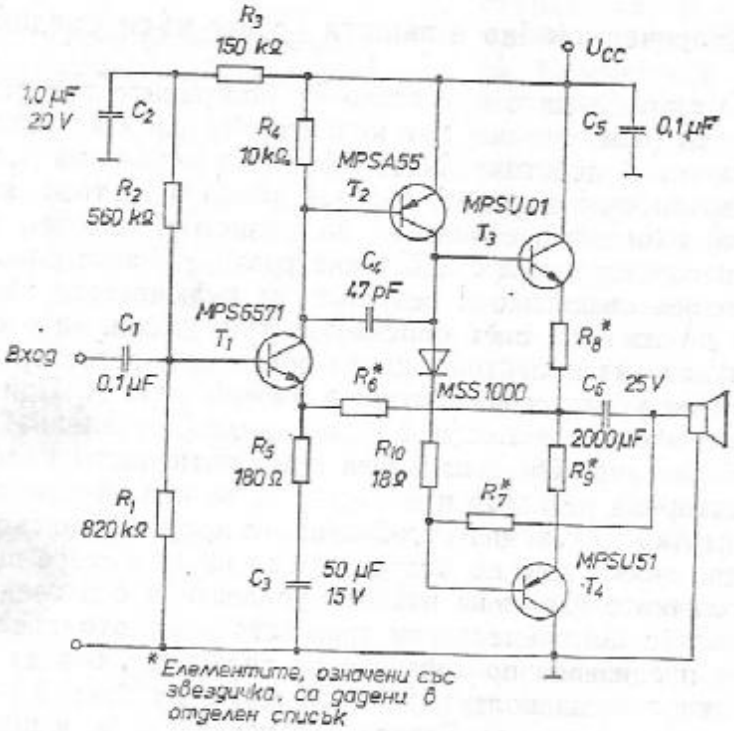
В различните схеми на изходни усилватели с последователно свързани или с комплементарни транзистори късото съединение в изхода ще предизвика протичането на голям ток, без да се намали напрежението на колектора. Това може да доведе до трайна повреда на транзисторите. Затова във всяка схема, в която транзисторите работят без резистор в колектора, трябва да се предвиди някаква форма на защита срещу късо съединение. (Това се отнася за повечето нискочестотни усилватели, работещи в режим клас В и АВ, както и за високочестотните стъпала, работещи в клас С, описани в следващите глави.)

Разрушаването на транзистора в резултат на прегряване обикновено се нарича *вторичен пробив* и се дължи на внезапно съсредоточаване на целия ток на транзистора върху определена част на кристала. Предпазването от вторичен пробив става чрез ограничаването на произведението колекторен ток по колекторно напрежение.

2-6. ПРИМЕРИ ЗА БЕЗТРАНСФОРМАТОРНИ ДИРЕКТНО СВЪРЗАНИ НИСКОЧЕСТОТНИ УСИЛВАТЕЛИ

Следващите примери имат за цел да илюстрират проблемите, свързани с безтрансформаторните усилватели. Ще разгледаме две схеми, разработени от фирмата Моторола, в които са използувани нейни комплементарни транзистори в пластмасов корпус.

На фиг. 2-14 е показана схема с четири транзистора с изходна мощност от 2 до 5 W при входен сигнал с размах около 0,25 V. На фиг. 2-15 е показана схема с шест транзистора, която може да даде изходна мощност от 7 до 35 W при входен сигнал с размах от 0,1 до 0,45 V.



Фиг. 2-14. Безтрансформаторен нискочестотен усилвател с четири транзистора. С разрешение на Моторола

Списък на елементите

	3W	5W
U_{CC}	18 V	22 V
R_6	3,9 kΩ	4,7 kΩ
R_7	470 Ω	560Ω
R_8	0,75 Ω	0,47 Ω
R_9	0,75 Ω	0,47Ω

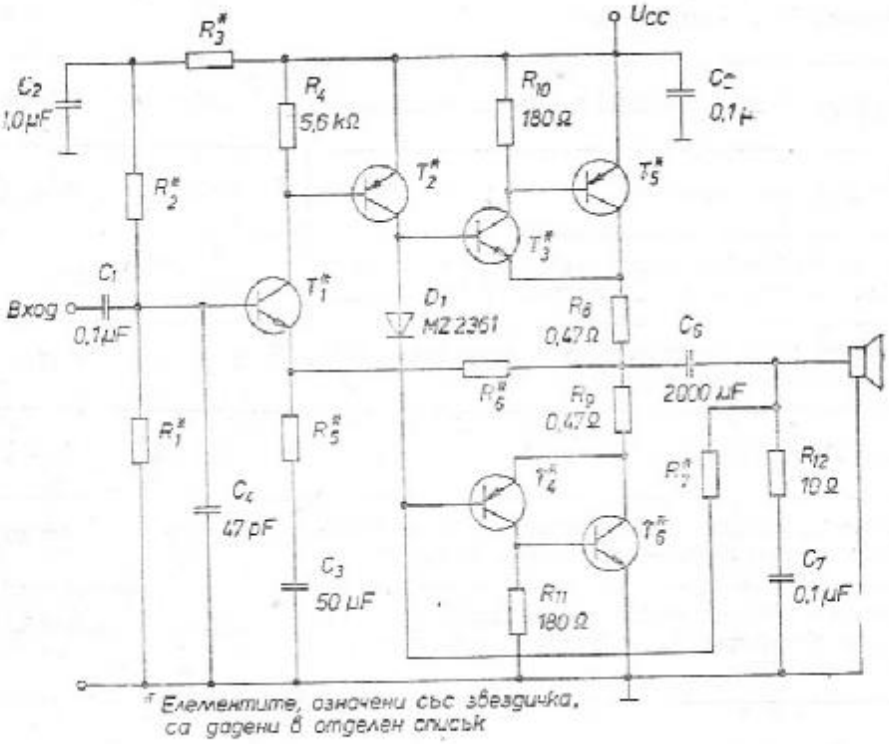
	Изходна мощност	
	3W	5W
Номинален ток на празен ход	25 mA	25 mA
Консумиран ток при номинална изходна мощност	290 mA	370 mA
Номинална чувствителност	0,25 V	0,25 V
Коеф. на нелинейни изкривявания при максимална изходна мощност и честотна лента 50 Hz—15 kHz	2%	2%
Номинален коеф. на нелинейни изкривявания при пълна изходна мощност	0,25%	0,25%
Входен импеданс	300 kΩ	300 kΩ
Максимална изходна мощност при коеф. на нелинейни изкривявания 5%, без диоди, ограничаващи тока	4,5 W	6,7 W
Максимална изходна мощност при коеф. на нелинейни изкривявания 5%, с диоди, ограничаващи тока*	4,0 W	6,0 W

*Вижте текста.

Основната разлика между усилвателите е в схемата на изходното стъпало. В схемата на фиг. 2-14 по същество това е усилвател с последователно свързани транзистори и единично захранващо напрежение, описан в раздел 2-5.5. Изходното стъпало на схемата с шест транзистора (фиг. 2-15) представлява усилвател с комплементарни транзистори, описан в раздел 2-5.7. Комплементарната двойка на входа служи като драйверно стъпало, което осигурява на крайното стъпало входен ток, достатъчен за получаване на необходимата изходна мощност.

Схема с четири транзистора. Както се вижда от фиг. 2-14, изходното стъпало се състои от транзисторите T_3 и T_4. За да се осигури максимален изходен сигнал, постоянното напрежение на емитерите T_3 и T_4 трябва да бъде равно на половината от U_{CC}. За да се избегне ограничаването на сигнала в който и да

е от двата полупериода на изходния сигнал, постоянното напрежение на емитерите на T_3 и T_4 трябва да „следи" всяка промяна на напрежението U_{CC}. Това се постига чрез въвеждане на постояннотокова обратна връзка, в резултат на което усилвателят се



Фиг. 2-15. Безтрансформаторен нискочестотен усилвател с шест транзистора. разрешение на Моторола

Списък на елементите

	7W	10W	15 W	20 W	25 W	30 W	35 W
U_{CC}	26 V	30 V	35 V	43 V	46 V	50 V	54 V
R_1	2,7 MΩ	2,7 MΩ	560 kΩ	560 kΩ	220 kΩ	220 kΩ	220 kΩ
R_2	1,2 MΩ	1,0 MΩ	330 kΩ	330 kΩ	150 kΩ	150 kΩ	150 kΩ
R_3	390 kΩ	820 kΩ	120 kΩ	120 kΩ	47 kΩ	47 kΩ	47 kΩ
R_5	100 Ω	82 Ω	100 Ω	75 Ω	220 Ω	270 Ω	270 Ω
R_6	8,2 kΩ	8,2 kΩ	10 kΩ	10 kΩ	10 kΩ	10 kΩ	10 kΩ
R_7	3,9 kΩ	3,9 kΩ	4,7 kΩ	5,6 kΩ	5,6 kΩ	6,8 kΩ	8,2 kΩ
T_1	MPS6571	MPS6571	MPS6571	2N5088	2N5088	2N5088	2N5088
T_2	2N5087	2N5087	2N5087	2N5087	MPSA 56	MPSA56	MPSA56
T_3	MPSA05	MPSA05	MPSU05	MPSU05	MPSU05	MPSU05	MPSU05
T_4	MPSA55	MPSA55	MPSU55	MPSU55	MPSU55	MPSU55	MPSU55
T_5	MJE371	MJE 371	MJE 105	MJE105	MJE2901	MJE2901	MJE2901
T_6	MJE521	MJE521	MJE205	MJE205	MJE2801	MJE2801	MJE2801

	Изходна мощност на усилвателя, W						
	7	10	15	20	25	30	35
Номинален ток на празен ход, mA	25	25	25	25	25	25	25
Консумиран ток при пълна изходна мощност, mA	420	500	580	700	750	850	950
Номинална чувствителност,	0,1	0,1	0,1	0,1	0,45	0,4	0,45
Коеф. на нелинейни изкривявания при пълна изходна мощност, %	2	2	1	1	0,5	0,5	0,5
Коеф. на нелинейни изкривявания при 1/2 от номиналната изходна мощност	0,5	0,5	0,25	0,25	0,1	0,1	0,1
Входен импеданс, kΩ	800	700	200	200	90	90	90

превръща в повторител на напрежение с коефициент на предаване единица.

Напрежението на базата на T_1 е равно приблизително на половината от U_{CC} и се установява от делителя на напрежение, съставен от резисторите R_1, R_2 и R_3. Напрежението на емитера на T_1 „следва“ това на базата на транзистора, така че постояннотоковото изходно напрежение е приблизително равно на това на емитера. В действителност напрежението на базата T_1 е малко по-високо от половината на U_{CC} (тъй като R_1 има по-голямо съпротивление от R_2+R_3). Това компенсира малкия пад на напрежение върху резистора R_6 и върху отпушения преход емитер—база на транзистора T_1.

Променливотоковият коефициент на усилване по напрежение на схемата от фиг. 2-14 се определя от отношението R_6/R_5:

$$A_U=\frac{R_5+R_6}{R_5}=\frac{R_6}{R_5}, \text{ когато } R_6 \gg R_5.$$

Кондензаторът C_3 осигурява свързване на долния край на R_5 със земя за променливата съставна на сигнала и разделя постояннотоково емитера на T_1 от земя.

Желателно е *отстраняването на преходните изкривявания*, характерни за режим клас В, особено при ниско ниво на изходния сигнал. (Преходните изкривявания са разгледани в раздел 2-8.) Колекторният ток на T_2, протичащ през диода и R_{10}, създава пад на напрежение, който отпушва леко изходните транзистори T_3 и T_4. При отпушени изходни транзистори усилвателят работи в режим клас А за малки нива на входния сигнал и в режим клас В за големи нива на входния сигнал. (В режим клас А токът на колектора на транзистора протича през цялото време, в режим на работа клас В — само при наличие на сигнал на входа на усилвателя.) Не трябва да се забравя, че T_3 и T_4 са комплементарни, поради което през всеки полупериод на входния сигнал единият транзистор е отпушен, а другият — запушен (или почти запушен).

За отстраняване на пулсациите на захранващото напрежение от входа на усилвателя се използува веригата, съставена от резистора R_3 и кондензатора C_2. Кондензаторът C_5 предпазва захранващия токоизточник от възникване на осцилации, които биха могли да се получат при включване и изключване на силни токове.

Осцилации с висока честота могат да възникнат при промяна на импедансите на източника на сигнал или на товара. Това се избягва чрез кондензатора C_4, който шунтира входния сигнал с честота над 30 kHz. (По-подробно този въпрос е описан в раздел 2-12.)

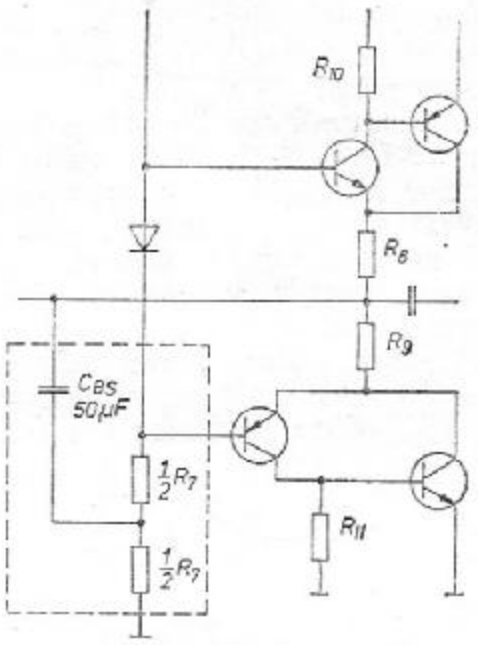
Схема с шест транзистора Както се вижда от фиг. 2-15, транзисторите T_3 и T_5 образуват съставен NPN транзистор, а T_4 и T_6 — съставен PNP транзистор. Транзисторите на драйверното стъпало T_3 и T_4 работят като емитерни повторители и осигуряват напрежение за изходните транзистори. Същевременно те са и усилватели по схема общ емитер, като дават необходимия базов ток на изходните транзистори T_5 и T_6.

Към съставните транзистори чрез резисторите R_8 и R_9 е приложена едновременно постояннотокова и променливотокова отрицателна обратна връзка. За предотвратяване на неконтролируеми изменения в температурния режим, които могат да се получат при нарастване на обратния колекторен ток на транзисторите при повишаване на температурата, между базата и емитера на изходните транзистори са включени резисторите R_{10} и R_{11}. Съпротивлението им е достатъчно малко и не позволява изходните транзистори да се отпушат при изменение на обратните им колекторни токове, дължащо се на увеличение на температурата.

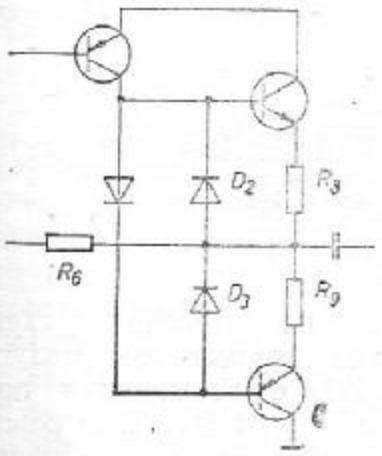
Осцилациите с висока честота се подтискат от кондензатора C_4. Веригата съставена от резистора R_{12} и кондензатора C_7, предпазва усилвателя от възникване на осцилации, дължащи се на нарастването на импеданса на високоговорителя при високите че-

стоти. Предназначението на останалите елементи от схемата е същото както на съответните им от схемата, показана на фиг. 2-14.

Предпазване на високоговорителя от протичане на постоянен ток. В схемите, показани на фиг. 2-14 и 2-15, изходният кондензатор е използуван за въвеждане на обратна връзка, която осигурява възбудителен ток на изходния PNP транзистор през отрицателния полупериод. Този начин изисква колекторният ток на преддрайверния транзистор T_2 да протича през високоговорителя. Някои конструктори не одобряват протичането на постоянен ток през високоговорителя. Едно от възраженията им е, че при включване на захранващото напрежение на усилвателя може да се чуе силно пукане от високоговорителя. Друго възражение е, че протичането на постоянен ток през високоговорителя може да промени неговите акустични характеристики, което ще причини лошо възпроизвеждане на звука. Някои конструктори считат, че протичането на постоянен ток е предпостав



Фиг. 2-16. Блокиране на постоянния ток през говорителя. С разрешение на Моторола



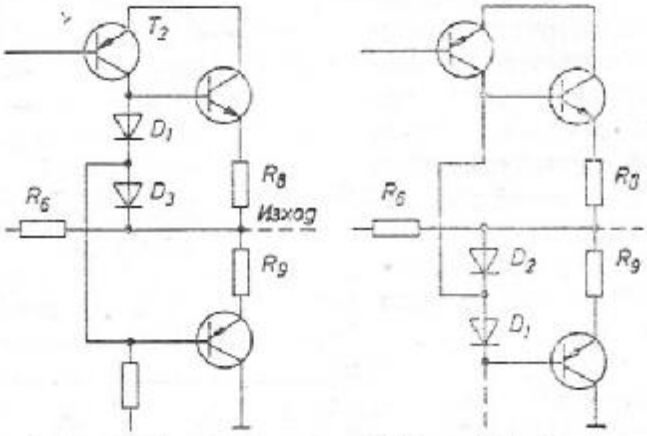
Фиг. 2-17. Свързване на диодите D_2 и D_3 в схема за защита срещу претоварване. Стойностите на диодите се избират от таблицата. С разрешение на Моторола

Вариант на усилвателя, W	Ток при късо съединение, A	Диод D_1	Диоди D_2 и D_3	R_8, Ω	R_9, Ω
35	2,1	MZ2361	MZ2361	0,47	0,39
30	2,0	MZ2361	MZ2361	0,47	0,39
25	1,6	MZ2361	MSS1000	0,47	0,39
20	1,55	MZ2361	MSS1000	0,47	0,39
15	1,35	MZ2361	MSS1000	0,47	0,47
10	1,3	MZ2361	MSS1000	0,47	0,47
7,0	1,25	MZ2361	MSS1000	0,47	0,47
5,0	1,0	MSS1000	MSS1000	0,47	0,47
3,0	0,8	MSS1000	MSS1000	0,47	0,47

ка за прегаряне на шпулката на високоговорителя.

Ако обратната връзка през изходния кондензатор, показана на фиг. 2-14 и 2-15, се смята за нежелателна по каквато и да е причина, схемата на усилвателя може да се преобразува, както е показано на фиг. 2-16. Кондензаторът C_{BS} заедно с горния резистор, означен с $^1/_2\ R_7$, осигурява необходимия възбудителен ток за получаване на пълен изходен сигнал през отрицателния полупериод.

Защита срещу претоварване. Усилвателите, показани на фиг. 2-14 и 2-15, общо взето, не са предназначени за използуване в устройства с вграден високоговорител, поради което е желателно използуването на защита срещу претоварване. Един от начините за такава защита е добавянето на два диода D_2 и D_3 към схемата на изходното стъпало (фиг. 2-17). В случая се използува падът на напрежение върху отпушените диоди D_1, D_2 и D_3, който фиксира потенциала на базата на изходните транзистори (фиг. 2-14) или на драйверните транзистори (фиг. 2-15). Така се ограничава максималният ток през изходните транзистори.



а) „Ценерово" действие на диодите D_1 и D_3, което ограничава тока на изхода при положителната полувълна

б) „Ценерово" действие на диодите D_1 и D_2, което ограничава тока на изхода при отрицателната полувълна

Фиг. 2-18. Използуване на диоди за защита срещу претоварване

На фиг. 2-18 *а* е показано действието на фиксиращата схема през положителния, а на фиг. 2-18 — през отрицателния полупериод на сигнала. В таблицата на фиг. 2-17 е даден токът през изходните транзистори на различни варианти усилватели в режим на късо съединение на изхода, както и стойностите на елементите и типът на диодите, използувани във веригата за защита срещу претоварване. При усилвателите с изходна мощност 20 и 35 W съпротивлението на резистора R_9 е 0,39 Ω вместо 0,47 Ω.

Това позволява да се избегне ограничаването на изходния сигнал, което може да се получи през отрицателния полупериод при по-голяма стойност на съпротивлението на резистора.

Веригата за защита срещу претоварване предпазва усилвателя при случайно късо съединение на изхода или при претоварване, дължащо се на включване на допълнителни високоговорители. Проблемът за претоварването се разглежда по-нататък в раздел 2-7.

Избор на транзисторите. Нека да разгледаме подробно някои части на една усилвателна схема, за да илюстрираме един от начините за подбор на транзисторите. При по-нататъшните разсъждения ще се базираме на основната схема от фиг. 2-15, която дава изходна мощност от 25 W върху товар 8 Ω.

Логично е проектирането на един мощен нискочестотен усилвател да започне от крайното стъпало. За да се получи изходна мощност 25 W върху товар от 8 Ω, изходното напрежение от връх до връх, т. е. размахът на изходния сигнал от връх до връх, трябва да бъде

$$U_{PP}=2\sqrt{2R\,P_{\text{еф}}}$$

$$=2\sqrt{2.8.25}$$

$$=40\ \text{V},$$

където U_{PP} е размахът на изходния сигнал от връх до връх, R е съпротивлението на товара в изхода на усилвателя, $P_{\text{еф}}$ е ефективната стойност на изходната мощност.

Захранващото напрежение на усилвателя трябва да бъде

$$U_{CC}=U_{PP}+2I_{PK}R_E+U_{CE}(T_5)+U_{CE}(T_6).$$

I_{PK} се определя от равенството

$$I_{PK}=\frac{0{,}5U_{PP}}{\text{товарно съпротивление}}=\frac{0{,}5:40}{8}=2{,}5\ \text{A}.$$

На фиг. 2-15 е показано, че R_E (R_8 или R_9) трябва да има съпротивление 0,47 Ω и се препоръчва използването на мощните транзистори MJE 2801 и MJE 2901. В справочника за тези транзистори е посочена минимална стойност на h_{fe}, равна на 25 при ток 3 А и напрежение колектор—емитер 2 V. Тези стойности не се променят съществено при ток 2,5 А, така че напрежението колектор—емитер (U_{CE}) за транзисторите T_5 и T_6 може да се приеме равно на 2 V. Обърнете внимание на това, че напрежението на насищане $U_{CE(\text{нас})}$, което се дава в много от справочниците, в случая е без значение, защото изходните транзистори работят като емитерни повторители в режим клас В при голям входен сигнал и не се насищат.

Като се използват тези данни, може да се определи U_{CC}:

$$U_{CC}=40+2(2{,}5)(0{,}47)+2+2\approx 46\ \text{V}.$$

Като се добавят тези 10% за осигуряване на стабилна работа при промяна на мрежовото напрежение, се получава максимална стойност на U_{CC} около 50 V. Тези данни позволяват да се поставят следните изисквания към изходните транзистори:

U_{CEO} — най-малко 50 V при ток 200 mA

h_{fe} — най-малко 30 при ток 2,5 A и $U_{CE}=2$ V

$U_{BE,\,вкл}$ — макс 1,2 V при ток 3 A и $U_{CE}=2$ V

I_{CBO} — макс 0,1 mA при температура 25° C и $U_{CB}=50$ V

I_{CBO} — макс 2 mA при температура 150° C и $U_{CB}=50$ V

Транзисторите MJE 2801 и MJE 2901 удовлетворяват тези изисквания с достатъчен резерв.

Колекторният ток на драйверните транзистори е базовият ток на изходните. Максималната стойност на изходния ток е 2,5 A, а h_{fe} на изходните транзистори е най-малко 30. Следователно максималният колекторен ток на всеки от драйверните транзистори е

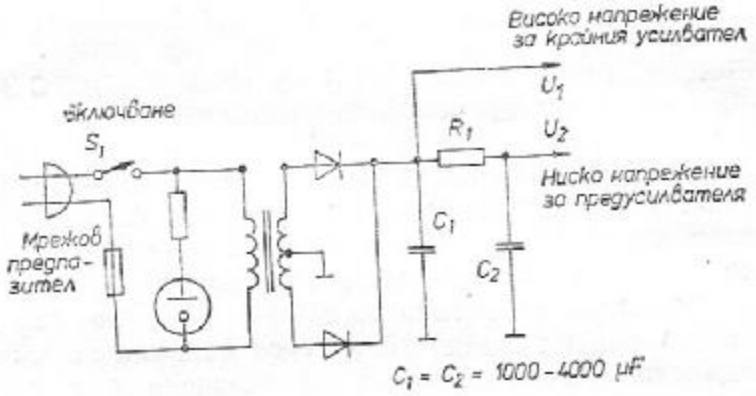
$$I_{\max}=\frac{I_{трк}}{h_{fe}\min(T_5 \text{ и } T_6)}=\frac{2{,}5}{30}=83 \text{ mA}.$$

За усилватели с изходна мощност 25 W се препоръчва използването на драйверни транзистори MPS-U05 (NPN) и MPS-U55 (PNP). В справочниците за тези транзистори е посочена минимална стойност на h_{fe}, равна на 50 при колекторни токове 10 и 100 mA, и напрежение U_{CBO}, равно на 50 V.

Изменения на схемата. Възможно е конструкторът да иска да увеличи или да намали изискванията към някои транзистори. Може например да предпочете използването на транзистор с U_{CEO}, равно на 55 V, или с минимална стойност на h_{fe} 30 или 40 за драйверните и 20 за изходните транзистори. Ако се направи това, трябва да се отчете влиянието на промяната върху цялостното действие на усилвателя. В случая, ако се намалят стойностите на h_{fe} за драйверните и изходните транзистори, конструкторът трябва да осигури достатъчен колекторен ток на предрайверния транзистор T_3, за да се получи нормално възбуждане на изходните стъпала. Когато преддрайверният транзистор работи с повишен колекторен ток, трябва да се увеличи и неговият базов ток. Необходима е съответна корекция на параметрите на предусилвателя (T_1). Тази корекция може да представлява избирането на транзистор с по-голяма стойност на h_{fe} или намаляване на стойностите на резисторите в делителя на базата. Друго очевидно решение е изборът на преддрайверен транзистор с по-висок h_{fe}, което прави излишни промените в предусилвателя.

Ако използувате умело справочни данни, спокойно можете да направите редица изменения на схемите, дадени на фиг. 2-14 и 2-15. Например могат да бъдат повишени или намалени входните импеданси, може да бъде променена изходната мощност или към усилвателите да се свържат високоговорители с друг импеданс. Необходимо е само точно да се знае какво ще се изисква

от схемата; тогава може да избере и подходящият тип транзистори. Например, ако усилвателят трябва да работи с високоговорител с импеданс 16 Ω, стойността на I_{PK} се променя от 2,5 на 1,25 А, а напрежението U_{CC} се намалява на около 43 V. Това води до намаляване на U_{CEO} на изходните транзистори и на максималния колекторен ток на драйверните транзистори.



Фиг. 2-19. Схема на токоизправител за безтрансформаторен усилвател. С разрешение на Моторола

Постояннотокови захранващи източници. Когато усилвателите се използуват за битови нужди, не е необходимо схемите на постояннотоковия захранващ източник да бъдат сложни. Типичен пример за една обикновена схема е показана на фиг. 2-19. Кондензаторът C_1 обикновено има капацитет от 1000 до 4000 μF. Резисторът R_1 и кондензаторът C_2 се подбират така, че да осигурят напрежението U_2, което може да е необходимо за захранване на друга схема, например на предусилвател, АМ или ЧМ тунери, мултиплексни декодери и др. Схемите на токоизправители са разгледани по-подробно в глава 6.

Топлоотвеждащи радиатори. Изходните транзистори от схемите, показани на фиг. 2-14 и 2-15, трябва да работят с топлоотвеждащи радиатори. Освен това при вариантите с изходна мощност от 15 до 35 W трябва да се предвидят радиатори и за драйверните транзистори. Тези радиатори трябва да позволят на драйверните транзистори да разсеят мощност, равна на около 10% от номиналната изходна мощност на усилвателя, което ще предпази транзисторите от повреда при късо съединение на изхода.

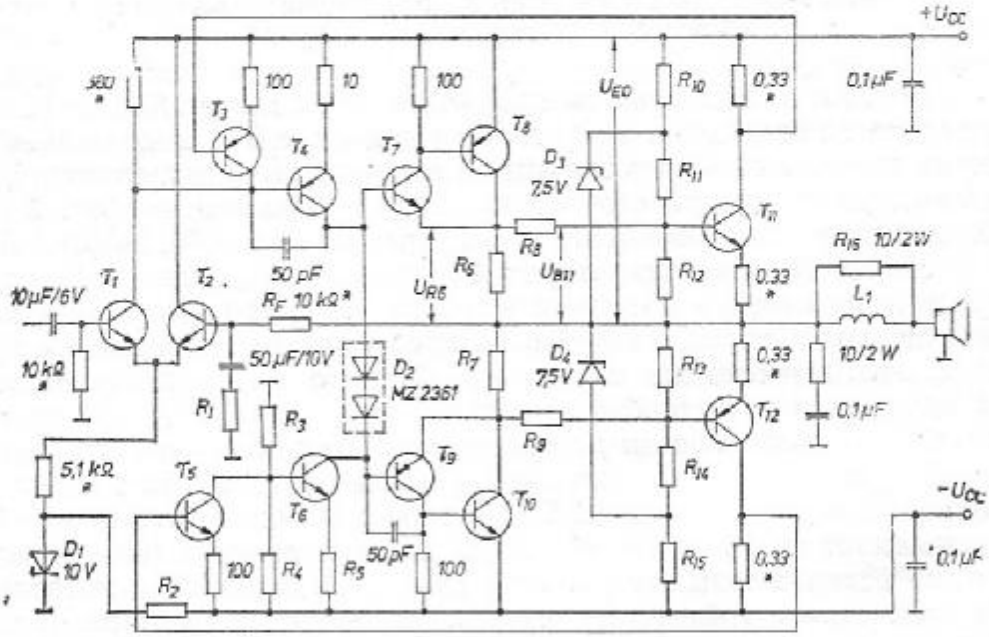
Елементи, спрени от производство. Имайте пред вид, че полупроводниковите елементи, изброени тук, след време ще бъдат спрени от производство. В такъв случай фирмата-производител ще осигури еквивалентни типове с еднакви или превъзхождащи параметри и ще препоръча използуването им вместо съществуващите дотогава. Описаните тук схеми и при

мери за проектиране ще могат да се използуват с новите елементи, защото и сега те работят при значителни изменения на параметрите на транзисторите. Освен това примерите са достатъчно подробни, така че читателят сам би могъл да направи новите изчисления, ако това се наложи. Същото важи за схемите и примерите, дадени в раздел 2-7.

2-7. КОМПЛЕМЕНТАРНИ УСИЛВАТЕЛИ НА МОЩНОСТ СЪС ЗАЩИТА СРЕЩУ КЪСО СЪЕДИНЕНИЕ

На фиг. 2-20 е показана схемата на комплементарен усилвател със защита от късо съединение. Отбележете, че се използуват две захранващи напрежения и по този начин е изключен прехвърлящият кондензатор към високоговорителя.

Освен това някои елементи са посочени заедно със стойностите. Това са опитни стойности и те са валидни *за всички изходни мощности*. Други елементи са означени със съответния символ. Тяхната стойност зависи от желаната изходна мощност.



*Всички резистори са с точност 10%, освен означените със *, които са с точност 5%.*
L_1 – проводник № 20, навит без отпивка по цялата дължина на R_{16}.

Фиг. 2-20. Схема на комплементарен усилвател със защита срещу късо съединение. *С разрешение на Моторола*

Правилният избор на тези стойности, базиращ се на съображенията и примерите, посочени в този раздел, осигурява получаването на изходни мощности до 100 W.

Таблица 2-1. Полупроводникови елементи за безтрансформаторен усилвател

Изходна мощност, W ефективни	*Импеданс на товара, Ω*	*Изходни транзистора*		*Драйверни транзистори*		*Преддрайверни транзистора*		Транзистори на диференциалния усилвател	
		NPN T_{10}	PNP T_8	NPN T_7	PNP T_9	NPN T_6	PNP T_4	*Един канал*	*Два канала*
35	4	MJ 2840	MJ 2940	MP SU 05	MP SU 55	MP SA 05	MP SA 55	MD 8001	MCF 8000
	8	MJE 2801	MJE 2901	MP SU 05	MP SU 55	MP SA 06	MP SA 56	MD 8001	MCF 8000
50	4	2N 5302	2N 4399	MP SU 05	MP SU 55	MP SA 06	MP SA 56	MD 8001	MCF 8000
	8	MJ 2841	MJ 2941	MP SU 06	MP SU 56	MP SA 06	MP SA 56	MD 8002	MCF 8001
60	4	2N 5302	2N 4399	MP SU 06	MP SU 56	MP SA 06	MP SA 56	MD 8001	MCF 8000
	8	MJ 2841	MJ 2941	MP SU 06	MP SU 56	MP SA 06	MP SA 56	MD 8002	MCF 8001
75	4	MJ 802	MJ 4902	MP SU 06	MP SU 56	MP SA 06	MP SA 56	MD 8001	MCF 8000
	8	MJ 802	MJ 4502	MM 3007	2N 5679	MM 3007	MM 4007	MD 8003	MCF 8002
100	4	MJ 802	MJ 4502	MP SU 06	MP SU 56	MP SU 06	MP SU 56	MD 8002	MCF 8001
	8	MJ 802	MJ 4502	MM 3007	2N 5679	MM 3007	MM 4007	MD 8003	MCF 8002

T_{11} — MPSL 01 T_5 — MPSA 20 T_{12} — MPSL 51 T_3 — MPSA 70
D_1 — MZ 500-16 или MZ 92-20* D_2 — MZ 2361 D_3 и D_4 — 1N5326B или MZ 92-16A*

* Вместо обикновен евтин ценеров диод може да се използува преходът емитер—база на силициев транзистор. Транзистор, подобен на MPS6512, може да се използува вместо ценеровия диод за 7,5 V. Вместо ценеров диод за 10 V може да се използува транзисторът BC 317, производство на Моторола.

В табл. 2-1, 2-2 и 2-3 са изброени типовете транзистори, стойностите на съпротивлението на резисторите, захранващите напрежения и изискванията към радиаторите за получаване на из-

Таблица 2-2. Съпротивление на резисторите* и захранващите напрежения за безтрансформаторен усилвател

Изходна мощност, $W_{еф}$	35		50		60		75		100	
Импеданс на товара, Ω	4	8	4	8	4	8	4	8	4	8
R_1, 5%	820	560	680	470	620	430	560	390	470	330
R_2, 10%	2,7 kΩ	3,9 kΩ	3,3 kΩ	4,7 kΩ	3,9 kΩ	5,6 kΩ	4,7 kΩ	6,8 kΩ	5,6 kΩ	8,2 kΩ
R_3, 5%	18 kΩ	22 kΩ	22 kΩ	27 kΩ	22 kΩ	33 kΩ	27 kΩ	33 kΩ	33 kΩ	39 kΩ
R_4, 5%	1,2 kΩ	1,2 kΩ	1,2 kΩ	1,2 kΩ	1,2 kΩ	1,2 kΩ	1,2 kΩ	1,2 kΩ	1,2 kΩ	1,2 kΩ
R_5, 5%	120	180	100	150	120	120	91	150	68	100
R_6, R_7, 5%	0,39	0,47*	0,33	0,43*	0,33	0,39	0,33	0,39	0,39	0,39
R_8, R_9, 10%	390	240	360	270	430	300	620	390	1000	510
R_{10}, R_{15}, 5%	2,7 kΩ	3,0 kΩ	3,3 kΩ	3,9 kΩ	3,9 kΩ	4,7 kΩ	5,6 kΩ	6,8 kΩ	8,2 kΩ	9,1 kΩ
R_{11}, R_{14}, 5%	1,5 kΩ	1,2 kΩ	1,5 kΩ	1,2 kΩ	1,5 kΩ	1,2 kΩ	1,8 kΩ	1,5 kΩ	2,2 kΩ	1,8 kΩ
R_{12}, R_{13}, 5%	470	470	470	470	470	470	470	470	470	470
V_{CC}(V)	21	27	25	32	27	36	30	40	34	45

* Всички резистори са с номинална мощност ½ W освен R_6 и R_7, които са петватови, и тези, означени с *, които са двуватови. Всички съпротивления, които не са означени с kΩ, са в Ω.

ходна мощност 35, 50, 60, 75 и 100 W. При използуване на междинни стойности на елементите биха се получили и други изходни мощности. Въпреки това според нас табличните данни предоставят достатъчен избор за повечето случаи на приложение. Стойностите, посочени в таблиците, са най-близките стандартни стойности на елементите, които удовлетворяват или надхвърлят изискванията, поставени към усилвателя и неговите елементи.

По-долу следва *кратко описание* на схемата, което показва връзката между действието на усилвателя и проблемите при проектирането му. Транзисторите T_1, T_2, T_4, T_6, T_7, T_8, T_9 и T_{10} заедно със съответните им елементи образуват стандартна схема на комплементарен усилвател. Транзисторите T_1 и T_2 са свързани в схема на диференциален усилвател, който при използуването на две захранващи напрежения осигурява подходяща стойност на постоянното напрежение и позволява непосредствено свързване на високоговорителя към усилвателя. Диференциалният усилвател и принадлежащите му елементи са част от херметизиран блок, който е описан в следващ раздел.

Таблица 2-3. Изисквания към радиаторите на транзисторите в безтрансформаторния усилвател*

Изходна мощност, $W_{еф}$	*Импеданс на товара,* Ω	*Топлинно съпротивление на радиатора на изходния транзистор* (Θ_{CA}),** °C/W	Топлинно съпротивление на радиатора на драйверния транзистор (Θ_{CA}),*** °C/W
35	4	4,2	—
	8	2,4	—
50	4	3,0	60
	8	2,4	60
60	4	2,5	60
	8	2,0	60
75	4	1,6	35
	8	1,6	70
100	4	1,0	20
	8	1,0	50

* Информацията за радиаторите се базира на минималните изисквания към тях, осигуряващи безопасна работа на транзисторите при късо съединение в товара и околна температура 50° С.

** Всички изходни транзистори са в корпус тип ТО-3, с изключение на MJE 2801/2901 (35W, 8Ω), които са в корпус тип 90 (пластмасов корпус, патент на Моторола).

*** Всички драйверни транзистори са в пластмасов корпус, с изключение на тези, отбелязани с *, които са в метален корпус тип ТО-5.

Резисторът $R_{ОВ}$ осигурява 100% постояннотокова обратна връзка от изходната клема на усилвателя към входа му (на базата на T_2), с което се осигурява извънредно стабилен постояннотоков режим. (Това е един от видовете *обща обратна връзка*, тъй като обхваща повече от едно стъпало (вж. раздел 2-1).) Отношението на съпротивленията на резисторите $R_{ОВ}$ и R_1 определя коефициента на усилване по напрежение на усилвателя при *затворена верига* на обратната връзка. (Терминът „коефициент на усилване при затворена верига на обратната връзка" в същност е коефициент на усилване при наличие на обратна връзка. Коефициентът на усилване при отворена верига на обратната връзка е равен на коефициента на усилване без обратна връзка.)

Транзисторът T_4 работи като драйвер с голям коефициент на усилване, свързан в схема общ емитер. Тъй като изходните транзистори T_7, T_8, T_9 и T_{10} работят като емитерни повторители (нямат усилване по напрежение), T_4 трябва да е в състояние да обработва пълния размах на изходния сигнал при наличие на максимален товар, свързан в изхода на усилвателя.

Транзисторът T_6 служи като генератор на ток, осигуряващ протичането на постоянен ток през T_4 и през диода D_2, който създава преднапрежение за T_9. (Поставянето на T_6 отстранява необходимостта от използуването на голям кондензатор за осигуряване на възбудителен ток, който се среща в някои схеми на комплементарни нискочестотни усилватели.)

Транзисторите T_7 и T_8 са двойка комплементарни транзистори, която работи като емитерен повторител с голям коефициент на усилване по ток и коефициент на усилване по напрежение, равен на 1, по време на положителния полупериод на входния сигнал. Транзисторите T_9 и T_{10} действуват по аналогичен начин по време на отрицателния полупериод на входния сигнал.

Ценеровият диод D_1 се използува за фиксиране на постоянното напрежение на диферейциалния усилвател и играе ролята на филтър за променливотоковите съставки на отрицателното захранващо напрежение. Транзисторите T_3, T_5, T_{11} и T_{12} и диодите D_3 и D_4 заедно с принадлежащите им резистори образуват *веригата за защита срещу късо съединение.*

Резисторите R_8, R_{10}, R_{11} и R_{12} образуват сумираща схема за напрежение. Напрежението на базата на транзистора T_{11} по този начин се определя от колекторния ток на T_8, протичащ през R_8, и от напрежението, подавано от захранващия източник $+U_{CC}$ към изхода на усилвателя. Сумиращата верига, реагираща едновременно на тока и на напрежението на T_8, в същност разпознава измененията на мощността, разсейвана от транзистора. Сумиращата верига може да бъде подбрана така, че при определено ниво на разсейната от T_8 мощност токът, протичащ през T_{11}, да създаде достатъчно напрежение на обратната връзка и да отпуши транзистора T_3. В резултат на това транзисторът T_3 отнема част от тока на базата на T_4 и така ограничава мощността, разсейвана от T_8. Диодът D_3 не позволява транзисторът T_{11} да се отпуши при нормален товар по време на отрицателния полупериод на входния сигнал. Резисторите R_9, R_{13}, R_{14} и R_{15} заедно с транзисторите T_{12} и T_5 и диодът D_4 ограничават по аналогичен начин разсейваната мощност върху изходния транзистор T_{10}.

2-7.1. Анализ на схемата

Висококачествените високоговорителни системи могат да имат капацитивен, индуктивен или резистивен характер на импеданса. При реактивен характер на импеданса изходният ток и изходното напрежение на усилвателя няма да съвпадат по фаза. Често фазовата разлика е 60°. При такава фазова разлика върху изходния транзистор се появяват едновременно цялото захранващо напрежение и половината от тока през товара или целият ток през товара и половината от захранващото напрежение в зависимост от това, дали товарът има индуктивен или капацитивен характер.

Това състояние (едновременно появяване на голям ток и напрежение) може да предизвика вторичен пробив (раздел 2-5.8) по същия начин, както когато товарът е даден накъсо. Схемата за защита срещу късо съединение ще предпази транзисторите от повреда (независимо от причината за задействуването ѝ), но тя

трябва да бъде проектирана така, че да не се задействува при нормална работа на усилвателя или при товар, причинен от нормална (до 60°) фазова разлика между напрежението и тока на изхода на усилвателя.

Минималното ниво на върховата стойност на мощността, на която може да бъде ограничена разсейваната мощност при късо съединение в изхода, е равно на произведението на върховите стойности на тока и напрежението на изходния транзистор за най-лошия възможен случай на фазова разлика. Това значи, че ако фазовата разлика е 60°, разсейваната мощност при късо съединение в изхода на усилвателя се определя по формулата

$$P_{PD\,(\text{късо съединение})} = \frac{U_{CC} \times I_{\text{върхов}}}{2},$$

където P_{PD} е върховата стойност на разсейваната мощност *от всеки изходен транзистор*, т. е. общата *средна разсейвана мощност за усилвателя.*

Средната разсейвана мощност за всеки от транзисторите е

$$P_{AD\,(\text{късо съединение})} = \frac{0{,}5 U_{CC} \times I_{\text{върхов}}}{2}.$$

Средната разсейвана мощност на драйверните транзистори (T_7 и T_9) за най-лошия случай е равна на разсейваната мощност P_{AD}, разделена на коефициента на усилване по ток на изходните транзистори.

При използуване на типична схема за защита срещу късо съединение се получава стабилно задействуване (базиращо се на претоварване с продължителност минимум 1 секунда) при напрежение върху изходните транзистори, равно на U_{CC}, като върховата стойност на разсейваната мощност се дава с израза за P_{PD}.

Максималното топлинно съпротивление (или минималната разсейвана мощност) за всеки изходен транзистор се определя от израза

$$\theta_{JC(\max)} = \frac{T_{J(\max)} - T_A - \theta_{CA} \cdot P_{AD}}{P_{AD}},$$

където $T_{J(\max)}$ е максималната допустима температура на прехода на транзистора;

T_A — максималната околна температура;

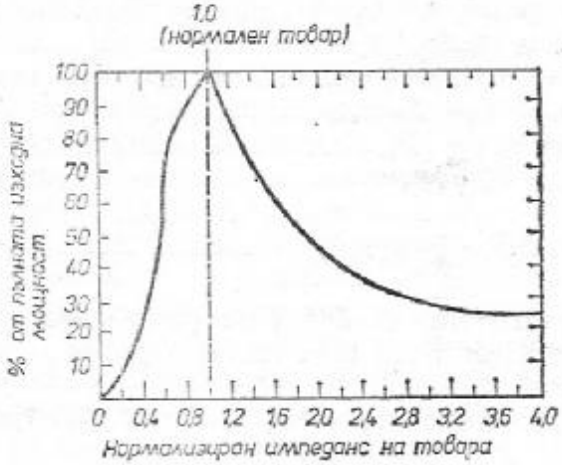
θ_{CA} — топлинното съпротивление на топлоотвеждащия радиатор, включително и на изолационните подложки, ако са използувани такива.

Минималната разсейвана мощност от транзистора се определя от израза

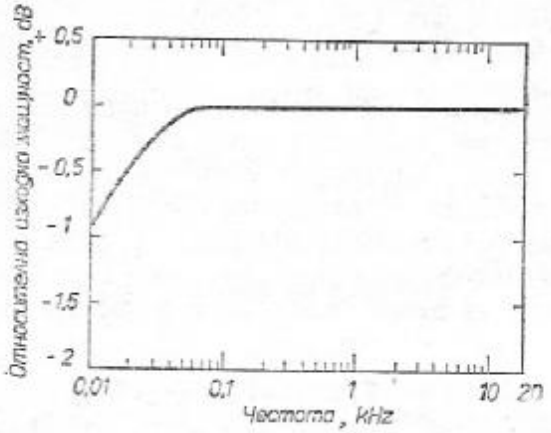
$$P_{DM} = \frac{T_{J(\max)}}{\theta_{JC(\max)}},$$

По-подробно въпросът за топлинното съпротивление, топлоотвеждащите радиатори и влиянието на температурата се обсъжда в раздел 1-4.

По-долу са дадени *експлоатационни характеристики*, с кои-



Фиг. 2-21. Зависимост на изходната мощност от импеданса на товара. С разрешение на Моторола



Фиг. 2-22. Зависимост на изходната мощност от честотата. С разрешение на Моторола

то може да се съобразявате при проектирането на усилвател за специфичните нужди. Тези характеристики са типични и важат за всички нива на изходната мощност, дадени в табл. 2-1 и 2-2.

Изходна мощност. Усилвателят ще даде пълната посочена изходна мощност върху номинален товарен импеданс, ако захранващото напрежение има подходяща стабилизация (стабилизираните токоизправители се разглеждат в глава 6). На фиг 2-21 е

посочена зависимостта на изходната мощност от импеданса на товара.

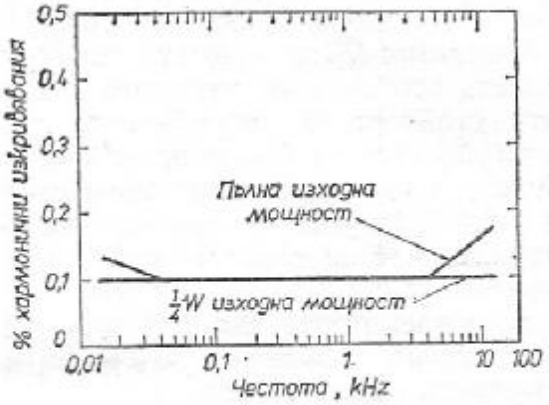
Чувствителност на входа. $1V_{еф}$ върху товар 10 kΩ за получаване на пълната посочена изходна мощност.

Амплитудно-честотна характеристика. Спадане, по-малко от 3 dB, за честоти от 10 Hz до 100 kHz по отношение на сигнал с честота 1 kHz.

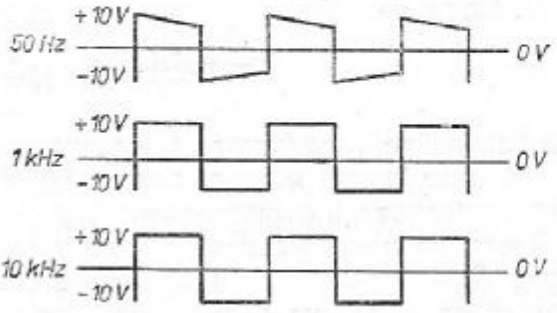
Зависимост на изходната мощност от честотата. Пълната посочена изходна мощност ±0,5 dB за честоти от 2 Hz до 20 kHz (вж. фиг. 2-22).

Коефициент на нелинейни изкривявания. По-малък от 0,2% за всяко ниво на мощността от 100 mW до пълната посочена изходна мощност и за всяка честота от 20 Hz до 20 kHz (вж. фиг. 2-23).

Интермодулационни изкривявания. По-малки от 0,2% за всяко ниво на мощността между 100 mW и пълната посочена изходна мощност (сигнали с честота 60 Hz и 7 kHz, смесени в отношение 4 : 1).



Фиг. 2-23. Зависимост на коефициента на нелинейни изкривявания от честотата. С разрешение на Моторола



Фиг. 2-24. Преходна характеристика при правоъгълен входен сигнал. С разрешение на Моторола

Преходна характеристика при правоъгълен входен сигнал. Вж. фиг. 2-24.

Разсейвана мощност от всеки изходен транзистор при късо съединение в изхода на усилвателя. Вж. фиг. 2-25.

2-7.2. Пример за проектиране

Да приемем, че схемата от фиг. 2-20 ще се използува като висококачествен (Hi-Fi) усилвател. Изходната мощност трябва да бъде 60 $W_{еф}$ при импеданс на високоговорителя или тонколоната 8 Ω. Нормалната работа на усилвателя да бъде възможна при де-

фазиране на тока и напрежението на изхода до 60°. Усилвателят трябва да работи, без да се повреди при късо съединение на изхода и температура на околната среда 50°С. Изкривяванията (нелинейни и интермодулационни) да бъдат по-малки от 0,2%. Входният сигнал има ефективна стойност 1V (върхова стойност 1,4V) и трябва да бъде достатъчен за получаването на пълната посочена изходна мощност при товар 8 Ω.

Резистор R_1. Стойността на R_1 е приблизително равна на върховата стойност на входното напрежение, разделена на върховата стойност на напрежението върху товара и умножена по $R_{ОВ}$. Стойността на $R_{ОВ}$ е произволно избрана 10 kΩ. Върховата стойност на входното напрежение според условията за проектиране е 1,4 V. Върховата стойност на напрежението върху товара се намира, като се определи първо ефективната стойност на това напрежение и след това тя се умножи по 1,4. Ефективната стойност на напрежението върху товара е равна на

$$\text{еф. стойност на напрежението върху товара} = \sqrt{\text{изходната мощност} . \text{импеданса на товара}}$$

$$= \sqrt{60 . 8}$$

$$= 22 \text{ V.}$$

Върховата стойност на напрежението върху товара е $22 \times 1{,}4$, или 31 V. Следователно

$$R_1 = \frac{1{,}4}{31} \times 10 \text{ k}\Omega = 450 \ \Omega.$$

Използувайте следващата по-малка стандартна стойност 430 Ω.

Захранващо напрежение (U_{CC}). Захранващото напрежение (положителното и отрицателното) е равно на сумата от върховата стойност на напрежението върху товара + падът на напрежение върху R_6 + загубите на напрежение върху наситения транзистор. Сумата от пада на напрежение върху R_6 (приблизително 1,5 ÷ 2 V) и върху отпушения транзистор (примерно 3 V е равна на 5V. Тогава захранващото напрежение трябва да бъде 31 V + 5 V = 36 V.

Резистор R_2. Максималната стойност на съпротивлението на R_2 е равна приблизително на

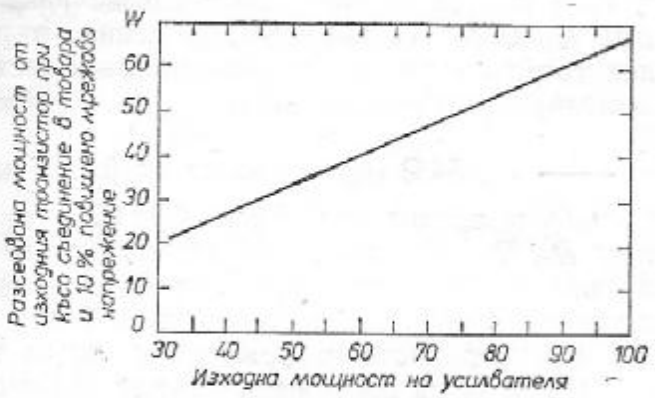
$$\frac{\text{захранващото напрежение} - \text{пада на напрежението върху } D_1}{\text{тока на емитерите на } T_1 \text{ и } T_2 + \text{тока през } D_1}.$$

Токът на диференциалния усилвател е избран произволно 2 mA. Още 2 mA ще бъдат необходими за правилното действие на ценеровия диод D_1, следователно през R_2 протичат 4 mA. Стойността на R_2 е

$$R_{2(\max)} = \frac{(36 - 10) \text{ V}}{0{,}004 \text{ A}} = 6{,}5 \text{ k}\Omega.$$

Използувайте следващата по-ниска стандартна стойност на резистори с точност 10%, т. е. 5,6 kΩ.

Резистори R_3, R_4 *и* R_5. Напрежението на базата на T_6, измерено спрямо отрицателното захранващо напрежение, трябва да се поддържа по-малко от 2 V, за да се предотврати преждевременното ограничаване на отрицателната полувълна на изходния сиг-



Фиг. 2-25. Разсейвана мощност от всеки изходен транзистор. С разрешение на Моторола

нал. Напрежението на базата на транзистора T_6 се определя от делителя R_3, R_4. Ако се приеме напрежение на базата 1,3 V, то

$$\frac{R_4}{R_3+R_4}\times U_{CC}=1{,}3\text{ V}.$$

Ако се приеме за R_4 стойност 1,2 kΩ (при ток през делителя 1 mA):

$$\frac{1{,}2\text{ k}\Omega}{1{,}2\text{ k}\Omega+R_3}\times 36=1{,}3\text{ V}\text{ или }R_3=33\text{ k}\Omega\text{ (приблизително)}.$$

Като се използуват за R_3 и R_4 стандартните стойности съответно 1,2 и 33 kΩ, напрежението на базата на T_6 ще бъде

$$\frac{1{,}2\text{ k}\Omega}{33\text{ k}\Omega+1{,}2\text{ k}\Omega}\times 36\text{ V}=1{,}26\text{ V}.$$

Стойността на резистора R_5 е

$$R_5=\frac{\text{напрежението на базата на }T_6-\text{напрежението база—емитер на }T_6}{\text{макс. пост. ток на }T_4+1\text{ mA (заради толерансите на резисторите)}}.$$

Напрежението на базата на T_6 е 1,26 V; типичното напрежение база—емитер е 0,75 (от справочника). Максималният постоянен ток на T_4 се определя от израза

$$\text{максимален пост. ток на }T_4=\frac{\text{върховата стойност на тока през товара}}{h_{fe\,(\min)}(T_9)\times h_{fe(\min)}(T_{10})}.$$

Върховата стойност на тока през товара е равна на

$$\frac{\text{върховата стойност на напрежението върху товара}}{\text{импеданса на товара}}=\frac{31}{8}=3{,}9\text{ A}.$$

Следователно $R_5 = \frac{1{,}26-0{,}75}{(3{,}9\text{A} : 1000)+1\text{mA}} = 125\ \Omega$.

Използувайте най-близката стандартна стойност — 120 Ω. (Стойността 1000 се получава, като се умножат стойностите на h_{fe} за транзисторите T_9 и T_{10}. Те са посочени в справочника.)

Резистори R_6 и R_7. Падът на напрежение върху R_6 и R_7 при максимален товар на изхода трябва да бъде между 1,5 V и 2 V. Ако се използува стойността 1,5 V,

$R_6 = R_7 = \frac{1{,}5\text{ V}}{3{,}9\text{ A}} = 0{,}384\ \Omega$ (при върхова стойност на тока през товара). За R_6 и R_7 се приема стойността 0,39 Ω.

Резистори R_8, R_{10}, R_{11} и R_{12}. Напрежението на базата на T_{11} трябва да бъде приблизително 1,4 V, за да се отпуши T_3 и да се осигури защитата срещу късо съединение. Това напрежение се определя от произведението напрежение × ток на транзистора T_3 (както беше и с пада на напрежение върху R_6) и от веригата R_8, R_{10}, R_{11} и R_{12}.

Максималното произведение ток × напрежение на T_3 *при нормални условия* на работа се получава при дефазиране ±60°, дължащо се на реактивния характер на товара. При дефазиране 60° могат да се изведат следните зависимости, които след това ще послужат и за определяне на условията, при които ще се отпуши T_3 в случай на *късо съединение на изхода на усилвателя:*

$$U_{B11} = {}^1/_2\, K_1 U_{R_6(\max)} + K_2 U_{EO(\max)} \qquad \text{(A)}$$

$$= K_1 U_{R_6(\max)} + {}^1/_2\, K_2 U_{EO(\max)} \qquad \text{(B)}$$

(U_{R6}, U_{B11} и U_{EO} са означени на фиг. 2-20).

В горните уравнения

$$K_1 = \frac{R_{12}}{R_8 + R_{12}}$$

$$K_2 = \frac{\text{еквивалентното съпротивление на } R_{12}//R_8}{\text{еквивалентното съпротивление на } R_{12}//R_8 + R_{11} + R_{10}}. \qquad \text{(C)}$$

При решаване на (A) и (B) се получава

$$K_1 U_{R6(\max)} = K_2 U_{EO(\max)} \quad .$$

Тъй като $U_{B11} = 1{,}4$ V, заместването на (C) в уравнение (A) или (B) дава

$$K_1 U_{R_6(\max)} = K_2 U_{EO(\max)} \quad = 0{,}933 \text{ V}. \qquad \text{(D)}$$

При късо съединение на изхода

$$U_{EO(\max)} = U_{CC} = 33 \text{ V};$$

$$U_{R_6(\max)} = I_{\text{върхов}} \cdot R_E = 3{,}9\text{ A} \times 0{,}39\ \Omega = 1{,}53 \text{ V}.$$

Следователно

$$\frac{R_{12}}{R_8+R_{12}}\times 1{,}53=0{,}933 \text{ [от уравнение (D)]}. \qquad (E)$$

Нека приемем за R_{12} подходящата стойност 470 Ω. Тогава при решаване на (E) се получава

$$R_8=300\ \Omega.$$

Нека

$$R'_{12}=\frac{R_{12}\times R_8}{R_{12}+R_8}=183\ \Omega.$$

Тогава

$$K_2U_{EO(\max)}=\frac{R'_{12}}{R'_{12}+R_{11}+R_{10}}\times U_{EO(\max)}=0{,}933. \qquad (F)$$

Също така

$$\frac{R'_{12}}{R'_{12}+R_{11}}\times U_{D3}=0{,}933,$$

за да може да се отпуши ценеровият диод. Нека приемем $U_{D_3}=7{,}5$ V, което е подходяща стойност за един обикновен ценеров диод. Тогава от уравнение (F)

$$\frac{183}{183+1{,}2\ \text{k}\Omega+R_{10}}\times 36=0{,}933, \text{ така че } R_{10}=5{,}7\ \text{k}\Omega.$$

Тази стойност се пресмята, както следва:

$$0{,}933:36=0{,}026$$
$$183:(1383+R_{10})=0{,}026$$
$$183:0{,}026=1383+R_{10}$$
$$7038=1383+R_{10}$$
$$R_{10}=7038-1383=5655\ \Omega$$

(закръглява се на 5,7 kΩ). Ако трябва D_3 да се отпушва при по-високо захранващо напрежение (например 40 V), трябва да се намали стойността на R_{10} до 4,7 kΩ.

По този начин са определени стойностите на резисторите във веригата за защита срещу късо съединение:

$$R_6=R_7=0{,}39\ \Omega$$
$$R_8=R_9=300\ \Omega$$
$$R_{10}=R_{15}=4{,}7\ \text{k}\Omega$$
$$R_{11}=R_{14}=1{,}2\ \text{k}\Omega$$
$$R_{12}=R_{13}=470\ \Omega$$

Изходни транзистори. Транзисторите T_8 и T_{10} трябва да имат пробивно напрежение колектор—емитер U_{CEO}, равно или поголямо от 80 V при ток на колектора $I_C=200$ mA (при резерв за 10% по-високо захранващо напрежение $36+36+10\%=80$). Стойността на h_{fe} трябва да бъде най-малко 20 при $I_C=4{,}0$ A и $U_{CE}=2{,}0$ V.

Транзисторите MJ2841 и MJ2941, производство на Моторола, отговарят на тези изисквания. Допустимата разсейвана мощност за тях е 150 W при температура 25° C, максимално допустимата температура на прехода е 200° C. Следователно топлинното съпротивление от прехода към корпуса на транзистора е

$$\theta_{JC} = \frac{200° - 25°}{150\ \text{W}} = 1{,}17°\ \text{C/W}.$$

От предишните изчисления може да се определи и разсейваната мощност от всеки транзистор при късо съединение в изхода на усилвателя:

$$P_D = \frac{^1/_2\, U_{CC} \times 3{,}9\text{A}}{150\ \text{W}} = 35{,}1\ \text{W}.$$

Ако допуснем още 30% нарастване на тази мощност, дължащо се на по-високо захранващо напрежение, толеранси на елементите и пр., максималната разсейвана мощност от всеки транзистор при късо съединение на изхода ще бъде 46 W. Затова трябва да се предвиди радиатор за всеки от тези транзистори. Освен това усилвателят трябва да работи при температура 50° C. За да се определи топлинното съпротивление на радиатора към околната среда (включително и на изолационните подложки), се използува формулата

$$\theta_{SA} = \frac{T_J - T_A - (P_{D\,(\max)} \times \theta_{JC})}{P_{D\,(\max)}}$$

$$= \frac{200 - 50 - (46 \times 1{,}17)}{46}$$

$$= 2°\ \text{C/W}.$$

Драйверни транзистори. Транзисторите T_7 и T_9 трябва да имат пробивно напрежение колектор—емитер $U_{CEO} \geq 80$ V при $I_C = 10$ mA. Стойността на h_{fe} при $I_C = 100$ mA трябва да бъде най-малко 50.

Транзисторите MPS-U06 и MPS-U56, производство на Моторола, отговарят на тези изисквания. Допустимата разсейвана мощност за тях е 5 W при температура 25° C, а максимално допустимата температура на прехода е 135° C. Следователно топлинното съпротивление от прехода към корпуса на транзистора е

$$\theta_{JC} = \frac{135 - 25}{5\ \text{W}} = 22°\ \text{C/W}.$$

Максималната разсейвана (или P_D) мощност от всеки драйверен транзистор е

$$\frac{\text{максималната разсейвана мощност } P_D \text{ от всеки изходен транзистор (или 46 W)}}{h_{fe} \text{ на изходния транзистор (при късо съединение на изхода)}}$$

Токът на всеки от изходните транзистори при късо съединение в изхода на усилвателя е

$$\frac{\text{разсейваната мощност при късо съединение на изхода (46 W)}}{\text{½ от захранващото напрежение (20 V)}} = 2{,}3 \text{ A}.$$

Стойността 20 V допуска известно повишаване на захранващото напрежение. В справочника е посочена стойност на h_{fe} за изходните транзистори, по-голяма или равна на 45 при ток 2,3 А. Следователно P_D за всеки от драйверните транзистори е 46/45 или 1,03 W.

За тези транзистори също трябва да се предвиди радиатор. Усилвателят трябва да работи при температура 50° С. Топлинното съпротивление на радиатора (включително изолационните подложки) към околната среда трябва да бъде

$$\theta_{SA} = \frac{T_J - T_A - (P_{D\,(\text{драйвер})} \times \theta_{JC})}{P_{D\,(\text{драйвер})}}$$

$$= \frac{135 - 50 - (1{,}03 \times 22)}{1{,}03} = 60^\circ \text{ C/W}.$$

Преддрайверни транзистори. Транзисторите T_4 и T_5 трябва да имат пробивно напрежение колектор—емитер $U_{CEO} \geq 80$ V. Стойността на h_{fe} трябва да бъде 75 при $I_C = 10$ mA и $U_{CE} = 1$ V.

Транзисторите MPS-A06 и MPS-A56 отговарят на тези изисквания. Допустимата разсейвана мощност за тях е 500 mW при температура 25° С, а максимално допустимата температура на прехода е 135° С. Топлинното съпротивление от прехода на транзистора към корпуса му е

$$\theta_{JC} = \frac{135 - 25}{500 \text{ W}} = 0{,}21^\circ \text{ C/W}.$$

Максималната мощност, разсейвана от преддрайверните транзистори, е

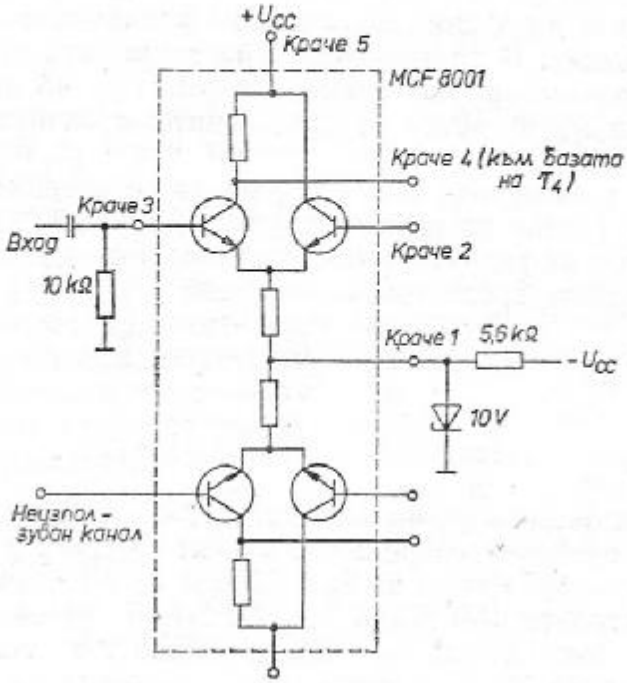
$$\frac{P_{D(\text{драйвер})}}{h_{fe(\text{драйвер})}} + P_{DC} \text{ или } \frac{1030 \text{ mW}}{50} + (40 \text{ V} \times 5 \text{ mA}) = 220 \text{ mW},$$

където P_{DC} е мощността, получена при умножаването на максималното напрежение на колектора (40 V) с тока, протичащ през R_5(5 mA, стойност, получена при предишните изчисления).

Максималната разсейвана мощност от 220 mW е по-малка от допустимите 500 mW. Намалената допустима разсейвана мощност при температура 50° С е (135—50): 0,21 или 405 mW, също достатъчно по-голяма от 220 mW.

Диференциален усилвател. Диференциалният усилвател, съставен от T_1 и T_2, може да е в отделен корпус или като хибридна схема (раздел 2-4). Такъв диференциален усилвател в отделен корпус се произвежда от Моторола и има означение

MCF 8001. Резисторът колектор на T_1 трябва да има стойност, равна на 10÷15% от тази на външния резистор, включен в емитерите. Пробивното напрежение колектор—емитер U_{CEO} на транзисторите от диференциалния усилвател трябва да бъде по-голямо



Фиг. 2-26. Свързване на диференциален усилвател MCF 8001. С разрешение на Моторола

или равно на 80 V (каквото е и на всички останали транзистори в усилвателя). На фиг. 2-26 е показано свързването на изводите на корпуса на диференциалния усилвател към останалите елементи на схемата. Имайте пред вид, че корпусът на MCF 8001 съдържа два диференциални усилвателя (такива са нужни например при стереосистема), но за свързване към усилвателя, показан на фиг. 2-20, се използува само единият.

Транзистори от схемата за защита срещу късо съединение. Транзисторите T_3, T_5, T_{11} и T_{12} работят с малки токове и могат да бъдат с пластмасов корпус тип TO-92. T_{11} и T_{12} трябва да имат h_{fe}, по-голям от 40 при ток 2 mA, и пробивно напрежение колектор—емитер $U_{CEO} \geq 80$ V. Транзисторите MPS-L01 и MPS-L51 отговарят на тези изисквания. T_3 и T_5 трябва да имат $h_{fe} \geq 25$ при ток 1 mA и пробивно напрежение колектор—емитер $V_{CEO} \geq 10$ V. На тези изисквания отговарят MPS-A20 и MPS-A70, производство на Моторола.

2-8. МНОГОСТЪПАЛНИ НИСКОЧЕСТОТНИ УСИЛВАТЕЛИ С ТРАНСФОРМАТОРНА ВРЪЗКА

Нискочестотните усилвателни стъпала могат да се свържат едно с друго и чрез трансформатори. Както е във всички случаи на проектиране, трансформаторите създават някои проблеми и имат определени предимства. Тези фактори могат да се използуват при проектирането на конкретни схеми.

Индуктивно съпротивление. Главен проблем при използуването на трансформаторната връзка е индуктивното съпротивление, създавано от намотките на трансформатора. Индуктивното съпротивление нараства при увеличаване на честотата; при честоти над 20 kHz индуктивното съпротивление на железния магнитопровод става толкова голямо, че сигналите не могат да преминават или затихват твърде много. Затова трансформатори с желязна сърцевина не се използуват при по-високи честоти. При ниски честоти реактивното съпротивление дори и на трансформаторите с желязна сърцевина спада почти до нула. Тъй като трансформаторите се поставят в усилвателните схеми „напречно" на пътя на сигнала, при ниски честоти намотките им действуват като късо съединение. Ако усилвателят трябва да работи при много ниски честоти (под 20 Hz), не се препоръчва използуването на трансформатори.

Размери и маса. За да може един трансформатор да обработва голяма мощност или ток, проводниците на намотките му трябва да са с голям диаметър. Също така трябва да се използува желязна сърцевина с голямо сечение. Всичко това допринася за увеличаването на размерите и масата на трансформатора. С изключение на определени случаи, допълнителната маса на трансформаторите противоречи на изискванията за компактност и малка маса, които се поставят към полупроводниковите апаратури.

Повреда от късо съединение. Друг проблем при използуването на трансформаторната връзка е опасността от късо съединение на изхода на усилвателя, което води до едновременно увеличаване на напрежението и тока в колекторната верига на транзистора. Падът на напрежение върху намотката на трансформатора, включена в колектора на транзистора, е много малък (в сравнение с пада върху товарния резистор в усилвател с *RC* или непосредствена връзка). Ако късото съединение в изхода на усилвателя причини протичането на голям ток, транзисторът може да се повреди. Такава повреда на транзистора се нарича *вторичен пробив*. Тя може да се избегне, ако се ограничи произведението на напрежението на колектора и тока на колектора за съответния транзистор.

Друг проблем във връзка с претоварването възниква при използуването на високоговорителна уредба. Нейният импеданс може да има както резистивен, *така и индуктивен или капацитивен*

характер. Когато товарът на усилвителя има реактивен характер, напрежението и токът не съвпадат по фаза. (При нормални условия непрежението е високо, когато токът е малък, и обратно.) При използуването на тонколони не е рядко дефазиране 60°. При такава фазова разлика, когато токът е максимален, напрежението е около $^1/_2$ от захранващото. По този начин изходният транзистор обработва целия ток през товара и половината от захранващото напрежение (или цялото захранващо напрежение и $^1/_2$ от максималния ток през товара) в зависимост от това, дали товарът е с капацитивен или индуктивен характер. И в двата случая съвместното действие на такива ток и напрежение е опасно за транзистора и може да го повреди.

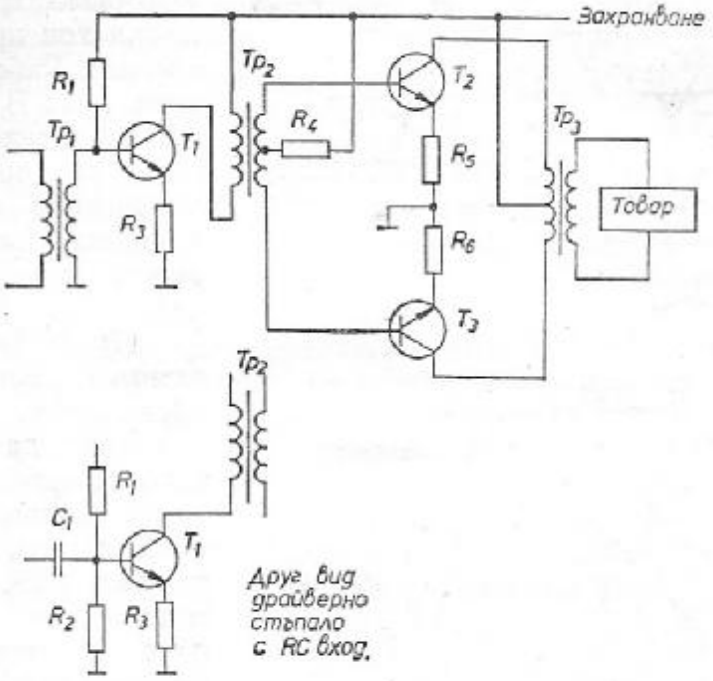
Като грубо правило приемете, че няма опасност от вторичен пробив, ако изходният транзистор е в състояние да разсее мощност, *два пъти по-голяма* от изходната мощност на усилвателя (при еднотактно крайно стъпало). При двутактно (пуш-пул) изходно стъпало всеки от изходните транзистори трябва да е в състояние да разсее цялата изходна мощност на усилвателя, ако трябва да се избегне вторичен пробив.

Съгласуване на импедансите. Едно от главните предимства на трансформаторната връзка е възможността да се осигури съгласуване на импедансите. Изходният импеданс на типичен усилвател с *RC*-връзка е от порядъка на няколкостотин (или хиляди) ома и се определя главно от съпротивлението на резистора в колектора на транзистора. В нискочестотните уредби, предназначени главно за възпроизвеждане на говор и музика, този голям изходен импеданс трябва да бъде съгласуван с импеданса на високоговорителя, който е 4, 8 или 16 ома. Грубото разсъгласуване води до загуба на мощност. При използуването на трансформатор първичната намотка може да бъде проектирана (или избрана) така, че да се съгласува по импеданс с изходния импеданс на транзисторното стъпало, а вторичната намотка — да се съгласува с импеданса на високоговорителя (или на друг товар).

Ниско захранващо напрежение. Друго важно предимство на трансформаторната връзка е ниският пад на напрежение върху намотката на трансформатора. Заради този малък пад е възможно усилвателите с трансформаторна връзка да работят с много по-ниско захранващо напрежение, отколкото тези с *RC*-връзка. Обикновено усилвателите с трансформаторна връзка могат да работят с *половината от захранващото напрежение*, необходимо за усилвател с *RC*-връзка и сравними параметри.

Типични приложения. Трансформаторите се използуват често в нискочестотните стъпала на транзисторните радиоприемници и портативните Hi-Fi системи. При тези приложения е необходимо малка мощност, така че трансформаторите могат да бъдат направени компактни и с малка маса. Схемите с трансформаторна връзка са особено подходящи при захранване с батерии,

защото при тях няма загуба при съгласуване на импедансите и е необходимо ниско захранващо напрежение. Трансформаторите се използуват също и в мощните Hi-Fi стереоуредби и в нискочестотните усилватели на телевизионните приемници, при които допълнителната маса не е от особено значение.

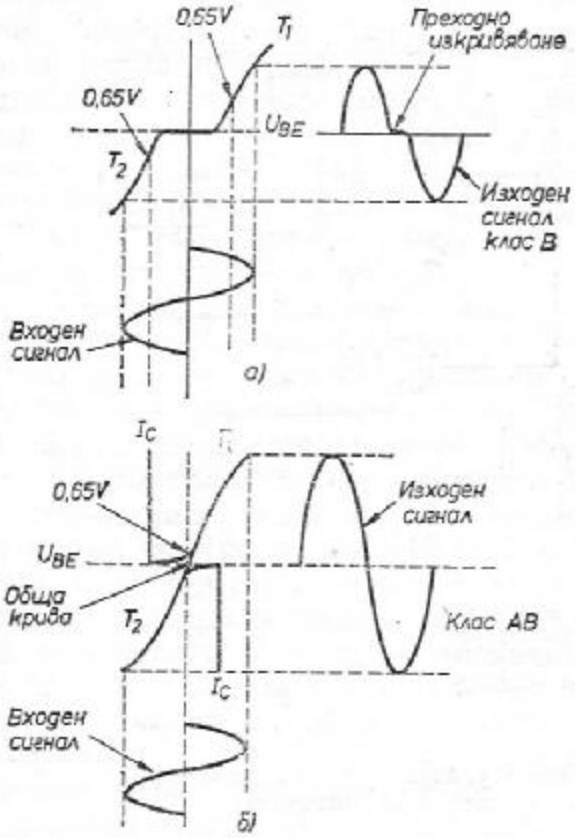


Фиг. 2-27. Нискочестотен усилвател с трансформаторна връзка. С разрешение на Моторола

Типична схема. На фиг. 2-27 е показана принципната схема на класически нискочестотен усилвател с трансформаторна връзка. Усилвателят съдържа входно или *драйверно стъпало*, работещо в режим клас А, и изходно противотактно стъпало, работещо в режим клас В. Входното стъпало осигурява усилване както по напрежение, така и по мощност и усилва входния сигнал до ниво, подходящо за възбуждане на изходното противотактно стъпало.

Според нуждите първото стъпало може да бъде с трансформаторна или *RC*-връзка на входа. Трансформаторната връзка се използува, когато при проектирането трябва да се реши проблемът за съгласуване на импедансите. Сигналът от източника може да се подаде направо на входа на първото стъпало или, ако е с много ниско ниво, на допълнителен предусилвател. Когато е необходимо, *за предусилвател* се използува усилвател на напрежение с голям коефициент на усилване (като описаните в другите раздели на тази глава).

Двутактното усилвателно стъпало може да работи в режим клас В. При този режим работната точка е избрана така, че в режим на покой транзисторите са запушени и се отпушват само при наличие на входен сигнал. Нискочестотните усилватели в клас В имат най-голям к. п. д., тъй като консумират най-малък ток (или никакъв ток при липса на сигнал). Работата в режим клас В обаче може да доведе до появата на преходни изкривявания на границата между двата полупериода на изходния сигнал.



Фиг. 2-28. Преходни изкривявания и елиминирането им чрез подаване на отпушващо предварително напрежение на прехода база—емитер

Преходни изкривявания. Влиянието на преходните изкривявания може да се види, като се сравнят формите на входния и изходния сигнал, показани на фиг. 2-28. В истинския режим на работа клас В транзисторът остава запушен при входни сигнали с много ниско ниво (тъй като транзисторите имат много малък коефициент на усилване по ток в точката на запушване) и се отпушва изведнъж при постъпване на достатъчно голям сигнал. Както се вижда от фиг. 2-28, през транзистора не протича ток, когато напрежението база—емитер U_{BE} е под около 0,65 V (за силициеви транзистори). По време на моментната пауза, когато единият транзистор спира да пропуска ток, а другият започва да пропуска, формата на изходния сигнал се изкривява.

Промяната на формата на изходния сигнал не е единственото вредно последствие от преходните изкривявания. Рязкото прекъсване на колекторния ток може да предизвика появата на отскоци на напрежението с размах, няколко пъти по-голям от стойността на захранващото напрежение. Това може да доведе до повреда на транзисторите.

Преходните изкривявания могат да се намалят до минимум, ако крайното стъпало работи в режим клас АВ (или между класове В и АВ). Това означава, че на транзисторите се подава постоянно напрежение база—емитер в права посока, достатъчно, за да протича слаб колекторен ток в работната точка при липса на входен сигнал. Малък колекторен ток протича и при ниски нива на входния сигнал и така не се получава рязка промяна в коефициента на усилване по ток. Това е показано на фиг. 2-28 *б*. Двата сумирани колекторни тока образуват *съставна крива*, която, общо взето, е линейна в точката, в която иначе се появяват преходните изкривявания. Така се получава изходен сигнал, който вярно възпроизвежда формата на входния, поне дотолкова, доколкото става дума за преходните изкривявания. Разбира се, усилвателят, работещ в режим клас АВ, има по-малък коефициент на полезно действие, тъй като консумира по-голям ток при липса на сигнал.

Някои конструктори използуват друг метод за намаляване на преходните изкривявания. Те включват последователно на колекторния или емитерния извод на крайните транзистори от двутактното стъпало диоди, тъй като напрежението трябва да достигне определена стойност (обикновено 0,65 V), преди да се отпуши един силициев диод. Така кривата на колекторния ток измеия плавно формата си при прехода от единия към другия полупериод на сигнала и преходните изкривявания са много по-малки.

2-8.1. Анализ на схемата

Съображенията при проектирането на усилватели с трансформаторна връзка донякъде се различават от тези при проектиране на усилвители с непосредствена или *RC*-връзка.

Коефициент на полезно действие и режим на работа на усилвателя. Коефициентът на полезно действие на усилвателя се определя от отношението на изходната към консумираната постояннотокова мощност. Това означава, че един усилвател с к. п. д. 70% ще има изходна мощност 7 W, ако консумираната мощност е 10 W. Под консумирана мощност се разбира произведението на захранващото напрежение на колектора на транзистора и общия колекторен ток.

Обикновено усилвателите, работещи в режим клас В, имат к. п. д. 70÷80%. Усилвателите, работещи в режим клас А, имат к. п. д. средно 35÷40%, а тези в клас АВ — 50÷60%.

Във всички случай, когато при проектирането се увеличава токът в работната точка, се намалява к. п. д. Това налага да се прави компромис при избора между висок к. п. д. и малки нелинейни изкривявания.

Коефициентът на полезно действие в даден клас на работа оказва влияние и върху изискванията към радиатора. Всяко увеличаване на колекторния ток изисква и повишаване на топлоотвеждащата способност на радиатора. Според едно общо правило *при режим на работа клас А е необходима два пъти по-добра топлоотвеждаща способност на радиатора, отколкото при работа в клас В при равни други условия.*

На практика двутактни усилватели се проектират за работа в чист режим клас В (в работната точка транзисторите са запушени или са близко до запушване) и се провежда експериментално изследване на нелинейните изкривявания. Ако се окаже, че те са големи, постоянното напрежение база—емитер в права посока се увеличава така, че в работната точка да протича някакъв малък ток. След това при същата опитна постановка отново се измерват нелинейните изкривявания. Този метод дава обикновено по-добри резултати, отколкото опитите да се проектира усилвател за даден режим на работа.

Изходна мощност. Действителната изходна мощност на един нискочестотен усилвател може да се определи, като се измери напрежението върху товара и след това се реши уравнението

$$\text{изходна мощност} = \frac{(\text{напрежението върху товара})^2}{\text{импеданс на товара}}.$$

Изходната мощност на усилвател с трансформаторна връзка зависи също от колекторния ток (създаден при наличие на входен сигнал) и от импеданса на първичната намотка на трансформатора. За двутактен усилвател формулата е

$$\text{изходна мощност} = \frac{\text{кол. ток}^2 \times \text{импеданс на първ. намотка}}{8}.$$

При еднотактен усилвател съотношението е

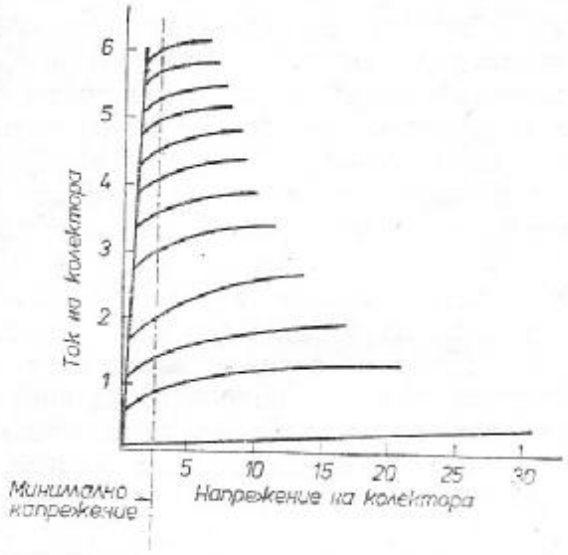
$$\text{изходна мощност} = \frac{\text{кол. ток}^2 \times \text{импеданс на първ. намотка}}{2}.$$

Тези изрази представляват основа за проектирането на усилватели с трансформаторна връзка.

Избор на трансформаторите. В справочниците за нискочестотните трансформатори обикновено се посочват следните параметри: импеданс на първичната намотка, импеданс на вторичната намотка и изходна мощност. На практика не винаги е възможно да се намери готов трансформатор с необходимата изходна мощност и съотношение между импедансите на първичната и вторична намотка. Повечето фирми-производители могат да произведат по поръчка трансформатор с точно зададено преводно отношение. Това обаче обикновено не е изгодно и се прави само за специални нужди. Вместо това трансформаторите трябва да

се избират *по точната стойност на импеданса на вторичната намотка* и по най-близката стойност на импеданса на първичната намотка при дадена номинална мощност.

При избора на трансформаторите, показани на фиг. 2-27, могат да се използуват дадените по-долу правила:



Фиг. 2-29. Определяне на минималното напрежение по изходните характеристики на мощния транзистор

Двутактен изходен трансформатор $Тр_3$. Номиналната мощност на трансформатора $Тр_3$ трябва да бъде 1,1 пъти по-голяма от желаната изходна мощност. Импедансът на вторичната намотка трябва да съвпада с този на товара (високоговорител или друг вид), с който усилвателят трябва да работи. Импедансът на първичната намотка трябва да се определя в зависимост от максималния колекторен ток, който протича през първичната намотка, и от пълния размах на напрежение на колектора. Съотношението е следното:

$$\text{импеданс на първичната намотка} = \frac{4\ (\text{захранващото напрежение} - \text{минималното напрежение})}{\text{максималния колекторен ток}}.$$

Минималното напрежение може да се определи от изходните характеристики на транзисторите. Както е показано на фиг. 2-29, точката на минималното напрежение трябва да бъде избрана така, че да е непосредствено отдясно на кривата част на характеристиките (там, където кривите започват да се изправят). Ако не разполагате с характеристики на транзисторите, за минимално напрежение може да приемете 2 V. За повечето мощни транзистори тази стойност е задоволителна.

Максималният колекторен ток може да се определи при известен пълен размах на колекторното напрежение и желаната изходна мощност:

$$\text{максимален ток} = \frac{2{,}1 \times \text{изходната мощност}}{(\text{захранващото напрежение} - \text{минималното напрежение})}$$

Двутактен входен трансформатор $Тр_2$. Трябва да се отбележи, че $Тр_2$ е входен трансформатор за двутактното изходно стъпало и изходен за еднотактното драйверно стъпало. Затова импедансът на вторичната намотка трябва да се подбере така, че да се съгласува с входния импеданс на двутактното стъпало за променлив ток, докато първичната намотка на $Тр_2$ трябва да се съгласува с изходния импеданс на драйверното стъпало.

Номиналната мощност на $Тр_2$ трябва да бъде равна на входната мощност на драйверното стъпало (която обикновено е три пъти по-голяма от входната мощност на двутактното стъпало).

Общият импеданс на вторичната намотка на $Тр_2$ трябва да бъде четири пъти по-голям от импеданса за променлив ток на $Т_2$ и $Т_3$. Този входен импеданс се намира, като се раздели напрежението на сигнала на тока на сигнала.

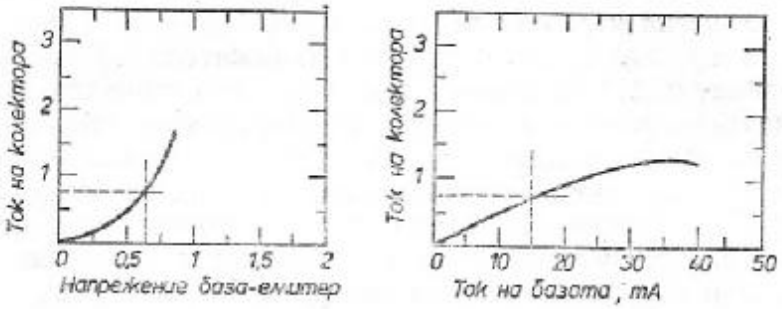
Напрежението и токът на сигнала зависят от желаната големина на колекторния ток при наличието на сигнал. От друга страна, колекторният ток зависи от желаната изходна мощност (на $Т_2$ и $Т_3$) и от импеданса на първичната намотка на $Тр_3$ (общия импеданс на първичната намотка). Съотношението е

$$\text{колекторен ток при наличие на сигнал} = \sqrt{\frac{8 \times \text{изходната мощност}}{\text{общ импеданс на първичната намотка}}}\ .$$

След като се определи необходимият колекторен ток при наличие на сигнал, входните напрежение и ток на сигнала на $Т_2$ и $Т_3$ могат да се намерят *от предавателните характеристики.* Както беше казано в глава 1, предавателните характеристики обикновено са дадени в справочниците за мощни транзистори. Една типична форма на предавателните характеристики на мощен транзистор е показана на фиг. 2-30. Предавателната характеристика показва какво напрежение база—емитер (или напрежение на сигнала) и ток на базата (или ток на сигнала) са нужни, за да протече даден колекторен ток. При установяването на напрежението на сигнала трябва обаче да се отчете влиянието на още един фактор. Напреженията база—емитер, показани на фиг. 2-30, могат да се приемат за напрежение на сигнала само когато емитерите на $Т_2$ и $Т_3$ са свързани направо към земя. Ако се използуват резистори (R_5 и R_6) за стабилизация на режима чрез обратна връзка, падът на напрежение върху резистора в емитера на транзистора трябва да се добави към напрежението база—емитер, за да се получи истинското напрежение на сигнала.

Стойностите на съпротивлението на R_5 и R_6 се подбират така, че върху тях да се получи пад на напрежение, приблизително равен на напрежението база—емитер, когато през резисторите

протича токът, дължащ се на входния сигнал. Тъй като напрежението база — емитер за мощните силициеви транзистори обикновено е по-малко от 1 V, стойностите на R_5 и R_6 трябва произволно да се изберат така, че върху резисторите да се получи



Фиг. 2-30. Предавателни характеристики на мощен транзистор

пад на напрежение между 0,5 V и 1 V при нормален колекторен ток при наличие на сигнал.

Импедансът на първичната намотка на Tp_2 трябва да се съгласува с изходния импеданс на T_1. Съотношението е

$$\text{импеданс на първичната намотка} = \frac{\text{захранващо напрежение} - \text{минимално напрежение}}{\text{ток на колектора в работната точка}}.$$

На практика обаче обикновено е по-лесно да се избере готов трансформатор с подходящи импеданс на вторичната намотка и номинална мощност и след това да се подбере изходният импеданс на T_1 така, че да се съгласува с импеданса на първичната намотка на трансформатора. Имайте пред вид, че големият импеданс на първичната намотка налага използуването на по-високо захранващо напрежение, и обратно. От друга страна, ниското захранващо напрежение води до протичане на по-голям колекторен ток при желание да се осигури същата мощност. Затова може да се наложи да се прави компромисен избор между захранващото напрежение, наличните импеданси на първичната намотка (за предлаганите готови трансформатори) и тока на колектора при наличие на сигнал.

След като бъде определен импедансът на първичната намотка на Tp_2, може да се присметне колекторният ток на Tp_1 при наличие на сигнал. Съотношението е следното:

$$\text{ток на колектора} = \frac{2\times \text{изходната мощност}}{\text{импеданс на първичната намотка}}.$$

Изходната мощност на T_1 трябва да бъде равна на необхо-

димата входна мощност на T_2 и T_3. Тази мощност се определя по формулата

входна мощност = напрежение на сигнала × ток на сигнала.

Входен трансформатор Tp_1. Както е показано на фиг. 2-27, такъв трансформатор може да се избегне, ако се използува RC-верига, свързана към базата на T_1. Обикновено трансформаторна връзка се използува, ако е особено наложително да се съгласува изходният импеданс на източника на сигнал с входния импеданс на усилвателя. Когато се използува трансформатор, импедансът на първичната му намотка трябва да бъде равен на изходния импеданс на източника на сигнал. Импедансът на вторичната намотка на Tp_1 трябва да се съгласува с входния импеданс на транзистора при наличие на сигнал. Входният импеданс на транзистора при наличие на сигнал се пресмята по формулата

$$\text{входен импеданс за сигнала} = \frac{\text{напрежение на сигнала}}{\text{ток на сигнала}}.$$

Стойностите на входните напрежение и ток на сигнала зависят от желаната стойност на колекторния ток при наличие на сигнал на входа на T_1. Тази стойност на колекторния ток се определя предварително при изчисляването на импеданса на вторичната намотка на Tp_2. След като е известен необходимият колекторен ток на T_1, трябва да се определят напрежението и токът на сигнала на входа на усилвателя, като се използуват предавателните характеристики на транзистора. Ако за осигуряване на температурна стабилизация е използуван резистор R_3 в емитера на транзистора, падът на напрежение върху транзистора трябва да се прибави към напрежението база—емитер, за да се намери действителното напрежение на сигнала. Стойността на R_3 се избира така, че разисторът да осигури пад на напрежение между 0,5 и 1 V при нормален ток на колектора при наличие на сигнал (както беше обяснено за резисторите в емитерите на изходните транзистори).

Ако не разполагате с предавателните характеристики на T_1 (както понякога се случва за маломощните транзистори), все пак е възможно да се намерят приблизителните стойности на напрежението и тока на сигнала, необходими за осигуряването на желаната изходна мощност. Приблизителната стойност на напрежението на сигнала може да се получи, като се приеме, че напрежението база—емитер е 0,5 V. Това напрежение трябва да се прибави към някакъв пад на напрежение върху резистора в емитера на транзистора. Този пад на напрежение се избира произволно между 0,5 и 1 V. Токът на сигнала може да се определи чрез разделяне на желания колекторен ток при наличие на сигнал на бетата на T_1. Разбира се, тъй като бетата на транзистора не е постоянна, по този начин входният ток може да бъде определен само приблизително.

Захранващо напрежение. Захранващото напрежение на T_1 трябва да бъде приблизително два пъти по-високо от това на T_2 и T_3. Но тъй като и трите транзистора ще се захранват от един и същ източник, напрежението му трябва да се избере така, че да е подходящо за T_1. Препоръчва се захранващото напрежение да се избира по следния начин:

от 3 до 9 V — за изходни мощности до 2 W;
от 6 до 15 V — за изходни мощности до 20 W;
от 15 до 50 V — за изходни мощности до 50 W.

Тези правила се прилагат за захранващото напрежение на T_1. Захранващото напрежение на T_2 и T_3 трябва да бъде примерно два пъти по-ниско. Например, ако T_1 трябва да дава мощност 20 W (самостоятелно), необходимото захранващо напрежение ще бъде между 6 и 15 V. Ако същата мощност трябва да дадат T_2 и T_3, захранващото им напрежение ще трябва да бъде между 3 и 7,5 V.

Във всички усилвателни схеми по-високото захранващо напрежение позволява да се използуват по-слаби токове (и обратно) при условие, че всички останали показатели са еднакви.

Избор на транзистори. При избора на транзистори трябва да се вземат пред вид както честотните ограничения, така и разсейваната мощност. Във всяка нискочестотна схема транзисторите трябва да имат $f_{\alpha e}$ (глава 1), по-висока от 20 kHz и за предпочитане — по висока от 100 kHz. Допустимата разсейвана мощност за T_1 трябва да бъде поне 3 пъти по-голяма от предвидената при проектирането изходна мощност. Допустимата разсейвана мощност за T_2 и T_3 трябва да бъде от 1,3 до 1,5 пъти по-голяма от изходната мощност на усилвателя (подадена към Tp_3). Ако която и да е от разсейваните мощности надвиши 1 W, ще трябва да се използуват топлоотвеждащи радиатори. Топлоотвеждащата способност на радиаторите би трябвало да се определи по начина, даден в глава 1.

Съпротивления на резисторите във веригата за преднапрежение. Резисторите R_1, R_2 и R_4 трябва да намалят захранващото напрежение до ниво, подходящо за базите на транзисторите. Падът на напрежение върху R_4 трябва (теоретически) да осигури постоянно напрежение за запушване на T_2 и T_3. Това значи, че при липса на входен сигнал не бива да протича базов ток. На практика това не е така, защото пълната липса на базов ток ще доведе до липсата на пад на напрежение върху R_1. Освен това използуването на такова преднапрежение положително ще предизвика появата на преходни изкривявания. Като начало за определяне на постоянните напрежения на T_2 и T_3 се приема, че във всеки от транзисторите протича слаб остатъчен базов ток. Неговата стойност се приема за равна (произволно) на $^1/_{10}$ от нормалния ток на сигнала (изчислен предварително). Двата остатъчни тока на T_2 и T_3 протичат в една и съща посока през R_4. Съпротивлението на R_4 се пресмята по формулата

$$\text{съпротивление } (R_4) = \frac{\text{захранващо напрежение}}{2 \times \text{остатъчния ток}}.$$

Ако се използува трансформаторът Tp_1, резисторът R_2 не е нужен. При това условие падът на напрежение върху R_1 трябва да осигури постоянното напрежение на T_1 за работната точка. Базовият ток на T_1 протича през R_1 и създава пад на напрежение. Базовият ток, използуван при изчисляване на входния импеданс на T_1, може да се използува и за определянето на съпротивлението на R_1. Формулата е

$$\text{съпротивление } (R_1) = \frac{\text{захранващо напрежение}}{\text{базов ток}}.$$

Ако не се използува трансформаторът Tp_1, добавя се резисторът R_2. Съпротивлението на R_2 определя приблизителната стойност на входния импеданс на усилвателя и трябва да се избере с оглед на този факт. Обикновено за какъвто и да е нискочестотен усилвател съпротивлението на R_2 би трябвало да бъде по-голямо от 500 и по-малко от 20 000 Ω. Когато се използува R_2, разликата в напрежението на базата и „земя“ ще предизвика протичането на някакъв ток през R_2. При пресмятане на съпротивлението на R_1 този ток трябва да се прибави към тока на базата на транзистора.

Прехвърлящ кондензатор. Когато се използува трансформаторът Tp_1, не се поставя кондензаторът C_1. Когато се използува прехвърлящ кондензатор, той образува заедно с R_2 високопропускащ филтър, като създава известно затихване на сигнала в нискочестотния край на звуковия обхват. Като се приеме, че затихването на долната гранична честота е 1 dB, капацитетът на C_1 може да се пресметне по формулата

$$\text{капацитет} = \frac{1}{3{,}2 f R},$$

където капацитетът е във фаради, f е долната гранична честота в херци и R е съпротивлението на R_2 в омове.

2-8.2. Пример за проектиране

Нека предположим, че схемата, показана на фиг. 2-27, трябва да се използува като нискочестотен усилвател. Желаната изходна мощност е 10 W при товар 8 Ω. Източникът на сигнал има импеданс 500 Ω и изходен сигнал 1 V. Усилвателят трябва да има трансформаторна връзка на входа и на изхода. Честотните ограничения, наложени от трансформаторната връзка, могат да бъдат пренебрегнати. Преходните изкривявания обаче трябва да бъдат намалени (или ликвидирани, ако е възможно). Максималното налично захранващо напрежение е 13,5 V.

Усилване по мощност и напрежение. Изходният сигнал, необходим за получаването на изходна мощност 10 W върху товар 8 Ω, е приблизително 9 V ($E=\sqrt{PR}$). Тъй като входният сигнал е с размах 1 V, необходимият коефициент на усилване по напрежение е само 9. Входната мощност обаче е приблизително 2 mW, ако се приеме входен импеданс 500 Ω и размах на входния сигнал 1 V ($P=E^2:R$). Затова коефициентът на усилване по мощност трябва да бъде 5000 (10 W : 2 mW). Следователно както T_1, работещ в режим клас А, така и T_2 и T_3, работещи в режим клас В, трябва да се поставят в схема на усилвател на мощност.

Трансформатор Tp_3. Номиналната мощност на трансформатора Tp_3 трябва да бъде най-малко 10 W. Импедансът на вторичната намотка на Tp_3 трябва да бъде 8 Ω, за да се съгласува с импеданса на товара (8 Ω). Импедансът на първичната намотка на Tp_3 се избира компромисно в зависимост от изходната мощност, захранващото напрежение и колекторните токове на T_2 и T_3. Изходната мощност от 10 W е зададена. Зададено е и наличното захранващо напрежение от 13,5 V.

Първо трябва да се намери минималното напрежение на колекторите на T_2 и T_3. Ако разполагате с характеристиките като показаните на фиг. 2-21, изберете произволно минималното колекторно напрежение непосредствено отдясно на закривената част на характеристиките. Ако не разполагате с тези характеристики, използувайте, както и в този пример, произволната стойност 2 V.

Необходимият максимален ток ще бъде $(2{,}1\times10):(13{,}5—2)$ или приблизително 1,83 А. При известен максимален ток може да се определи минималната стойност на импеданса на първичната намотка на трансформатора:

$$\text{импеданс на първичната намотка} = \frac{4\times(13{,}5—2)}{1{,}83} \text{ или проблизително 25 Ω.}$$

Сега нека предположим, че съществува готов трансформатор с подходящи размери и маса с номинална мощност 10 W и импеданс на вторичната намотка 8 Ω, но импедансът на първичната му намотка е 100 Ω. При тази стойност на импеданса на първичната намотка при наличие на сигнал ще протече колекторен ток, по-малък от максималния. При импеданс на първичната намотка 100 Ω колекторният ток, необходим за получаване на изходна мощност 10 W, ще бъде $\sqrt{(8\times10):100}$, или 0,9А.

Трансформатор Tp_2. Общият импеданс на вторичната намотка на Tp_2 трябва да бъде 4 пъти по-голям от входния импеданс на T_2 и T_3 за сигнала. Входният импеданс на T_2 и T_3 се получава, като напрежението на сигнала се раздели на тока на сигнала.

Напрежението и токът на сигнала зависят от тока на колектора при наличие на входен сигнал. Ако за стойността на необходимия колекторен ток на T_2 и T_3 се използува получената по-горе

0,9A, напрежението и токът на сигнала могат да се определят по предавателните характеристики. Нека предположим, че предавателните характеристики са подобни на тези, показани на фиг. 2-30. По тях може да се отчете, че за осигуряването на колекторен ток 0,9 А е необходим ток на базата 15 mA и напрежение база-емитер 0,6 V.

След това трябва да се изберат *резисторите на обратната връзка* R_5 и R_6, и то така, че да осигурят пад на напрежение 0,9 V при ток на колектора 0,9 А. Те трябва да имат съпротивление по 1 Ω и мощност 1 W.

Падът на напрежение от 0,9 V върху R_5 и R_6 трябва да се сумира с напрежението база—емитер (0,6 V), за да се получи напрежението на сигнала (1,5 V). При напрежение на сигнала 1,5 V и 15 m А ток на базата на транзистора (ток на сигнала) входната мощност на T_2 и T_3 е 1,5 V×15 mA=22,5 mW.

Като се използуват същите стойности за напрежението и тока, може да се изчисли и входният импеданс на T_2 и T_3 при наличието на сигнал: 1,5 V:0,015 А=100 Ω. Оттук *общият импеданс на вторичната намотка* на Tp_2 трябва да бъде 4×100 или 400 Ω.

Нека да предположим, че разполагате с готов драйверен трансформатор с импеданс на вторичната намотка 400 Ω и извод в средата на намотката с номинална мощност, по-голяма от 22,5 mW, и с импеданс на първичната намотка 40 Ω. Когато тези данни за Tp_2 са вече известни, може да се премине към изчисляването на изходната мощност и тока на колектора на T_1.

Транзистор T_1. Токът на колектора на T_1 се определя в зависимост от необходимата изходна мощност (която е равна на входната мощност за T_2 и T_3 или на 22,5 mW) и от импеданса на първичната намотка на Tp_2. Съотношението е

$$\text{ток на колектора} = \frac{2\times \text{изходната мощност}}{\text{импеданс на първ. намотка}} = \frac{2\times 22{,}5\ \text{mW}}{40} = 1{,}1\ \text{mA}.$$

Входен трансформатор Tp_1. Импедансът на първичната намотка на Tp_1 трябва да бъде равен на този на източника на сигнал (500 Ω, както е зададен в началото). Вторичната намотка на Tp_1 трябва да има импеданс, равен на входния импеданс на T_1 при наличие на сигнал. Входният импеданс на транзистора се изчислява, като се раздели напрежението на сигнала с тока на сигнала.

Напрежението и токът на сигнала на базата на транзистора зависят от необходимия ток на колектора на транзистора. Като се използува стойността 1,1 mA за необходимия ток на колектора, напрежението и токът на сигнала на базата на транзистора могат да се определят по предавателните характеристики. Ако се използува резистор R_3 за стабилизиране на режима, падът на напрежение върху R_3 трябва да се прибави към напрежението база — емитер на T_1, за да се получи напрежението на сигнала. Нека предположим, че R_3 е избран така, че да осигури пад на напрежение

0,5 V (средно) при ток на колектора 1,1 mA. Съпротивлението му трябва да бъде 0,5 V : 1,1 mA или 454 Ω. Най-близката стандартна стойност е 470 Ω.

Да предположим, че не разполагате с предавателните характеристики за T_1, но е известна бетата на транзистора — 10. Нека приемем, че напрежението база—емитер на T_1 е 0,5 V. Това напрежение трябва да се прибави към пада на напрежение върху R_3 (0,5 V), за да се получи напрежението на сигнала на базата на транзистора (1 V). Токът на входния сигнал се намира, като се раздели колекторният ток на бетата на транзистора: 1,1 mA : 10 = = 0,11 mA.

При напрежение на сигнала 1 V и входен ток 0,11 mA входният импеданс на T_1 е 1 V : 0,00011 A или 9090 Ω. Импедансът на вторична намотка на T_1 трябва да се избере според тази стойност (закръглена на 9000 Ω).

Транзистори T_1, T_2 и T_3. И трите транзистора трябва да имат f_{ae}, по-висока от 20 kHz. Ако f_{ae} не е посочена в справочника, нейната стойност може да се пресметне, както е обяснено в раздел 1-3. Обикновено f_{ae} (или f_{ab} или някакъв подобен параметър) се среща във всички справочници. В каталозите обаче единственият параметър, който (обикновено) може да се намери, е f_T. Тъй като на практика избирането на транзисторите става по-често по каталози, необходимо е да се определи по прост начин f_{ae} при известни h_{fe} и f_T. Тъй като $f_T = f_{ae} \times h_{feo}$, то $f_{ae} = f_T : h_{feo}$. Просто приемете, че $h_{feo} = h_{fe}$, и разделете f_T на h_{fe}, за да получите f_{ae}. С възможни изключения за някои много мощни транзистори практически всички съвременни транзистори имат f_{ae}, по-висока от 20 kHz.

Допустимата разсейвана мощност на T_1 трябва да бъде три пъти по-голяма от необходимата изходна мощност на първото стъпало или $3 \times 22{,}5$ mW = 67,5 mW. Допустимата разсейвана мощност за T_2 и T_3 трябва да бъде от 1,3 до 1,5 пъти по-голяма от зададената изходна мощност на усилвателя или $1{,}3 \times 10$ W = 13 W; $1{,}5 \times 10$ W = 15 W. Допустимата разсейвана мощност на транзисторите често се задава в каталозите като P_T или обща мощност.

Транзисторът T_1 може да работи без радиатор. Транзисторите T_2 и T_3 трябва да бъдат монтирани на радиатори. Топлинното съпротивление на радиатора (в °C/W) може да се пресметне, както е обяснено в раздел 1-4.

В някои каталози за мощни нискочестотни транзистори се срещат две стойности за P_T. Едната стойност обикновено е допустимата разсейвана мощност при температура на околната среда 25° C, а втората—при някаква температура на корпуса на транзистора (обикновено 100°C). При по-малката разсейвана мощност (тази за 25° C) транзисторът може да работи без радиатор. Разсейваната мощност, зададена за определена температура на корпуса, може да се постигне само с използуване на радиатор. На-

пример да приемем, че за един транзистор е посочена разсейвана мощност P_T от 15 W при температура на корпуса 100° C, а температурата на околната среда е 25° C. Топлинното съпротивление на радиатора трябва да бъде: 100°C—25° C=75° C; 75° C : 15 W = =5° C/W, т. е. радиатор с топлинно съпротивление 5° C/W ще позволи на транзистора да разсее цялата мощност от 15 W, като температурата на корпуса на транзистора ще бъде 100° C или по-ниска.

Съпротивление на резисторите във веригата за предварително напрежение. Резисторите R_1 и R_4 трябва да намалят захранващото напрежение до ниво, подходящо за базите на транзисторите. Както беше обяснено, резисторът R_2 не е необходим, ако се използува трансформаторът Tp_1. Падът на напреженията върху R_1 и R_4 зависи от съпротивлението на резисторите и от токовете на базите на транзисторите.

Теоретически базовите токове на T_2 и T_3 протичат само при наличието на входен сигнал. Както беше обяснено, това не е целесъобразно и положително ще доведе до появата на преходни изкривявания. За да се намалят възможните преходни изкривявания, съпротивлението на R_4 трябва да се избере в зависимост от остатъчните токове, протичащи при липса на входен сигнал. Остатъчният ток се избира произволно равен на $^1/_{10}$ от нормалния ток на базата или 0,1×15 mA=1,5 mA. През R_4 протичат остатъчните токове на T_2 и T_3, затова неговото съпротивление трябва да бъде равно на захранващото напрежение, разделено на удвоения остатъчен ток, или 13,5 V : 2×1,5 mA = 4500 Ω.

Съпротивлението на R_1 трябва да се подбере така, че входният сигнал да не пренасища T_1. Като се използуват стойностите, определени досега, може да се приеме, че напрежението на базата на T_1 е 1 V (0,5 V пад на напрежение върху R_3 и 0,5 V напрежение база—емитер). Това напрежение може да се окаже твърде високо за работна точка при липса на входен сигнал и трябва да бъде намалено чрез R_1. Като първа опитна стойност на съпротивлението на R_1 приемете получената при разделянето на захранващото напрежение на тока на базата: 13,5 V : 0,11 mA = 122 727 Ω. Най-близката стандартна стойност е 120 kΩ. Ако напрежението на базата спадне дотолкова, че усилвателят започне да се превъзбужда от отрицателните полупериоди на входния сигнал, намалете съпротивлението на R_1. Като втора опитна стойност използувайте получената по следния начин: от захранващото напрежение най-напред извадете желаното напрежение на базата на T_1(1 V), след това разделете остатъка на тока на базата на транзистора или: 13,5 — 1 = 12,5 V; 12,5 V : 0,11 mA = 113 637 Ω. Най-близката стандартна стойност е 110 kΩ.

2.9- РЕГУЛАТОРИ В НИСКОЧЕСТОТНИТЕ УСИЛВАТЕЛИ

Най-често срещаните регулатори в нискочестотните схеми, използувани при апаратура за възпроизвеждане на музика или говор (Hi-Fi, стерео, озвучителни уредби и пр.), са *регулаторът на силата на звука, тонкоректорът за високи честоти* и *тонкоректорът за ниски честоти*. Другият най-често срещан регулатор е този *на усилването*. Той се среща в операционните усилватели, усилватели за сервоуправление и пр. Регулаторите на силата на звука и на усилването често се бъркат, защото и двата оказват влияние върху изходния сигнал на усилвателната схема. Истинският регулатор на усилването изменя *коефициента на усилване* на едно стъпало, като по този начин регулира общия коефициент на усилване на целия усилвател. Регулаторът на силата на звука изменя *нивото на сигнала*, който преминава през усилвателя, без да влияе върху коефициента на усилване на някое или на всичките стъпала. Регулаторът на усилването обикновено е включен като елемент от схемата на дадено стъпало, докато регулаторът на силата на звука обикновено се включва между стъпалата или на входа на първото стъпало.

2-9.1. Анализ на веригата на регулатора на силата на звука

Както е показано на фиг. 2-31, основният елемент в схемата за регулиране силата на звука е един потенциометър, свързан като делител на напрежение. Изходното напрежение (или нивото на изходния сигнал) зависи от положението на плъзгача на потенциометъра.

Ако нискочестотната схема се използува за усилване на говор или музика, потенциометърът трябва да бъде *логаритмичен*, т. е. изходното напрежение да не се изменя линейно в целия обхват на настройка. (Съпротивлението на резистивния слой не се изменя линейно при движението на плъзгача.) Така се получава нелинейна зависимост на изходното напрежение от положението на плъзгача и се компенсира нелинейната зависимост, която съществува между възприеманата от човешкото ухо сила на звука и действителната сила на звука при различните честоти. (Човешкото ухо възприема по-трудно тихи звуци с ниска честота и при ниско ниво на сигнала реагира главно на високочестотните компоненти.) Обикновено логаритмичните потенциометри, използувани в транзисторни усилватели, са от типа, при който най-големи промени в съпротивлението между плъзгача и единия от крайните изводи се получават при малък ъгъл на завъртане на оста на плъзгача.

Ако нискочестотният усилвател няма да се използува за възпроизвеждане на музика и говор, регулаторът на силата на звука

може да бъде от линеен тип (освен ако няма никакви други специални изисквания към схемата). При такъв регулатор действителното изходно напрежение или сигнал са право пропорционални на ъгъла на завъртане на оста на плъзгача.



Фиг. 2-31. Регулиране силата на звука

Независимо от това, какъв тип потенциометър ще се използува като регулатор на силата на звука, той трябва да бъде изолиран постояннотоково от останалите елементи на схемата. Ако регулаторът на силата на звука е включен като елемент от схемата на стъпалото (например като резистор в емитера или колектора на транзистора), всяка промяна на положението на плъзгача ще доведе до изменение на импеденси, усилване или преднапрежение. Най-простият начин за постояннотоково разделяне на регулатора на силата на звука от останалите елементи на схемата е използуването на разделителни кондензатори, както е показано на фиг. 2-31. Тези кондензатори обаче създават проблеми при предаването на сигнал с много ниска честота. Както беше обяснено за прехвърлящите кондензатори, C_1 (от фиг. 2-31) заедно с потенциометъра R_1 образува един високопропускащ филтър. Разделителният кондензатор C_2 образува друг високопропускащ филтър заедно с входния импеданс на следващото стъпало. Ако се приеме затихване на сигнала с 1 dB при долната гранична честота, капацитетът на C_1 може да се определи по формулата

$$\text{капацитет} = \frac{1}{3{,}2fR},$$

където капацитетът е във фаради, долната гранична честота е в херци и R е съпротивлението на потенциометъра в омове.

Регулаторът на силата на звука трябва да се постави в усилвателя там, където нивото на сигнала е ниско. Най-често той се поставя преди входното стъпало или между първото и второто стъпало на усилвателя.

Когато регулаторът на силата на звука се постави на входа на усилвателя, неговото съпротивление определя (приблизително) входния импеданс на първото стъпало. Продават се потенциометри, предназначени за регулатори на силата на звука, които имат

съпротивления със стандартни за резисторите стойности. Трябва да изберете потенциометър със съпротивление (стандартна стойност), най-близко до желания входен импеданс на усилвателя.

Когато регулаторът на силата на звука се постави между стъпалата на усилвателя, стойността на съпротивлението му трябва да се избере така, че да се съгласува с изходния импеданс на предходното стъпало. Използувайте най-близката стандартна стойност. Така затихването на сигнала ще бъде най-малко.

За регулатора на силата на звука, свързан, както е показано на фиг. 2-31, е необходим много малък ток. Затова необходимата мощност (във ватове) на потенциометъра е доста ниска. Обикновено 1 или 2 W са повече от достатъчни за всеки регулатор на силата на звука, използуван в транзисторните нискочестотни усилвателни схеми. Това позволява да се използуват въглеродослойни безиндукционни потенциометри. Не използувайте жични потенциометри в нито една нискочестотна усилвателна схема. Индуктивността, присъща на жичните потенциометри, може да влоши честотната характеристика на усилвателя.

2-9.2. Пример за проектиране на регулатор на силата на звука

Да предположим, че регулатор на силата на звука като показания на фиг. 2-31 трябва да се използува между две стъпала с RC-връзка. Стойността на C_2 е определена предварително, защото кондензаторът е елемент от съществуващата схема на второто стъпало. Трябва да се определят стойностите на R_1 и C_1. Резисторът в колектора на предходното стъпало има съпротивление 2200 Ω. Захранващото напрежение на предходното стъпало е 10 V. Желаната долна гранична честота е 150 Hz. Усилвателят ще се използува за възпроизвеждане на музика и говор.

Съпротивление на потенциометъра. Резисторът в колектора на предходното стъпало има съпротивление 2200 Ω. Следователно може да се приеме, че приблизително това е и стойността на изходния импеданс на предходното стъпало. Най-близката стандартна стойност на съпротивление на потенциометър е 2500 Ω. Трябва да се използува логаритмичен потенциометър, тъй като усилвателят ще възпроизвежда музика и говор. Какъвто и да е въглеродослоен логаритмичен потенциометър със съпротивление 2500 Ω, номинална мощност 1 W трябва да удовлетвори всички поставени към схемата изисквания.

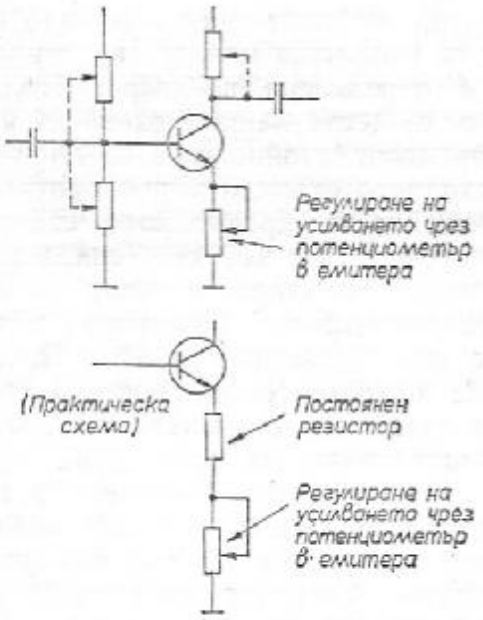
Стойност на капацитета. При долна гранична честота 150 Hz кондензаторът трябва да има капацитет $1:(3{,}2\times150\times\times2500)=0{,}83$ μF, за да се гарантира затихване на сигнала с тази честота с не повече от 1 dB. Всяка стандартна стойност над 0,83 μF (например 1 μF) ще бъде подходяща. Работното напрежение на C_1 трябва да бъде 1,5 пъти по-високо от напреженията, използувани в схемата (захранващото напрежение), или $10\times1{,}5=15$ V.

2-9.3. Регулиране силата на звука, използуващи атенюатори и затихвателни звена

В някои схеми силата на звука се регулира чрез различни атенюатори и затихвателни звена (такива като T, L, O и H — затихвателни звена). Те са направени от няколко взаимно свързани резистори, всички свързани механично към обща управляваща ос. Такива атенюатори и затихвателни звена се продават готови и тук не са дадени подробни сведения за тяхното проектиране. По-подробна информация за атенюатори и затихвателни звена може да намерите в книгата на автора „Наръчник с номограми, графики и таблици, използувани в електрониката" („Handbook of Electronic Charts, Graphs and Tables", Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs, N. J. 1970).

2-9.4. Анализ на веригата на регулатор на усилването

Както е показано на фиг. 2-32, типичният регулатор на усилването представлява променлив резистор или потенциометър, който е включен вместо един от резисторите в усилвателната схема. Всеки от трите резистора (в базата, емитера или колектора на транзистора) може да бъде използуван за регулиране на усилването, тъй като коефициентът на усилване на стъпалото зависи от стойността на всеки от тези резистори (при условие, че всички останали фактори остават неизменни). Най-логично е обаче регулирането на усилването да се извършва чрез резистора в емитера на транзистора. Ако колекторният резистор е променлив, изходният импеданс на стъпалото ще се изменя при настройка на коефициента на усилване. Променливият резистор, включен в базата на транзистора, ще създаде променлив входен импеданс. Променливият резистор в емитера на транзистора ще окаже най-малко влияние както на изходния така и на входния импеданс на стъпалото, но влияе пряко върху коефициентите на усилване по ток и напрежение.



Фиг. 2-32. Регулиране коефициента на усилване

Ако всички останали фактори останат непроменени, намаляването на съпротивлението на резистора в емитера на транзистора води до увеличаване на коефициентите на усилване по ток и по напрежение. Увеличаването на съпротивлението в емитера на транзистора води до намаляване на коефициента на усилване на стъпалото.

Стойността на съпротивлението на регулатора на усилването, включен в емитера на транзистора, трябва да се избира по същите съображения, по които се избира съпротивлението на емитерния резистор (раздел 2-1), но съпротивлението на последния трябва да бъде примерно в средата на обхвата на регулиране. Например, ако нормално се използува постоянен резистор със съпротивление 500 Ω, включен в емитера (или ако 500 Ω е изчислената стойност за подходящ коефициент на усилване на стъпалото, стабилност на постояннотоковия режим и пр.), то крайната стойност на съпротивлението на променливия резистор (потенциометъра), включен като регулатор на усилването, трябва да бъде 1000 Ω.

В практическите схеми обикновено се препоръчва потенциометърът в емитера на транзистора да се свърже последователно на един постоянен резистор. Ако регулаторът на усилването се постави на минималната стойност на съпротивление — 0Ω — все пак в схемата ще остане някакво съпротивление в емитера на транзистора, което да служи за стабилизация на коефициента на усилване на стъпалото и за предотвратяване на неконтролируемото влияние на температурата. По правило съпротивлението на последователно свързания постоянен резистор не трябва да бъде по-малко от $^1/_{20}$ част от съпротивлението на резистора в колектора на транзистора, това ще осигури максимална стойност на коефициента на усилване на стъпалото, равна на 20.

Ако регулаторът на усилването трябва да осигури намаляване на коефициента на усилване по напрежение от някаква номинална стойност до единица, максималната стойност на съпротивлението на потенциометъра трябва да бъде равна на тази на колекторния резистор.

Ако е желателно да се получи намаляване на коефициента на усилване по ток до единица, максималната стойност на съпротивлението на потенциометъра трябва да бъде равна на тази на резистора в базата на транзистора.

Като регулатор на усилването не бива да се използува логаритмичен потенциометър, освен ако няма някакво специално изискване към схемата. Използуваният потенциометър трябва да бъде безиндуктивен, въглеродослоен. Номиналната мощност на регулатора на усилването, включен в емитера, трябва да бъде същата както тази на емитерния резистор. Обикновено 1 или 2 W номинална мощност на потенциометъра са достатъчни за всякакво стъпало на усилвател по напрежение. Трябва да се избягва регулира-

нето на усилването в мощните усилвателни стъпала. Ако трябва да се регулира усилването на мощни усилватели, това трябва да става във входното стъпало, където токът на емитера е най-малък.

2-9.5. Пример за проектиране на регулатор на усилването

Да предположим, че практическата схема, показана на фиг. 2-32, трябва да има регулатор на усилването, включен в емитера на транзистора. Съпротивлението на резистора в колектора на транзистора е 5000 Ω. Захранващото напрежение е 20 V. Пресметнато е, че ако съпротивлението на резистора в емитера на транзистора е 500 Ω, коефициентът на усилване по напрежение на стъпалото ще бъде 10. Регулаторът на усилването трябва да позволи плавно регулиране на усилването в границите от 1 до 20 пъти.

Съпротивление на последователно включения постоянен резистор. За да се осигури максимален коефициент на усилване 20, съпротивлението на последователно включения постоянен резистор трябва да бъде $^1/_{20}$ от това на резистора в колектора на транзистора или $5000 \times {}^1/_{20} = 250$ Ω.

Съпротивление на потенциометъра. За да се осигури минимален коефициет на усилване по напрежение 1, общото съпротивление на резистора и потенциометъра, включени в емитера (когато съпротивлението на потенциометъра е максимално), трябва да бъде равно на съпротивлението на резистора, включен в колектора на транзистора, или 5000 Ω. Следователно съпротивлението на потенциометъра трябва да бъде 5000—250=4750 Ω.

2-9.6. Анализ на веригата на тонкоректора за високи честоти

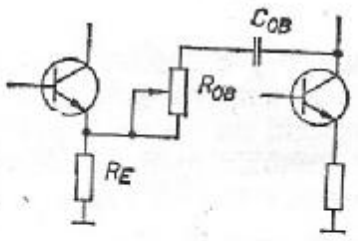
Тонкоректотът за високи честоти дава възможност за регулиране честотната характеристика на усилвателя в областта на високите звукови честоти. Такова регулиране може да се окаже необходимо поради нееднаквата чувствителност на човешкото ухо за сигнали с различна честота или за коригиране на честотната характеристика на даден запис. Както е показано на фиг. 2-33, типичната схема на тонкоректор за високи честоти се състои от променлив резистор или потенциометър и постоянен кондензатор. Тези два елемента образуват верига за обратна връзка между две стъпала на усилвателя.

За всяка определена честота дълбочината на обратната връзка (и по този начин — честотната характеристика на усилвателя) зависи от положението на плъзгача (съпротивлението) на потенциометъра. Когато честотата нараства, реактивното съпротивление на кондензатора се намалява. Това също оказва влияние на дълбочината на обратната връзка (и върху честотната характеристика).

Коефициентът на усилване по напрежение на две стъпала, обхванати от верига за обратна връзка, е приблизително равен на импеданса на веригата за обратна връзка, разделен на импеданса на източника на сигнал. В този случай импедансът на източника

$$C_{OB} \approx \frac{1}{125 \times R_E \times \text{горна гранична честота, Hz}}$$

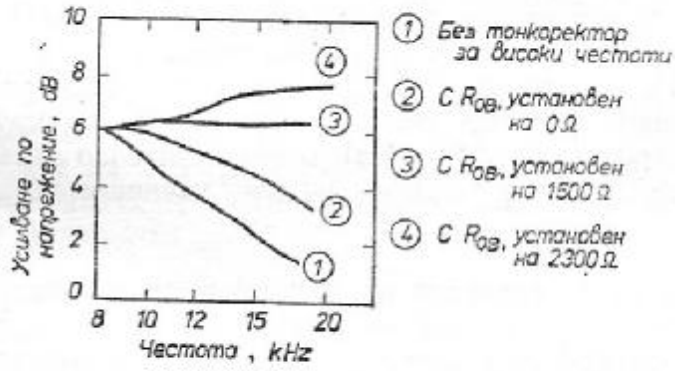
$$R_{OB} \approx R_E \times \text{максимален желан коеф. на усилване по напрежение}$$



Фиг. 2-33. Тонкоректор за високите честоти

на сигнал е равен на съпротивлението на резистора в емитера на първия транзистор (R_E). Импедансът на веригата за обратна връзка (Z_{OB}) е равен на векторната сума от стойността на съпротивлението на потенциометъра (R_{OB}) и стойността на капацитивното съпротивление на кондензатора C_{OB}.

Коефициентът на усилване по напрежение на двете стъпала може да се нагласи на всяка желана стойност за всяка дадена честота чрез веригата за обратна връзка. Разбира се, коефициентът на усилване при затворена верига на обратната връзка (при наличие на обратна връзка) не може да бъде по-голям от този на двете стъпала при отворена верига на обратната връзка (без об-



Фиг. 2-34. Зависимост на коефициента на усилване по напрежение от положението на тонкоректора за високи честоти

ратна връзка). Въпреки че веригата за обратна връзка оказва влияние върху коефициента на усилване по напрежение при всички честоти на сигнала, нейното действие е най-осезаемо във високочестотния край на звуковия обхват. Това е показано на фиг. 2-34.

Стойностите на R_{OB} и C_{OB} зависят от желания коефициент на усилване, от горната гранична честота на характеристиката на усилвателя и от импеданса на източника на сигнал. Опитната стойност на C_F се определя по формулата

$$C_{OB}=\frac{f\times R_E}{125},$$

където f е горната гранична честота на усилвателя в херци, R_E е означено на фиг. 2-33 (съпротивлението е в омове) и C_{OB} е във фаради. За да се определи опитната стойност на R_{OB}, трябва да се умножи съпротивлението на R_E по желания общ коефициент на усилване по напрежение на двете стъпала.

2-9.7. Пример за проектиране на тонкоректор за високите честоти

Да предположим, че схемата, показана на фиг. 2-33, трябва да осигури коефициент на усилване по напрежение 50 при честота 20 kHz и че съпротивлението на резистора в емитера на първия транзистор е 50 Ω.

Капацитет на кондензатора във веригата за обратна връзка. Опитната стойност на капацитета във веригата за обратна връзка е $^1/_{125}\times 20000\times 50$, или 0,008 μF.

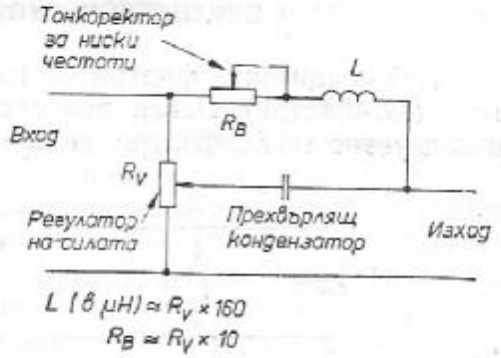
Съпротивление на резистора във веригата за обратна връзка. Опитната стойност на съпротивлението на резистора R_{OB} е 50×50, или 2500 Ω. Когато съпротивлението на потенциометъра е нагласено на максималната му стойност, при честота 20 kHz импедансът на веригата за обратна връзка е приблизително 2700Ω. Коефициентът на усилване по напрежение на двете стъпала е $2700 : 50 = 54$. Когато съпротивлението на потенциометъра е нагласено на минимална стойност, импедансът на веригата за обратна връзка (при честота 20 kHz) е приблизително 1000 Ω. Тогава общият коефициент на усилване по напрежение е 20.

2-9.8. Анализ на веригата на тонкоректор за ниски честоти

Тонкоректорът за ниски честоти дава възможност да се изменя честотната характеристика на усилвателя в нискочестотния край на звуковия обхват. Такова регулиране може да се окаже необходимо поради нееднаквата чувствителност на човешкото ухо за сигнал с различна честота. Както беше обяснено, човешкото ухо възприема тихи звуци с ниска честота по-зле, отколкото звуци със същата сила, но с висока честота. Освен това свързващите кондензатори въвеждат голямо реактивно съпротивление по пътя на сигнал с ниска честота.

Тези две причини налагат сигналите с ниска честота да бъдат усилени (повдигнати) по отношение на сигналите с висока честота.

Както е показано на фиг. 2-35, типичната схема на тонкоректор за ниски честоти се състои от потенциометър и бобина с постоянна индуктивност. Тези два елемена са включени като шунт на прехвърлящия кондензатор от регулатор на силата на звука към входа на първото стъпало на усилвателя. Тонкоректорът за ниските честоти обаче може да бъде включен и на всяко друго място в схемата на усилвателя, паралелно на някой от прехвърлящите кондензатори. Но при включването му към регулатора за силата на звука е възможно ниските честоти да се повдигнат по-добре при малка сила на звука.



Фиг. 2-35. Тонкоректор за ниските честоти

Когато честотата на сигнала намалява, индуктивността също намалява и пропуска по-голяма част от сигнала покрай прехвърлящия кондензатор C. При всяка честота прехвърленият сигнал (следователно и честотната характеристика на усилвателя) зависят от положението на плъзгача (съпротивлението) на потенциометъра R_B. Тъй като горният край на регулатора на силата на звука R_V е шунтиран от R_B и L, количеството на прехвърления допълнително сигнал се увеличава, когато силата на звука се намалява. По този начин прехвърлените сигнали с ниска честота ще бъдат с по-високо ниво от тези с висока честота при малка сила на звука.

Стойностите на L и R_B зависят от общото съпротивление на регулатора на силата на звука. Опитната стойност на L може да се определи по формулата

$$L = R_V \times 160,$$

където R_V е в омове, L е в микрохенри.

Опитната стойност на R_B е $R_V \times 10$ (в омове).

2-9.9. Пример за проектиране на тонкоректор за ниски честоти

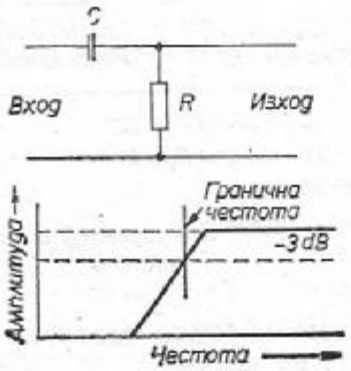
Да предположим, че ще се използува схемата, показана на фиг. 2-35. Регулаторът за силата на звука има съпротивление 2500 Ω.

Индуктивност на бобината на тонкоректора. Опитната стойност на индуктивността на бобината е 2500×160 или 400 000 μH (400 mH).

Съпротивление на потенциометъра. Опитната стойност на съпротивлението на потенциометъра е $2500 \times 10 = 25\,000\ \Omega$.

2-10. НИСКОЧЕСТОТНИ ФИЛТРИ

Най-прецизните филтри се изработват от бобини и кондензатори (*LC*-филтри). Освен при специални случаи не се препоръчва използуване на *LC*-филтри за звуковите честоти под около 500 Hz.



$$\text{Гранична честота} \approx \frac{1}{6{,}28\,RC}$$

$$R\ (\text{в ома}) \approx \frac{1}{6{,}28\,fC}$$

$$C\ (\text{във фаради}) \approx \frac{1}{6{,}28\,fR}$$

Фиг. 2-36. Схема на високопропускащ (изрязващ ниските честоти) *RC*-филтър



$$\text{Гранична честота} \approx \frac{1}{6{,}28\,RC}$$

$$R\ (\text{в ома}) \approx \frac{1}{6{,}28\,fC}$$

$$C\ (\text{във фаради}) \approx \frac{1}{6{,}28\,fR}$$

Фиг. 2-37. Схема на нископропускащ (изрязващ високите честоти) *RC*-филтър

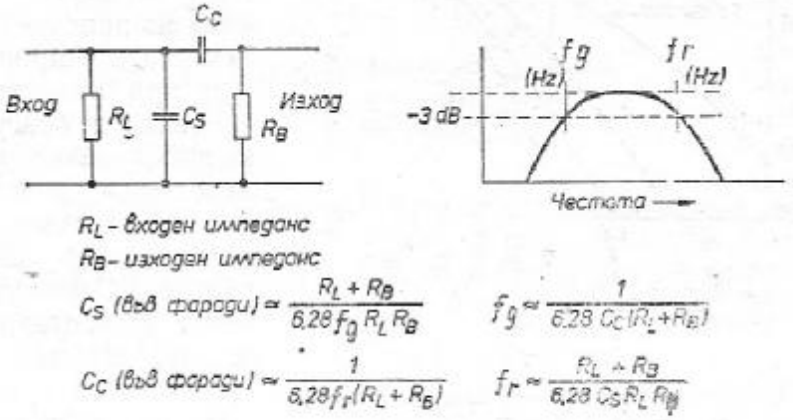
Индуктивностите, използувани при ниски честоти, са твърде големи и бобините стават тежки и обемисти. При честоти под 500 Hz би трябвало да се използуват *RC*-филтри. Пълни подробности за проектирането на *LC*-филтри са дадени в книгата на автора „Наръчник с номограми, графики и таблици, използувани в електрониката", цитиран в раздел 2-9.3.

Филтрирането на сигнали със звукова честота става най-просто чрез използването на резисторно-кондензаторни (*RC*) филтри. Ниските честоти се потискат чрез последователно свързан кондензатор и паралелно свързан резистор (фиг. 2-36), а високите честоти се филтрират, ако се разменят местата на резистора и кондензатора (фиг. 2-37).

2-10.1. Анализ на схемата на *RC*-филтрите

Затихването на сигнала при преминаването му през филтър се оценява в децибели (за дадена честота на сигнала). Обикновено *RC*-филтрите се проектират така, че да осигурят спадане на изходния сигнал спрямо входния с 3 dB (0,707 пъти) при определената гранична честота. Формулите за определяне съпротивлението на резистора и на капацитета на кондензатора в зависимост от граничната честота при спадане на изходния сигнал спрямо входния с 3 dB са следните: гранична честота $= 1/6,28\,RC$; $R = 1/6,28\,fC$; $C = 1/6,28\,fR$, където f, граничната честота, е в херци, C е във фаради и R е в омове.

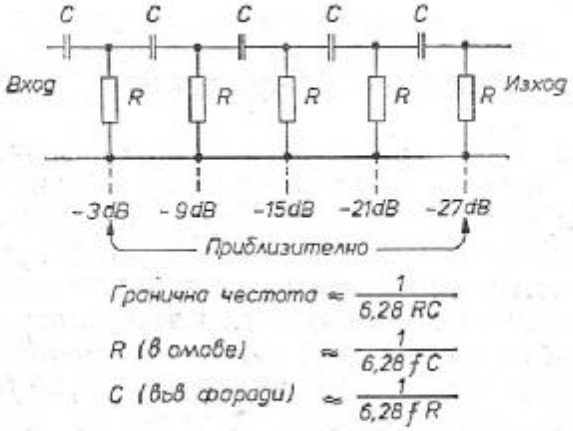
Забележете, че високопропускащият филтър от фиг. 2-36, наричан понякога филтър, изразяващ ниските честоти, се състои от кондензатор и резистор, използувани на входа и изхода на усилвателите с *RC*-връзка. Както беше обяснено в предишните разде-



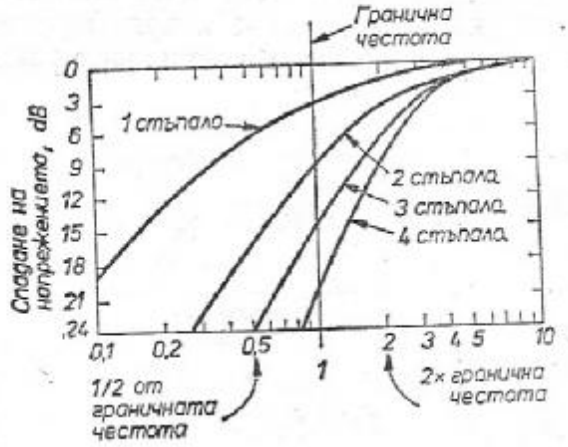
Фиг. 2-38. Схема на лентопропускащ *RC*-филтър

ли на тази глава, капацитетът на прехвърлящия кондензатор се определя по формулата $C = 1/3,2\,fR$. Така се осигурява спадане на сигнала само с 1 dB при граничната честота. Обикновено стремежът е да се получи минимално затихване на сигнала, което се дължи на прехвърлящия кондензатор (освен ако веригата е проектирана като филтър или ако заданието позволява при проектирането да се допусне по-голямо затихване на сигнала).

Високопропускащият (изрязващ ниските честоти) и нископропускащият (изрязващ високите честоти) филтри могат да бъдат обединени, за да образуват *лентов* *RC*-филтър, показан на фиг. 2-38. Като правило горната гранична честота ($f_г$) трябва да бъде поне 10 пъти по-висока от долната гранична честота $f_д$, за да може такъв лентопропускащ филтър да бъде ефективен. Ако отношението между горната и долната гранична честота не е по-голямо от 10:1, ще има значително взаимно влияние между двата филтъра. Даже и при отношение 10:1 може да има известно взаимно влияние, затова уравненията от фиг. 2-38 са апроксимирани.



Фиг. 2-39. Схема на многостъпален високопропускащ *RC*-филтър



Фиг. 2-40. Затихване на сигнала при граничната честота за високопропускащ *RC*-филтър

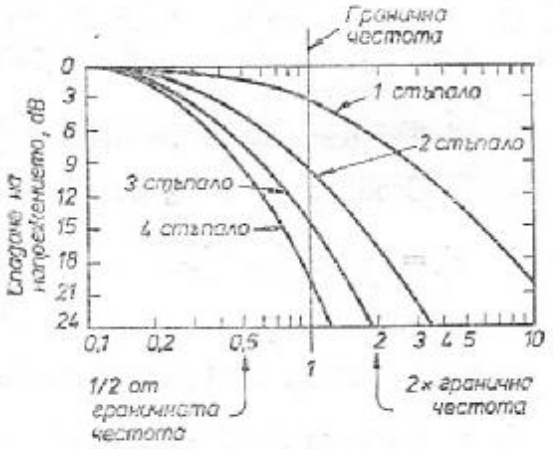
Единичният *RC*-филтър осигурява плавно преминаване от лентата на пропускане към лентата на непропускане. Ако при проектирането трябва да се осигури рязко преминаване от едната лента към другата, могат да се свържат последователно два или повече *RC*-филтри (фиг. 2-39). Нарастването на затихването при граничната честота и за честотите над и под граничната за двустъпален високопропускащ филтър е показано на фиг. 2-40. На фиг. 2-41 е показана подобна крива за двустъпален нископропускащ филтър. Към един *RC*-филтър могат да се добавят произволен брой стъпала. Обикновено всяко ново стъпало увеличава затихването при граничната честота с 6 dB.

При проектирането на *RC*-филтър може да се приеме за известна стойността или на резистора, или на кондензатора (за да се определи стойността на другия елемент при дадена гранична

честота). На практика обаче обикновено се приема за известно съпротивлението на резистора, защото то се избира така, че да удовлетвори и други изисквания към схемата. Например съпротивлението на резистора в един високопропускащ филтър може също така да определи входния или изходния импеданс на схемата.

2-10.2. Пример за проектиране на високопропускащ (изрязващ ниските честоти) филтър

Нека да приемем, че схемата от фиг. 2-36 трябва да осигури затихване на сигнала с 3 dB при честота 15 Hz. Съпротивлението на R трябва да бъде 1000 Ω. Капацитетът на C се определя по формулата



Фиг. 2-41. Затихване на сигнала при граничната честота за нископропускащ RC-филтър

$$C = \frac{1}{6{,}28 \times 1000 \times 15}, \text{ или приблизително } 10\ \mu F.$$

Сега да предположим, че същата основна схема на филтър трябва да осигури затихване на сигнала с 33 dB при честота 15 Hz. Да се използуват същите стойности на елементите, но да се добавят още стъпала.

За да определите броя на допълнителните стъпала, извадете затихването 3 dB (за първото стъпало на филтъра) от 33 dB, след това разделете оставащите 30 dB на 6. Така се получава, че трябва да се включат още 5 допълнителни стъпала и да се използуват общо 6.

2-10.3. Пример за проектиране на нископропускащ (изрязващ високите честоти) филтър

Да предположим, че схемата от фиг. 2-37 трябва да осигури затихване на сигнала с 3 dB при честота 300 Hz. Съпротивлението на R трябва да бъде 1000 Ω. Капацитетът на C трябва да бъде пресметнат по формулата $C = 1/6{,}28 \times 1000 \times 300$ и е равен на 0,5 μF.

2.-10.4. Пример за проектиране на лентов филтър

Нека да предположим, че схемата от фиг. 2-38 трябва да пропусне честотната лента от 300 Hz до 7 kHz. Сигналът трябва да затихне с по 3 dB при горната и долната гранична честота. Съпротивлението на R_L и R_B трябва да бъде 1000 Ω. Капацитетът на C_C се пресмята по формулата

$$C_C = \frac{1}{6{,}28 \times 300 \times (1000+1000)}$$ и е равен на 0,26 μF.

Стойността на C_S се определя по формулата

$$C_S = \frac{1000+1000}{6{,}28 \times 7000 \times 1000 \times 1000}$$ и е равен на 0,045 μF.

2.11. МЕТОДИ ЗА ИЗМЕРВАНЕ НА НИСКОЧЕСТОТНИ СТЪПАЛА

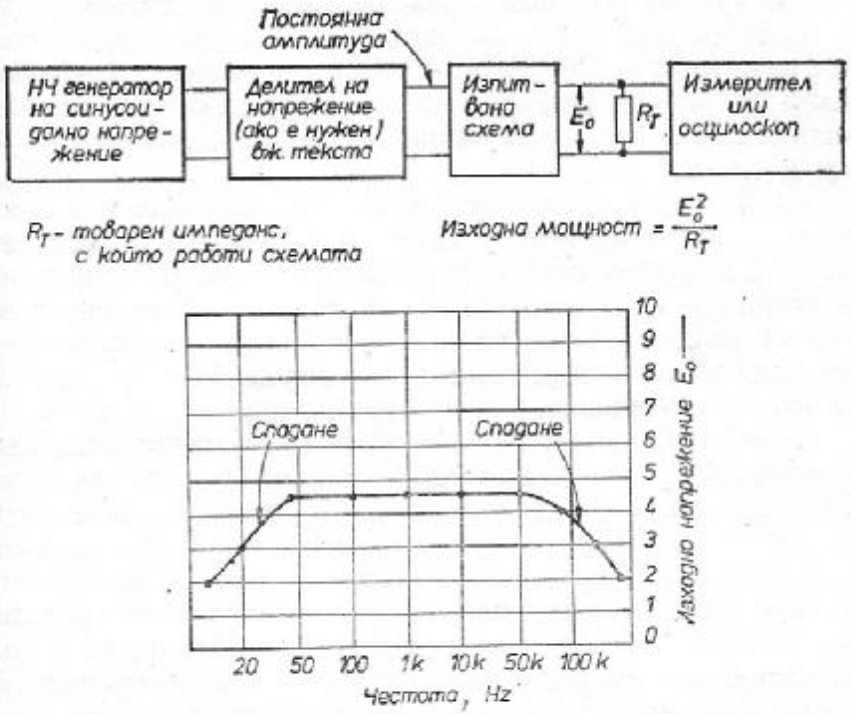
В следващите раздели са описани методите за измерване параметрите на нискочестотни усилвателни стъпала. Експериментална проверка на параметрите може да се прави във всеки етап на проектиране на стъпалото. Най-малкото необходимо е да се направи експериментална проверка, когато е готов първият вариант на стъпалото. Ако резултатите от измерването не удовлетворяват поставените изисквания, трябва да се изменят стойностите на елементите така, че да се получат очакваните резултати. Схемата трябва да се изпробва в завършен вид (всички елементи да бъдат запоени на истинските си места). Това ще покаже дали има някаква промяна в параметрите на стъпалото, която се дължи на разместването на елементите. Процедурата на изпитване на стъпалото налага да се водят записки, отразяващи влиянието на промените в стойността на компонентите върху резултатите от измерването. Тази информация е обобщена в края на главата.

Следващите раздели не описват всички възможни измервания, които могат да се направят при изработването на един нискочестотен усилвател. Те обаче включват всички основни тестове, необходими, за да се установи качеството на една „типична“ нискочестотна схема.

2-12. ЧЕСТОТНА ХАРАКТЕРИСТИКА

Честотната характеристика на един нискочестотен усилвател или филтър може да се измери с помощта на нискочестотен сигнал-генератор и измервателен уред или осцилоскоп. Когато се използува измервателен уред (волтметър), от сигнал-генератора се подава напрежение с една и съща амплитуда и с различни

честоти, а с волтметъра се измерва амплитудата на изходния сигнал на стъпалото при различните честоти. След това с получените резултати се построява графика или *честотна характеристика* като посочената на фиг. 2.42. Методиката по принцип е



Фиг. 2-42. Опитна постановка за измерване на честотната характеристика и типична форма на измерената характеристика

същата и когато за измерване на честотната характеристика на стъпалото се използува осцилоскоп. Осцилоскопът обаче има допълнително предимство — той позволява визуално да се направи анализ на нелинейните изкривявания, както е обяснено в един от следващите раздели.

2-12.1. Основен метод за измерване на честотната характеристика

Основният метод за измерване на честотната характеристика (независимо от това, дали се използува волтметър или осцилоскоп) се състои в подаването на входа на схемата на сигнал с *постоянна амплитуда* и непрекъснато измерване на изходния силнал. Изменя се честотата на входния сигнал (но не и неговата ампплитуда), като се покрива целият работен честотен обхват на стъпалото или схемата. Всяка добре проектирана нискочестотна схема трябва да има равномерна честотна характеристика от около 20 Hz до 20 kHz. При усилвателите с непосредствена връз-

ка честотната характеристика може да бъде разширена в границите от няколко херца до около 100 kHz и повече. Изходното напрежение при различни честоти в измервания честотен обхват се нанася като точки от графика, подобна на показаната на фиг. 2.42.

Измерването на честотната характеристика може да извършите в следната последователност:

1. Свържете уредите, както е показано на фиг. 2.42. Нагласете, както трябва, регулаторите на сигнал-генератора, волтметъра и осцилографа. Делителят на напрежение, показан на фиг. 2-42, е описан в глава 1 (фиг. 1-16).

2. Първоначално настройте честотата на сигнал-генератора така, че да попадне в долния край на работния честотен обхват на схемата. След това нагласете амплитудата на изходния сигнал на генератора на желаното ниво за входния сигнал на схемата. Например на мощния нискочестотен усилвател от фиг. 2-20 трябва да се подаде входен сигнал с амплитуда $1V_{еф}$, за да даде пълната изходна мощност.

3. Ако нямате възможност да подадете нормално измерително входно напрежение към схемата, подайте от генератора сигнал с произволна амплитуда. Един прост начин за определяне на нормалното ниво на входния сигнал на схемата се състои в следното: наблюдавайте изходното напрежение на стъпалото (с волтметър или осцилоскоп) за сигнал с честота, която е по средата на работния честотен обхват (или с честота 1 kHz) и увеличавайте плавно амплитудата на входния сигнал, докато на изхода се получат нелинейни изкривявания. Този момент настъпва, когато увеличаването на амплитудата на входния сигнал престане да води до увеличаване на показанията на волтметъра или на екрана на осцилоскопа забележите, че започва ограничаване на върховете на изходния сигнал. Нагласете изходния сигнал на сигнал-генератора така, че да избегнете *ограничаването* на изходния сигнал на стъпалото. След това прехвърлете осцилоскопа или волтметъра на изхода на генератора, за да измерите нивото на сигнала на входа на измерваната схема, и по време на цялото измерване поддържайте това ниво постоянно.

4. Ако стъпалото има регулатори за експлоатация или настройка (сила на звука, звукова мощност, коефициент на усилване, тонкоректори за високи и ниски честоти и пр.), оставете тези регулатори в началото на измерването в произволно положение и не го променяйте до края на измерванията. Измерването на честотната характеристика може да се повтори при друго положение на регулаторите.

5. Нанесете изходното напрежение на схемата при най-ниската честота върху графиката. Без да променяте изходния сигнал на генератора, увеличете честотата с дадена фиксирана стойност и нанесете на графиката новата стойност на изходното напрежение

на стъпалото. Разликата в честотите при две последователни измервания може да бъде колкото е необходимо. Използувайте разлики от 10 Hz в долния и горния край на работния честотен обхват (където обикновено се забелязва спадане на нивото на сигнала) и разлики от 100 Hz при средните честоти.

6. Повторете този процес многократно, като проверявате и записвате изходното напрежение при всяка нова честота, за да получите от отделните стойности графиката на честотната характеристика. За един типичен нискочестотен усилвател кривата ще наподобява тази от фиг. 2-42 — с равномерна средна част (при средните честоти) и спадане в двата края. Лентовите филтри имат подобна характеристика. При високопропускащите и нископропускащите филтри спадане ще има само в единия край на работния обхват (високопропускащите филтри имат характеристика със спадане в долния край на обхвата, нископропускащите — в горния край).

7. След първоначалното измерване на честотната характеристика трябва да се провери действието на отделните регулатори. Регулаторите за силата на звука и усилването трябва да имат едно и също влияние в целия честотен обхват. Тонкоректорите за високи и ниски честоти също трябва да оказват известно влияние в целия честотен обхват. Все пак тонкоректорът за високи честоти трябва да оказва най-голямо влияние в горния край на работния честотен обхват, а тонкоректорът за ниски честоти— в долния край на обхвата.

8. Имайте пред вид, че изходното напрежение на генератора може да се променя по амплитуда, когато се изменя честотата на сигнала. Този факт често се забравя при измерването на честотни характеристики. Даже прецизните лабораторни генератори могат да имат променящ се по амплитуда изходен сигнал при различните честоти, което води до значителни грешки при измерването. Затова се препоръчва амплитудата на изходния сигнал да се проверява при всяка смяна на честотата (някои генератори имат вграден измервателен уред, който следи изходното напрежение) и когато е необходимо, тази амплитуда да се донастрои до първоначалната му стойност. При измерването на честотната характеристика по-важно е да се поддържа амплитудата на изходния сигнал на генератора постоянен в целия работен обхват, а не само за определени фиксирани честоти.

2-12.2. Измерване на коефициента на усилване по напрежение

Измерването на коефициента на усилване по напрежение на нискочестотните усилватели се извършва по същия начин, както и на честотната характеристика. Коефициентът на усилване по напрежение представлява отношението на изходното напре-

жение към входното (за дадена честота или в целия честотен обхват). Тъй като при измерването на честотната характеристика входното напрежение на усилвателя (т. е. изходното напрежение на генератора) се поддържа постоянно по размах, коефициентът на усилване по напрежение има същата графика, както кривата на честотната характеристика.

2-12.3. Измерване на изходната мощност и на коефициента на усилване по мощност

Изходната мощност на един нискочестотен усилвател се определя чрез измерване на изходното напрежение E_0, което се получава върху товарния резистор F_F (фиг. 2-42) при някаква честота на входния сигнал или за целия честотен обхват. Изходната мощност е равна на E_0^2/R_F.

За да се определи коефициентът на усилване по мощност, трябва да бъдат известни входната и изходната мощност на усилвателя. Входната мощност на усилвателя се определя по същия начин както изходната, но трябва да бъде известен (или да се определи) входният импеданс на стъпалото. При някои усилватели това не винаги е удобно, особено за тези схеми, при които входният импеданс зависи от коефициента на усилване по ток на транзистора. Когато е известна (или определена) входната мощност, коефициентът на усилване по мощност е равен на отношението на изходната мощност на усилвателя към входната му мощност.

Обикновено коефициентът на усилване по мощност не фигурира в заданието на проектиране. Вместо него се използува параметърът *входна чувствителност*. Той показва каква минимална изходна мощност трябва да се получи в изхода на усилвателя при дадена стойност на входното напрежение (например изходна мощност 100 W при входно напрежение 1 $V_{еф}$).

2-12.4. Измерване на пропусканата честотна ленга по мощност

В заданието за проектиране на много нискочестотни усилватели се включва параметърът широчина на пропусканата честотна лента по мощност. Този параметър показва, че нискочестотният усилвател може да даде определена изходна мощност в зададения честотен обхват. Например усилвателят от фиг. 2-20 дава пълната си изходна мощност за честоти до 20 kHz (както е показано на фиг. 2-22), въпреки че честотната му характеристика е равномерна до 100 kHz. Това означава, че изходното напрежение на усилвателя (без товар) ще остане постоянно за сигнали с честота до 100 kHz, докато изходната мощност (върху нормален товар) ще остане постоянна за сигнали с честота до 20 kHz.

2-12.5. Измерване на чувствителността към промени на товара

Всеки нискочестотен усилвател е чувствителен към промените на товара. Това се отнася особено много за усилвателите на мощност, но може да бъде вярно и за усилвателите на напрежение. Усилвателят ще даде максимална изходна мощност, когато е проектиран така, че неговият изходен импеданс е равен на импеданса на товара. Същото показва и кривата от фиг. 2-21 (зависимост на изходната мощност на усилвателя от фиг. 2-20 от импеданса на товара.) Ако товарът има импеданс, два пъти по-голям от изходния импеданс на усилвателя (отношение 2,0), изходната мощност намалява приблизително на 50% от нормалната. Ако импедансът на товара е 40% от изходния импеданс на усилвателя (отношение 0,4), изходната мощност намалява приблизително на 25% от нормалната.

Всяка схема на мощен усилвател в някои етапи на проектирането трябва да се провери по отношение на чувствителността към промените на товара, Такава проверка често може да установи грешки при проектирането, които не могат лесно да бъдат открити при обикновеното измерване на честотната характеристика и на изходната мощност.

Измерването на чувствителността към промените на товара става по същата схема както измерването на честотната характеристика, но резисторът $R_т$ трябва да бъде променлив. (Никога не използувайте жичен товарен резистор. Неговото реактивно съпротивление може да доведе до значителни грешки. Ако не разполагате с нежичен променлив резистор с достатъчна номинална мощност, използувайте няколко постоянни резистора — въглеродни или обемни, подбрани така, че да имат желаната стойност на товарното съпротивление.)

Измерете изходната мощност при различни отношения импеданс на товара /изходен импеданс на усилвателя. За да извършите една всестранна проверка на проектираната схема, проверете чувствителността на усилвателя към измененията на товара в целия честотен обхват.

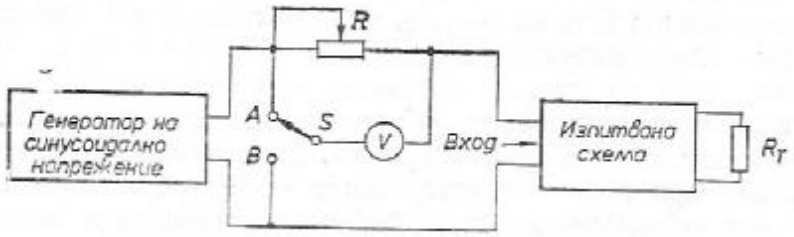
2-12.6. Измерване на динамичния изходен импеданс

Измерването на чувствителността към промените на товара може да бъде извършено и по обратен начин, за да се определи динамичният изходен импеданс на усилвателя. Схемата на измерване и методиката са същите (фиг. 2-42), но товарният резистор $R_т$ се променя, докато се получи максимална изходна мощност. Изключва се захранващото напрежение и товарният резистор се отпоява от схемата. Постояннотоковото съпротивление на $R_т$, измерено с омметър, е равно на динамичния изходен им-

педанс на усилвателя. Разбира се, тази стойност на изходния импеданс е валидна само за честотата, при която се прави измерването. То трябва да се повтори за целия работен честотен обхват на усилвателя.

2-12.7. Измерване на динамичния входен импеданс

Измерването на динамичния входен импеданс на един усилвател се извършва по схемата от фиг. 2-43. Условията на измерването трябва да са същите както при измерването на честотната характеристика, изходната мощност и пр. Използуват се съ-



Фиг. 2-43. Измерване на динамичния входен импеданс

щият сигнал-генератор, товар, волтметър или осцилоскоп и същите честоти на сигнала.

От сигнал-генератора се подава напрежение с честота (или честоти), при която трябва да работи схемата. Превключвателят се поставя в положения A и B, като едновременно с това се променя и съпротивлението на резистора R. Това продължава, докато волтметърът започне да измерва едно и също напрежение и при двете положения на превключвателя. След това резисторът R се отпоява от схемата и с омметър се измерва неговото постояннотоково съпротивление. То е равно на динамичния входен импеданс на изследваната схема.

Точността на определяне на динамичния импеданс зависи от точността на измерване на постояннотоковото съпротивление на резистора. Трябва да се използуват безиндуктивни резистори. Импедансът, определен по този метод, е валиден само за честотата на сигнала, използуван по време на измерването.

2-12.8. Проследяване на сигнала в един нискочестотен усилвател

Най-подходящият уред за проверка на проектираните схеми е осцилоскопът независимо от това, дали става въпрос за цяла усилвателна уредба или за отделно стъпало. Осцилоскопът дуб-

лира всички функции на електронния волтметър при откриването на неизправности, при проследяването на сигнала в отделните точки на схемата и при измерване на параметрите на усилвателя. В допълнение на това той дава възможност сигналът да се наблюдава визуално и да се открият такива характерни за всички усилватели състояния като наличието на нелинейни изкривявания, брум, шум, пулсации на захранващото напрежение и самовъзбуждане.

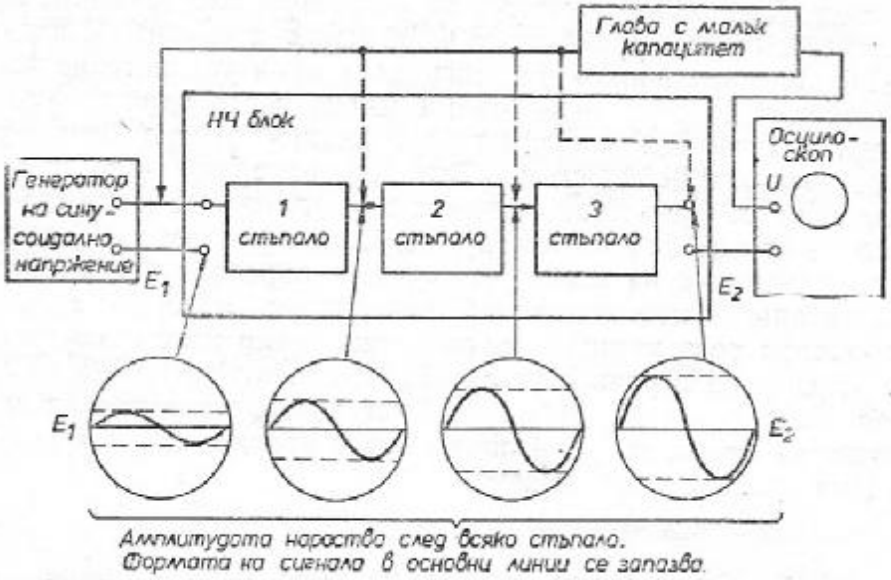
При проследяването на сигнала в една усилвателна схема осцилоскопът се свързва по същия начин, както един електронен волтметър. Размахът и формата на входния сигнал се измерват върху екрана на осцилоскопа. След това измервателната глава на осцилоскопа се премества на входа и на изхода на всяко стъпало, докато се стигне най-накрая до изхода на усилвателя. Коефициентът на усилване на всяко стъпало се определя от отношението на изходното към входното напрежение, измерени с осцилоскопа. Освен това може да се забележи всяко изменение на формата на сигнала в сравнение с тази на сигнала на входа на усилвателя. По този начин бързо се установяват коефициентът на усилване на стъпалото и нелинейните изкривявания, въведени от него (ако съществуват такива).

2-12.9. Определяне на нелинейните изкривявания чрез синусоидално напрежение

На фиг. 2-44 е показано как трябва да се свързва осцилоскопът при проследяването на сигнала в отделните стъпала на една усилвателна схема. Методиката за определяне на нелинейните изкривявания в основни линии е същата като описаната в раздел 2-12.8. Най-голямо внимание трябва обаче да се обърне на това, дали има изменение на формата на изходното синусоидално напрежение в сравнение с тази на входа на усилвателя (или стъпалото). Ако не се забелязва никаква разлика (освен в размаха на сигналите), няма нелинейни изкривявания. Ако формата на сигнала се е изменила след преминаване през дадено стъпало, често видът на изменението подсказва каква е причината за появата на изкривяване. Например наличието на втора или трета хармонична в изходния сигнал ще промени формата на основния сигнал.

На практика анализирането на формата на синусоидалното напрежение с цел да се определят някои грешки при проектирането на схемата, довели до появата на нелинейни изкривявания, е трудно и изисква значителен опит. Ако изкривяванията не са големи (дразнещи), те могат да останат и незабелязани. Затова синусоидалният сигнал може да се използува най пълноценно, ако осцилоскопът работи заедно с *измерител на нелинейни или интермодулационни изкривявания*. Ако осцилоскопът се използу-

ва самостоятелно, най-добре е проверката на нелинейните изкривявания да се извършва с правоъгълен входен сигнал. (При измерването на честотната характеристика и на изходната мощност е по-добре да се работи със синусоидален сигнал.)



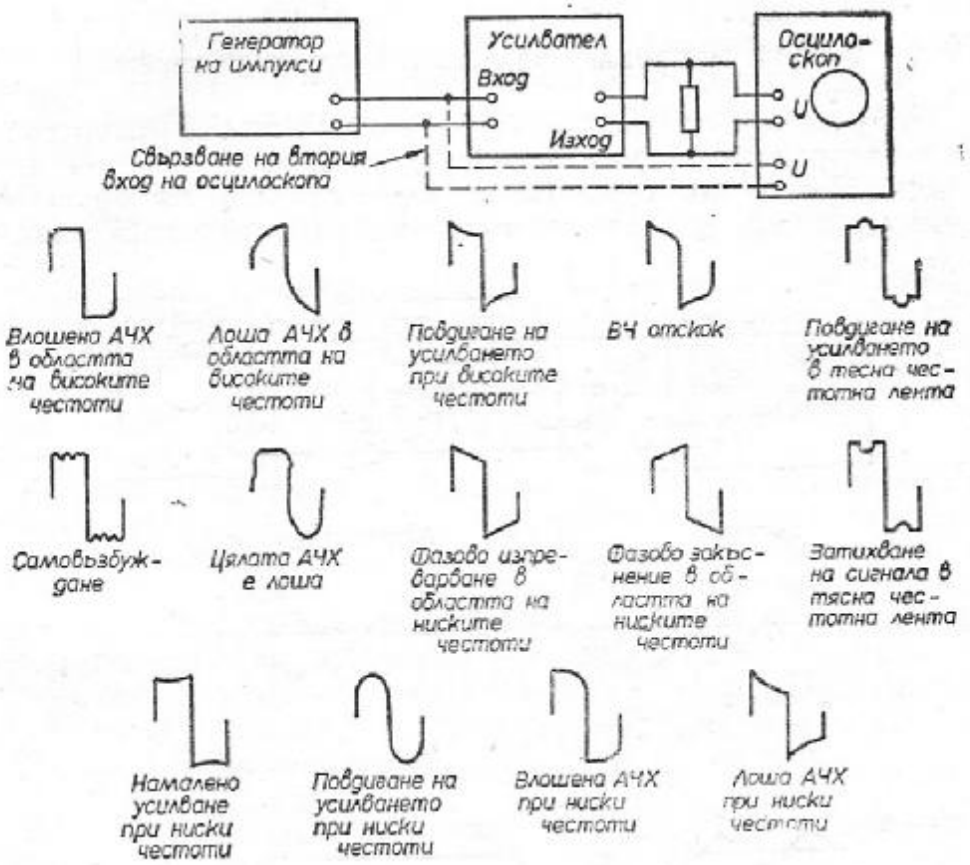
Фиг. 2-44. Проследяване на нискочестотния сигнал с осцилоскоп

2-12.10. Проверка на изкривяванията с помощта на правоъгълен изпитвателен сигнал

Методиката за проверка на изкривяванията с помощта на правоъгълен сигнал в основни линии е същата както тази при използуване на синусоидален входен сигнал. Анализът на изкривяванията е по-ефективен, когато се използува правоъгълен сигнал, защото този сигнал съдържа повече нечетни хармоници и защото е по-лесно да се забележат отклонения от права линия с остри ъгли, отколкото от синусоида.

Както и при измерването на изкривяванията с помощта на синусоидален сигнал, правоъгълните импулси се подават на входа на схемата, като в същото време изходният сигнал се наблюдава с осцилоскоп. Основната цел е да се проследи изменението на формата на изходния сигнал на усилвателя (или стъпалото) в сравнение с този на входния сигнал (тя също се наблюдава с осцилоскоп). Опитната постановка е показана на фиг. 2.45. Ако се разполага с двулъчев осцилоскоп, могат едновременно да се наблюдават сигналите на входа и на изхода на усилвателя (стъпалото). Ако има промяна във формата на сигнала, често видът на

изменението подсказва каква е причината за появата на изкривяване. Например при сравняването на преходната характеристика на стъпалото (фиг. 2-24) с „типичните“ еталонни сигнали от фиг. 2-45 подсказва вероятно фазово изместване в областта на



Фиг. 2-45. Анализ на изкривяванията на правоъгълен входен сигнал

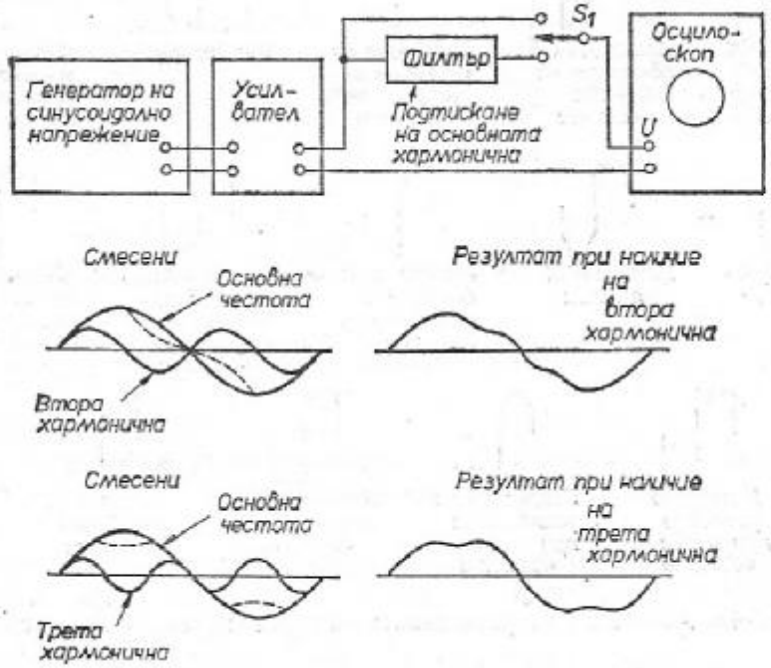
ниските честоти. Във всеки случай едно такова сравнение ще подскаже нещо нередно при усилването на сигнали с ниска звукова честота, и то по всяка вероятност може да бъде коригирано чрез промяна на стойностите на някои от елементите.

Третият, петият, седмият и деветият хармоник на чистия правоъгълен сигнал са повдигнати. Затова, ако през един усилвател преминава правоъгълен сигнал с определена честота и на изхода се получава чисто правоъгълен сигнал, може да се приеме, че честотната характеристика на усилвателя е равномерна до честота, поне 9 *пъти* по-висока от тази на правоъгълния сигнал. Например, ако реакцията на усилвателя за входен правоъгълен сигнал с честота 10 kHz е като показаната на фиг. 2-24, може да се предположи, че честотната характеристика на усил-

вателя е равномерна докъм 100 kHz. Този метод за определяне широчината на честотната характеристика е удобен, защото не всички нискочестотни сигнал-генератори имат обхват за честоти до 100 kHz, а подобни изисквания се поставят в много задания за проектиране на усилватели.

2-12.11. Измерване на нелинейните изкривявания

Независимо от това, каква схема на усилвател се използува или колко добре е проектирана тя, винаги е възможно в изходния сигнал освен основния да съществуват четни или нечетни хармоници. Тези хармоници се наслагват върху основната и предизвикват не-



Фиг. 2-46. Възникване на нелинейни изкривявания

линейни изкривявания, каквито се получават и при наслагването на два какви да е сигнала. Влиянието на втория и третия хармоник върху формата на сигнала е показано на фиг. 2-46.

Фабричните измерватели на нелинейните изкривявания работят по метода на *подтискане на основната хармонична честота.* Както е показано на фиг. 2-46, на входа на усилвателя се подава синусоидален сигнал и изходният сигнал се контролира с осцилоскоп. След това изходният сигнал на усилвателя се прекарва през филтър, който подтиска основната честота. Всеки сигнал, получен на изхода на филтъра, се дължи на наличието на хармоници на основната честота в изходния сигнал на усилвателя. Изходът на

филтъра също може да бъде наблюдаван с осцилоскоп. (Някои от произвежданите измерватели на нелинейни изкривявания използуват вграден измервателен уред вместо или заедно с външен осцилоскоп.) Когато се използува осцилоскоп, може да се изследва изходният сигнал на филтъра, за да се определи съдържанието на хармоници. Например, ако входният сигнал на филтъра е с честота 1 kHz, а изходният — с честота 3 kHz, това означава, че нелинейните изкривявания се дължат на наличието на трета хармонична в състава на изходния сигнал на усилвателя.

Процентното съдържание на хармониците също може да бъде определено по този начин. Например, ако амплитудата на изходния сигнал преди филтъра е бил 100 mV, а след филтъра е 3 mV, това означава, че висшите хармоници в състава на сигнала са 3%.

При някои фабрични измерватели на нелинейни изкривявания филтърът може да се настройва, така че усилвателят може да се изследва при различни основни честоти на входния сигнал. В други измерватели на нелинейни изкривявания филтърът е настроен на една честота, но може да се разстройва слабо, за да се получи остър минимум на индикацията.

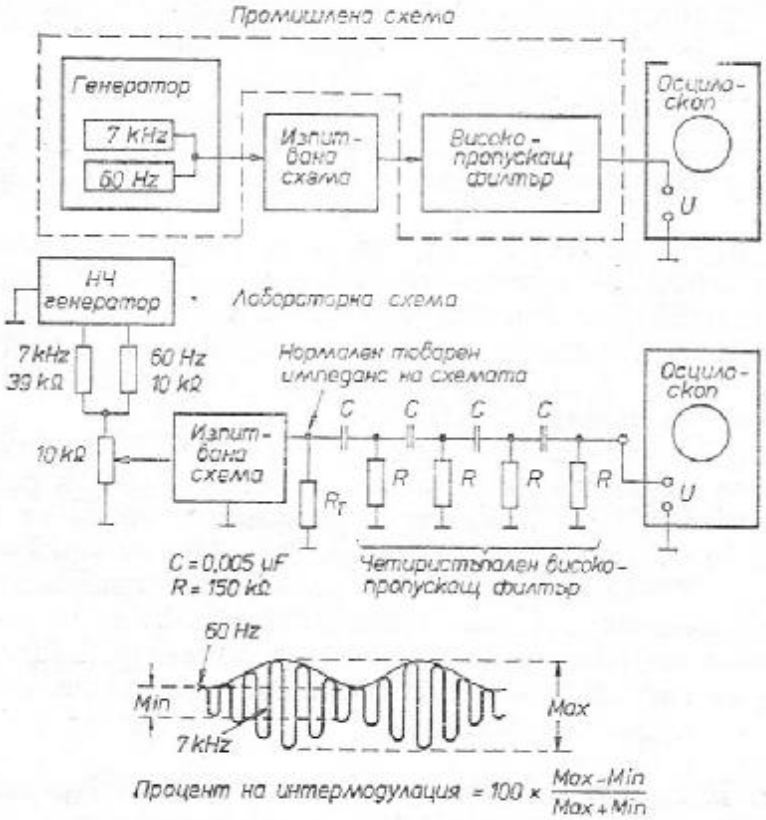
Когато проектираната схема се изследва по отношение на нелинейните изкривявания в широк честотен обхват и резултатите от измерването се нанасят в графика, подобна на тази от фиг. 2.23, тя отразява т. нар. *коефициент на нелинейни изкривявания*. Обърнете внимание на това, че коефициентът на нелинейни изкривявания за усилвателя от фиг. 2-20 е по-малък от 0,2%, както и на това, че той може да се изменя в зависимост от честотата на сигнала и изходната мощност на усилвателя.

2-12.12. Измерване на интермодулационните изкривявания

Когато два сигнала с различна честота се смесят в някаква електронна схема, съществува вероятност сигналът с по-ниската честота да модулира по амплитуда сигнала с по-висока честота. Този процес предизвиква изкривявания, известни като *интермодулационни изкривявания*.

Промишлено произвежданите измерители на интермодулационни изкривявания съдържат сигнал-генератор и високопропускащ филтър (фиг. 2-47). Сигнал-генераторът генерира сигнал с висока звукова честота (обикновено около 7 kHz), който е смесен със сигнал с ниска честота (обикновено 50 или 60 Hz). Смесените сигнали се подават на входа на изследваната схема. Изходът на изследваната схема през високопропускащ филтър се свързва към вертикалния усилвател на осцилоскопа. Високопропускащият филтър отстранява сигнала с ниска честота (50 или 60 Hz). Затова единственият сигнал, достигащ до входа на осцилоскопа, трябва

да бъде този с високата честота (7 kHz). Ако на екрана на осцилоскопа се наблюдава и някакъв сигнал с ниска честота, неговото наличие се дължи на модулирането на сигнала с честота 7 kHz от сигнала с честота 50 или 60 Hz, което става в изследваната схема.



Фиг. 2-47. Измерване на интермодулационни изкривявания

На фиг. 2-47 е показана една схема за проверка на интермодулационните изкривявания, която може да бъде изработена в лабораторни или любителски условия. Обърнете внимание на това, че високопропускащият филтър е пресметнат да пропуска сигнали с честота над 200 Hz. Предназначението на резисторите със съпротивление 39 kΩ и 10 kΩ е да установят амплитудата на сигнала с честота 50 Hz (60 Hz) и на този с честота 7 kHz, които трябва да бъдат в отношение 4:1. Повечето от сигнал-генераторите имат изход за сигнал с мрежова честота, който може да се използува като модулиращ.

Ако вместо промишлено произведен измерител се използува лабораторен модел, изработен по схемата от фиг. 2-47, напрежението с мрежова честота в изхода на генератора (ако може да

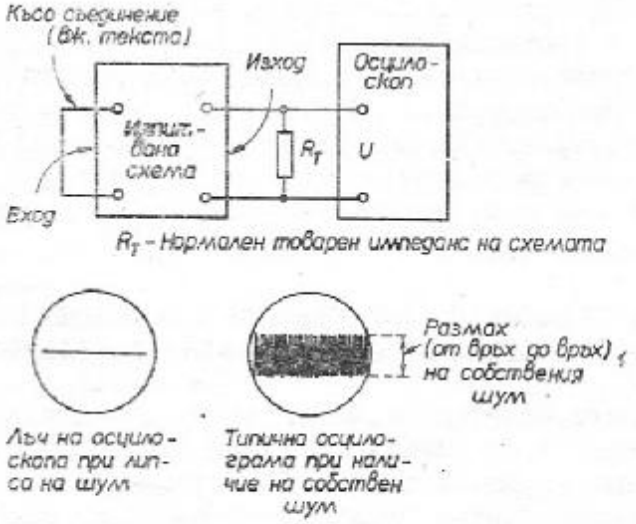
се регулира) трябва да се нагласи на 2 V. След това изходното напрежение с високата звукова честота също се настройва по амплитуда до 2 V. Ако сигналът с мрежова честота на изхода на генератора не може да се регулира по амплитуда, измерете стойността на напрежението на този изход и след това нагласете същата амплитуда на сигнала с високата звукова честота.

Процентът на интермодулационните изкривявания може да бъде изчислен, като се използува формулата от фиг. 2-47.

2-12.13. Измерване на собствения шум

При наличие на осцилоскоп с достатъчно чувствителен вертикален усилвател може да се провери и измери нивото на собствения шум на един усилвател, както и да се установи наличието на брум, осцилации и пр. Вертикалният усилвател на осцилоскопа трябва да бъде в състояние да измерва сигнали с амплитуда около 1 mV (или по-малко), тъй като нивото на собствения шум на повечето усилватели е от този порядък.

Основното измерване се състои в определяне на изходното напрежение на усилвателя при липса на входен сигнал и регулатор за силата на звука, поставен на максимум. Осцилоскопът е



Фиг. 2-48. Измерване на собствения шум на усилвател

за предпочитане пред волтметъра, когато се измерва нивото на шума, тъй като може да се наблюдава честотата и естеството на шума (или на друг сигнал).

Основната схема за свързване на уредите при измерване нивото на собствения шум на усилвателя е показана на фиг. 2-48.

Превключвателят за усилване (чувствителност) на осцилоскопа се превключва, докато на екрана се появи изображението на шума или на хаотични смущения.

Възможно е шумът да бъде предизвикан от смущения, попаднали в свързващите проводници. Ако се съмнявате в това, откачете кабелите от усилвателя, но не и от осцилоскопа, и вижте какъв сигнал остава върху екрана на осцилоскопа.

Ако се съмнявате, че в изхода на усилвателя има брум с мрежова честота (попаднал от захранващия източник или от другаде), поставете превключвателя „Синхронизация" на осцилоскопа в положение „Мрежа". Ако на екрана се появи неподвижен сигнал, той може да се дължи само на наличието на брум с мрежова честота.

Ако появилият се на екрана на осцилоскопа сигнал не е с мрежова честота, той може да се дължи на самовъзбуждане на схемата или на външни смущения. Свържете накъсо входа на усилвателя. Ако сигналът на екрана на осцилоскопа остане същият, вероятно той се дължи на самовъзбуждане на усилвателя.

2-12.14. Измерване на фазови разлики и напрежения на обратната връзка

Във всеки усилвател съществува някаква фазова разлика между входния и изходния сигнал. Обикновено това е без значение при нискочестотните усилватели. Изключение представляват операционните усилватели, при които обратната връзка от изхода към входа се използува за контролиране на усилването. По тази причина методиките за измерване на фазови разлики и на напрежението на обратната връзка са дадени по-нататък в глава 3.

2-13. ОТСТРАНЯВАНЕ НА ГРЕШКИ ПРИ ПРОЕКТИРАНЕТО ЧРЕЗ ИЗПОЛЗУВАНЕ НА РЕЗУЛТАТИТЕ ОТ ИЗМЕРВАНИЯТА

Следващите напътствия могат да се използуват преди всичко за отстраняване на някои конструктивни проблеми (лоша честотна характеристика, недостатъчно усилване и пр.) при проектирането на нискочестотни усилватели. Много от методите обаче могат да се приложат и за други схеми.

Когато една проектирана вече схема не заработи, както трябва (или както се очаква, че трябва да работи), много полезно е да разполагате с разумна *методика за откриване на вероятната причина* за това. Имайте пред вид, че откриването на повреди в транзисторни схеми е, най-меко казано, трудно. Това е особено вярно, когато схемата обхваща повече от едно стъпало, тъй като обикновено съществува влияние между отделните стъпала.

При анализирането на неизправностите на новопроектираните схеми възниква особен проблем. Първото изискване за откриването на неизправността по логичен път е цялостното познаване на параметрите и действието на схемата, когато тя работи нормално. Обаче неизправността на една нова, експериментирана в момента схема може да се дължи на дефект на някои от елементите или на неправилно подбрани стойности на елементите при експеримента. Един съществуващ усилвател например може да има понижен коефициент на усилване, което установяваме, базирайки се на това, което знаем за него от по-рано. Един токущо изработен усилвател може да даде същото усилване просто защото това е най-доброто, което може да се постигне при така избраните опитни стойности на елементите.

Започвайте откриването на неизправностите в проектираните схеми с измерванията, описани в раздел 1-7.4. Опитайте се да локализирате повредата стъпало по стъпало. Например, ако схемата има две или повече стъпала и общият коефициент на усилване е малък, измерете коефициентите на усилване на всяко от стъпалата поотделно. След като откриете неизправното стъпало, опитайте се да определите коя от двете половини не работи нормално.

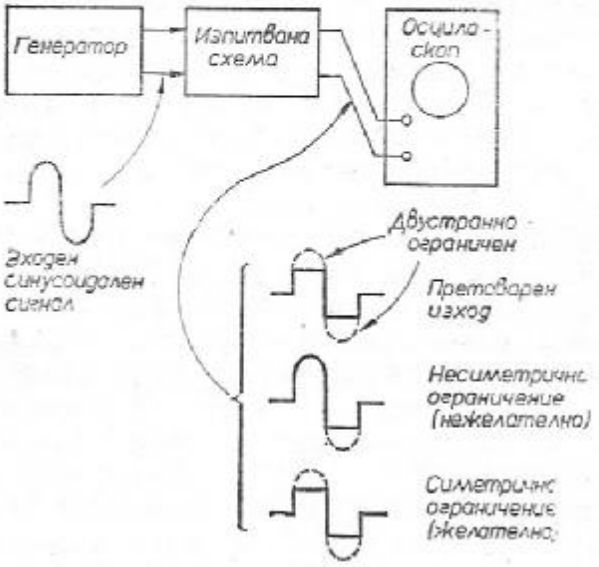
Всяко транзисторно стъпало има две половини — входна и изходна. Обикновено входна е веригата база—емитер, а изходната—веригата емитер—колектор. Имайте пред вид, че неизправност в едната верига може да окаже влияние върху другата. Нагледен пример за това е получаването на малък изходен (колекторен) ток, което се дължи на малък входен (базов) ток. Понякога не е така очевидно, че изходът на стъпалото влияе върху неговия вход. Например едно стъпало с емитерен резистор (за въвеждане на стабилизираща отрицателна обратна връзка) може да има намален входен импеданс, защото е прекъсната изходната (колекторната) верига.

Схемите с обща отрицателна обратна връзка представляват специфичен проблем. Затворената верига на обратната връзка принуждава всички стъпала да работят като едно устройство и това затруднява откриването на неизправното стъпало. Проблемът може да се разреши чрез прекъсване на веригата на обратната връзка. Така обаче възниква нова трудност, защото по този начин се променя работната точка на едно или повече стъпала.

Потърсете някой транзистор, който е *напълно наситен* (колекторното му напрежение е много ниско) или е *напълно запушен* (напрежението на колектора му е много високо, вероятно близко до захранващото). Всяко от тези състояния в линеен усилвател от какъвто и да е тип е последствие от дефект на някакъв елемент или на неправилно проектиране.

Грешките при проектирането на усилвателя, които се проявяват при липса при входен сигнал (например неправилно избрана

работна точка) обикновено се дължат на неправилно изчисление на постояннотоковия режим. Дефекти, които се проявяват само когато на входа е подаден сигнал, също могат да се дължат на лошо подбраното преднапрежение, но причината може да са и неточни стойности на елементите.



Фиг. 2-49. Определяне на правилно преднапрежение (работната точка) с помощта на осцилоскоп

Постояннотоковият режим на схеми с висок коефициент на усилване обикновено се осигурява по-трудно, отколкото на схеми с малък коефициент на усилване. Когато е трудно да се определи подходяща работна точка за усилвател с висок коефициент на усилване, препоръчваме следната последователност на работа:

— Увеличавайте размаха на входния сигнал, докато на изхода се получи правоъгълен сигнал, т. е. усилвателят се претоварва (вж. фиг. 2-49). След това постепенно намалявайте размаха на входния сигнал, като променяте едновременно с това и положението на работната точка, докато получите симетрично ограничен изходен сигнал. Ако не успеете да подберете работна точка, при която изходният сигнал се ограничава симетрично, можете да предполагате, че някой елемент е дефектен или че сте направили грешка при изчисленията.

— Несиметричното ограничаване на изходния сигнал може да се дължи на работата на транзистора в нелинейната част на предавателната му характеристика (неподходящо преднапрежение) или на това, че транзисторът няма линейна характеристика (линейната част на характеристиката е много къса). Опитайте се да

получите друг резултат с различен тип транзистор. Ако не успеете, изменете стойностите на елементите (съпротивленията на резисторите в емитера, базата и колектора на транзистора).

— Ако не е възможно да се получи работна точка другаде освен близо до областите на насищане или на запушване на транзистора, причината може да бъде в наличието на прекалено силна *положително обратна връзка*. Докато такава обратна връзка е необходима за един мултивибратор или генератор (глава 5), тя може да предизвика възбуждане на един линеен усилвател и да го накара да работи като тригер или генератор.

Усилвателите с голям коефициент на усилване трябва да се изследват внимателно, за да се открие евентуално склонност към самовъзбуждане или към поява на неестествен шум (раздел 2-12.13). Тези усилватели могат да бъдат също така много чувствителни към промените на захранващото напрежение. Когато завършите монтажа на експерименталната схема, добре е да проведете основните измервания (раздел 2-12) при различни захранващи напрежения. Ако не са поставени някакви други изисквания, всяка схема трябва да работи еднакво добре при изменение на захранващото напрежение с $\pm$ 10%.

Ако един усилвател (с голям или малък коефициент на усилване) се самовъзбуди, опитайте се да разместите проводниците, свързани към входа и изхода на усилвателя. Един усилвател може да се самовъзбуди, защото проводниците, свързани към входа и изхода му, са разположени твърде близо едни до други. Може да се окаже необходимо някои части на усилвателя да се разместят или да се екранират, за да се избягнат паразитни обратни връзки, предизвикващи самовъзбуждането.

Самовъзбуждането с ниска честота често се дължи на лоша филтрация на захранващото напрежение или на свързването на прекалено много стъпала в една и съща точка на захранващия източник. Опитайте се да разделите стъпалата по захранване, като поставите развързващи филтри към всяко от тях.

Най-често срещаната причина за *лоша честотна характеристика на усилвателя в областта на ниските честоти* е малката стойност на кондензаторите. Методиките за проектиране, дадени в тази глава, осигуряват намаляване на усилването за долната гранична честота с около 1 dB. Ако е допустимо да се получи по-голямо намаление на усилването, може да се използуват кондензатори с по-малък капацитет (става дума за прехвърлящите кондензатори и шунтиращите кондензатори в емитера на транзистора). Ако заданието за проектиране изисква по-добра честотна характеристика в областта на ниските честоти, трябва да се увеличи капацитетът на тези кондензатори.

Най-често срещаната причина за *лоша честотна характеристика в областта на високите честоти* е входният капацитет на транзисторите. При нарастване на честотата капацитив-

ното реактивно съпротивление на паразитния входен капацитет намалява и променя входния импеданс на транзистора. Обикновено при равни други условия това води до понижаване на коефициента на усилване. Общо взето, в нискочестотния обхват (до около 20 kHz) няма проблеми с влошаването на честотната характеристика заради входния капацитет на транзистора, но той може да започне да пречи при честоти над 100 kHz. В такъв случай единственото практическо решение е да се намали коефициентът на усилване на стъпалото или да се смени транзисторът.

3

ОПЕРАЦИОННИ УСИЛВАТЕЛИ С ИНТЕГРАЛНИ СХЕМИ

Означението „операционен усилвател" първоначално беше възприето за серия висококачествени постояннотокови усилватели, използувани в аналоговите изчислителни машини. Тези усилватели бяха използувани за извършване на математически операции, характерни за аналоговите изчисления (сумиране, изваждане, промяна на мащаба, интегриране и пр.). Днес при наличието на евтини интегрални операционни усилватели (ОУ), изработени в един корпус, ОУ стават подходящи за заместване на всякакъв тип *нискочестотни усилватели.*

Тъй като такива интегрални схеми се предлагат в много разновидности и на ниски цени, тук няма да даваме подробна информация за тяхното проектиране. Вместо това ще бъде обърнато внимание на това, как да се изберат външните елементи така, че схемата да изпълни определени действия, как да се свържат външните захранващи източници, как да се монтират корпусите на интегралните схеми и как да се тълкуват справочните данни за интегралните схеми. По-подробна информация за операционни усилватели може да се намери в книгата на автора *„Ръководство за използуване на ОУ"* (Manual for Operational Amplifier Users, Reston Publishing Company, Inc., Reston, Va., 76).

По-голяма част от данните, необходими за проектиране на схеми с определен тип ОУ, могат да се намерят в справочника. Освен това в справочника сигурно ще бъдат дадени и някои типични примери за използуване на интегралната схема (ИС). Справочниците за ИС схеми обаче имат два недостатъка. Първо, в тях не се дава връзката между параметрите на ИС и изходните данни за проектирането на определена схема. Второ, в тях не са описани голяма част от възможните приложения на основните ОУ.

Във всеки случай обаче е необходимо да се разберат и изтълкуват правилно справочните данни. Всяка фирма-производител има свой собствен начин за даване на справочните данни. Би било непрактично да разглеждаме тук всички съществуващи начини. Вместо това ще спрем вниманието си на типичната информация, която е дадена в справочниците за ИС, и на използуването на тази информация при проектирането и приложенията на ОУ.

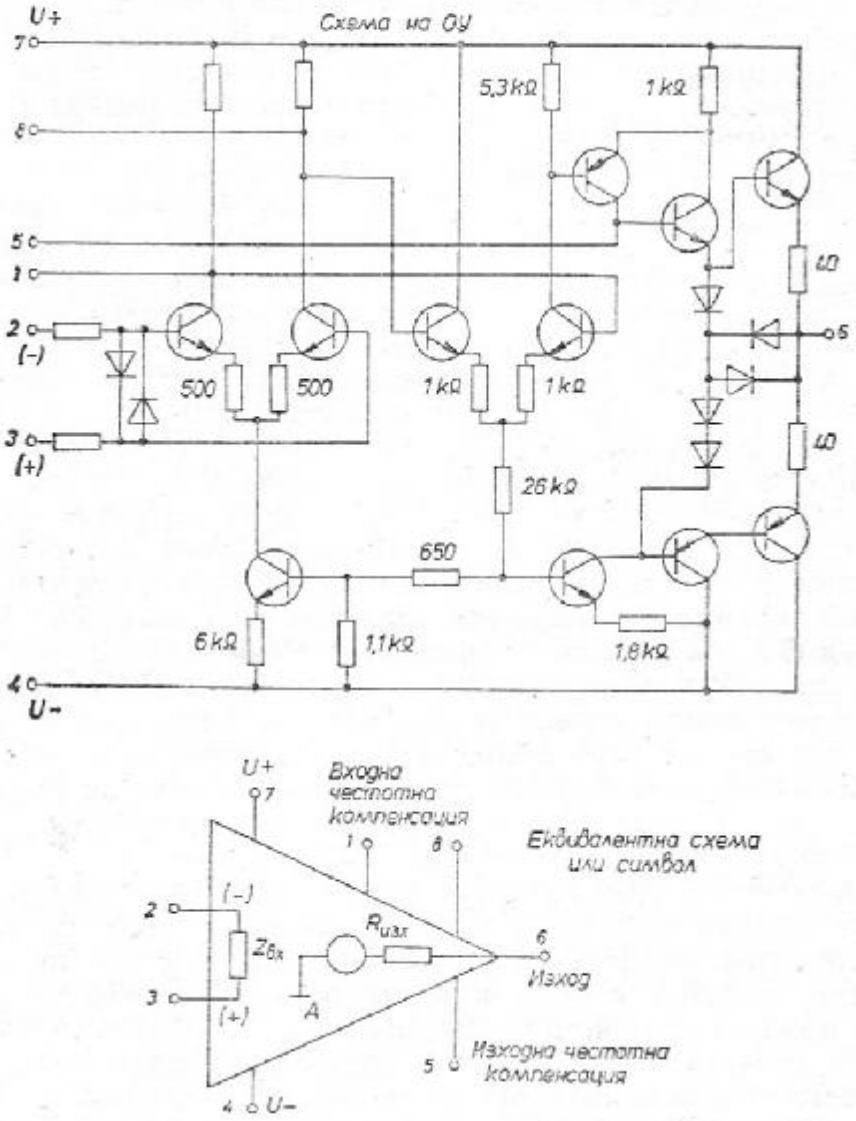
3-1. ОСНОВЕН ТИП ОПЕРАЦИОНЕН УСИЛВАТЕЛ С ИНТЕГРАЛНА СХЕМА

Интегралните ОУ обикновено съдържат няколко каскадно свързани диференциални стъпала, с което се постига както добро подтискане на синфазните сигнали (раздел 2-5.4), така и голям коефициент на усилване. Затова за тях е необходимо двойно захранващо напрежение — положително и отрицателно. Тъй като диференциалният усилвател има два входа, той осигурява инвертиране на входния сигнал и съответно условия за въвеждане на отрицателна обратна връзка към входа, както и усилване на входния сигнал със и без обръщане на фазата на 180°. За правилната работа на обикновения ОУ е необходимо от изхода му да се подаде сигнал на обратна връзка към входа, обикновено чрез съпротивление или импеданс. Изходът на усилвателя се свързва към инвертиращия му вход така, че да се осигури отрицателна обратна връзка (за постигане на желаните коефициент на усилване и честотна характеристика). Както и при всеки усилвател, фазата на сигнала се измества при преминаването от входа към изхода. Това фазово изместване зависи от честотата. Когато достигне 180°, то се изважда от (или се сумира към) фазовата разлика от 180°, дължаща се на обратната връзка. По този начин сигналът на обратната връзка се оказва във фаза (или почти във фаза) с входния сигнал и ще предизвика самовъзбуждане на усилвателя. Това нарастване на фазовото изместване при увеличаване на честотата ограничава широчината на честотната лента на усилвателя. То може да бъде компенсирано чрез свързване на допълнителна фазоизместваща верига (обикновено *RC*-група, но понякога може да бъде и отделен кондензатор).

3-1.1. Типична схема на интегрален операционен усилвател

Принципната и еквивалентната схема (символ) на един операционен усилвател така, както се дават в справочниците, са показани на фиг. 3-1. Това е един тристъпален усилвател, производство на Моторола, при който първото стъпало е с диференциален вход и диференциален изход. То трябва да осигури голям коефициент на усилване, голям коефициент на подтискане на синфазните сигнали и защита на входа срещу свръхнапрежения. (Диодите на входа на усилвателя го предпазват от повреда, ако изводите на входа случайно се свържат към захранващите напрежения или неправилно към друг източник на високо напрежение.) Второто стъпало е с диференциален вход и несиметричен изход, с малък коефициент на усилване по напрежение и с голям коефициент на подтискане на синфазните сигнали. Второто стъпало е свързано към първото чрез верига за обрат-

на връзка, която спомага за още по-добро подтискане на синфазните сигнали. Чрез използването на тези две диференциални стъпала и обратната връзка по общ сигнал се постига типичен коефициент на подтискане на синфазните сигнали, равен

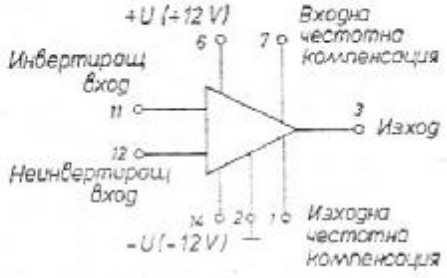


Фиг. 3-1. Типична схема на интегрален операционен усилвател и символичното му означение

на 110 dB. Третото стъпало е усилвател с голям коефициент на усилване, осигуряващ изместване на постояннотоковото ниво спрямо земя, възможност за пропускане на изходен ток и защита на изхода срещу късо съединение.

3-1.2. Свързване на захранващите източници към интегралната схема

Обикновено всеки операционен усилвател работи с положително и отрицателно захранващо напрежение. Това е така, защото във всеки ОУ се използуват един или повече диференциални усилвателя. Когато са необходими две захранващи напрежения, обикновено те са равни или симетрични (например +6 V и —6 V, +12 V и —12 V и т. н.). Така е и с ОУ от фиг. 3-2, който нормално работи с +12 V и — 12V. Възможно е един ОУ, който нормално работи с две захранващи напрежения, да бъде включен само към един захранващ източник, като се използуват специални схеми на свързване (извън операционния усилвател). Те са описани в края на този раздел. (Полупроводниковите токозахранващи устройства са разгледани подробно в глава 6.)



Фиг. 3-2. Типично захранване на линеен ОУ с две симетрични захранващи напрежения (±12 V)

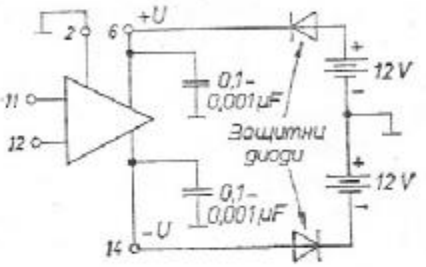
Означаване на захранващите напрежения на интегралния ОУ. За разлика от повечето схеми с отделни транзистори, при които обикновено единият полюс на захранващия източник се означава с плюс, а другият — с минус, без да се посочва кой от тях (ако някой) е свързан към земя, всички захранващи напрежения на интегралните ОУ трябва да бъдат зададени спрямо една обща маса (която може да не бъде „земя" на уреда или да не бъде свързана със земята).

Както и при транзисторите, фирмите-производители означават по различен начин едни и същи параметри. Например на схемата, показана на фиг. 3-2, положителното захранващо напрежение е означено с $+U$, а отрицателното с $-U$. На друго място може да срещнете означенията U_{EE} и U_{CC} за отрицателното, съответно положителното захранващо напрежение. Поради това трябва внимателно да се проучат справочните данни за съответната ИС, преди да се включи към нея каквото и да е захранващо напрежение.

Подаване на захранващи напрежения към ОУ. На фиг. 3-3 е показано свързването на един операционен усилвател към захранващите източници. Препоръчва се включването на показаните защитни диоди при използуването на такива захранващи източници, при които е възможно случайно да се разменят изводите за двете напрежения. Диодите позволяват на тока да протича само в съответната посока. ОУ от фиг. 3-3 работи

с две захранващи напрежения (всяко по 12 V), като положителният полюс на единия източник и отрицателният полюс на другия са свързани към земя или към обща точка.

Двата кондензатора, показани на фиг. 3-3, осигуряват развързване на захранващия източник (дават накъсо променливотоковия сигнал). Обикновено за тази цел се използуват дискови керамични кондензатори. Кондензаторите трябва да бъдат монтирани колкото може по-близо до изводите на ИС, а не на полюсите на захранващия токоизточник. Препоръчва се капацитетът на тези кондензатори при интегралните ОУ да бъде между 0,1 и 0,001 μF.



Фиг. 3-3. Подаване на захранващите напрежения към ОУ

Освен кондензаторите, показани на фиг. 3-3, при някои ОУ може да се наложи включването на допълнителни кондензатори към захранващите шини. Главната трудност при захранването на интегралните ОУ е възникването на осцилации, дължащи се на обратната връзка. Повечето от съвременните ОУ осигуряват голям коефициент на усилване при високи честоти. Ако се получи обратна връзка през захранването, усилвателят може да се самовъзбуди. При интегралните ОУ, чиито габаритни размери са много малки, изводите на входа, изхода и захранването са близо един до друг. Това е една предпоставка за нежелателна обратна връзка. Трудностите се увеличават и от това, че повечето ОУ са в състояние да пропуснат честоти, по-високи от указаните в справочника.

Например един ОУ, използуван за усилване на сигнали с честоти в звуковия обхват (до 20 kHz), който има усилване по мощност 20 dB, сигурно би могъл да пропусне без усилване сигнал с честота 10 MHz. Този сигнал с по-висока честота може да бъде висша хармонична на сигнал от нормалния работен обхват и при достатъчно усилване би могъл да попадне на входа чрез паразитната обратна връзка и да предизвика нежелано самовъзбуждане.

Когато монтирате ОУ, особено при експериментални схеми на монтажна дъска, винаги считайте, че схемата е високочестотна, даже и ако ОУ не е предназначен за работа при високи честоти и схемата нормално няма да се използува за обработване на сигнали с висока честота.

Заземяване на металния корпус на интегралната схема. Металният корпус на интегралната схема, показана на фиг. 3-3, е свързан към извод *2* и не е свързан към никаква друга точка на чипа. Затова извод *2* може и трябва да бъде

свързан към земята на апаратурата, както и към общия проводник или земята на двата захранващи източника.

При някои ИС металният корпус може да бъде свързан към някоя точка на чипа. В такъв случай корпусът на схемата има същия потенциал както съответната точка. Например корпусът може да се свърже към извод *14* на ОУ, показани на фиг. 3-2 и 3-3. Ако това стане, потенциалът на корпуса ще бъде по-нисък от този на „земята" с 12 V. Ако корпусът се монтира направо върху метално шаси, свързано със земя, ОУ и захранващият източник ще се повредят. Разбира се, не всички ОУ имат метален корпус; също така не всички метални корпуси са свързани към някоя точка на чипа. Но все пак написаното тук трябва да бъде взето пред вид преди включването на даден ОУ.

Пресмятане на тока, консумиран от ОУ. В справочниците за интегрални ОУ обикновено се дава номиналното работно напрежение (възможно е да бъде дадено максималното работно напрежение), както и „общата разсейвана мощност от прибора". Тези параметри могат да бъдат използувани за пресмятане на тока, консумиран от даден ОУ. Използувайте закона на Ом за постоянен ток и разделете мощността на напрежението, за да получите тока. Все пак трябва да се имат пред вид няколко неща.

Първо, при пресмятането използувайте действителното напрежение, подадено към операционния усилвател. То трябва да бъде равно на номиналното работно напрежение и в никакъв случай по-високо от максималното работно напрежение.

Второ, трябва да се използува *общата* разсейвана мощност от прибора. В справочника могат да бъдат дадени други разсейвани мощности, например „мощност, разсейвана от прибора", която се дефинира като постояннотокова мощност, разсейвана от самата интегрална схема (при изходно напрежение, равно на нула, и липса на товар). Всички други разсейвани мощности са винаги по-малки от общата разсейвана мощност.

Стабилност на захранващите напрежения. Обикновено ОУ работи нормално при изменение на захранващите напрежения с $\pm 20\%$. Този толеранс се отнася за номиналните работни напрежения, а не за максималните. Токовете (или консумираната мощност) се изменят пропорционално на захранващите напрежения.

Пулсациите и стабилността на захранващите напрежения са важни параметри. Общо взето, препоръчва се използуването на полупроводникови токоизправители с филтрация и стабилизация на изправеното напрежение, особено за ОУ с голям коефициент на усилване. В идеалния случай пулсациите (и всеки друг шум) трябва да бъдат 1% или по-малко.

Фактът, че за работата на ОУ (заради диференциалните усилватели) са необходими две захранващи напрежения, създава особени трудности по отношение на офсета (входното напрежение

на несиметрия). Например, ако положителното захранващо напрежение е по-високо от нормалното с 20%, а отрицателното — с 20% по-ниско, ще съществува разбалансиране и входно напрежение на несиметрия, въпреки че всички стъпала на ОУ са добре балансирани.

Последствията от работата на ОУ при напрежения със стойности извън границите на толеранса са същите, както когато усилвателят работи при крайни допустими стойности на температурата. Това значи, че при по-високо захранващо напрежение усилвателят ще има „свръхпараметри", а при по-ниско няма да достигне нормалните си параметри. Обикновено по-ниското напрежение не води до повреда на ОУ, както става при работа с напрежения, по-високи от максимално допустимите.

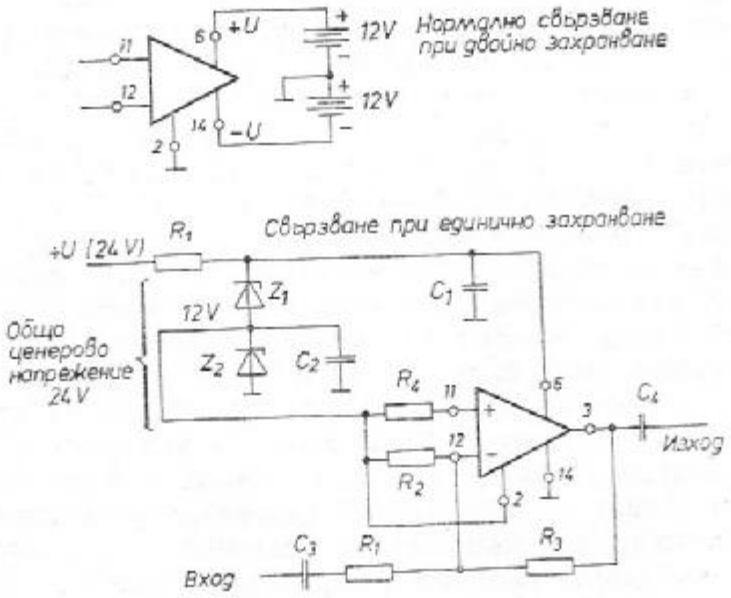
Работа на ОУ с единично захранващо напрежение. Операционните усилватели обикновено се конструират така, че да работят със симетрични положително и отрицателно захранващи напрежения. Това осигурява голям коефициент на подтискане на синфазните сигнали, както и добра работа при много ниски честоти (обикновено от няколко херца до постоянен ток). Ако може да се допусне влошаване на усилването при много ниски честоти, възможно е ОУ да работят с единично захранване независимо от това, че са проектирани за двойно. Освен понижаването на коефициента на усилване при много ниските честоти няма друга промяна в параметрите на ОУ.

По-долу са описани начините на захранване на повечето от съществуващите ОУ от един захранващ източник, които водят до минимални промени на параметрите на усилвателя. При работа на ОУ с едно захранващо напрежение важат същите максимални допустими напрежения и те трябва да се спазват така, както е посочено в справочника.

Начинът на захранване, описан тук, обикновено е познат като „метод на делител с ценерови диоди". Главната идея при използуване на единично захранващо напрежение е *да се запазят относителните нива на напреженията.* При един ОУ, проектиран за работа с две симетрични захранващи напрежения, има три опорни нива: $+U$, 0 и $-U$. Например, ако в справочника са посочени захранващи напрежения ± 12 V, трите опорни нива са $+12$ V, 0 V и -12 V.

При работа с едно захранващо напрежение същите опорни нива могат да се запазят, ако се използуват $++U$, $+U$ и земя (т. е. $+24$ V, $+12$ V и 0V), където $++U$ означава напрежение, двойно по-високо от $+U$. Това е показано на фиг. 3-4, където ОУ се захранва от делител с ценерови диоди. Обърнете внимание на това, че няма промяна на относителните нива на напреженията, въпреки че отделните изводи на ОУ са свързани (по отношение на земя) към напрежения, различни от ± 12 V. Извод *14* (нормално той се свързва към -12 V) е замасен. Извод

2 (нормално той се свързва към земя или към общия проводник) е включен към половината от общото ценерово напрежение (+12 V). Извод *6*, който нормално се включва към напрежението +12 V, сега е включен към цялото ценерово напрежение (+24 V).



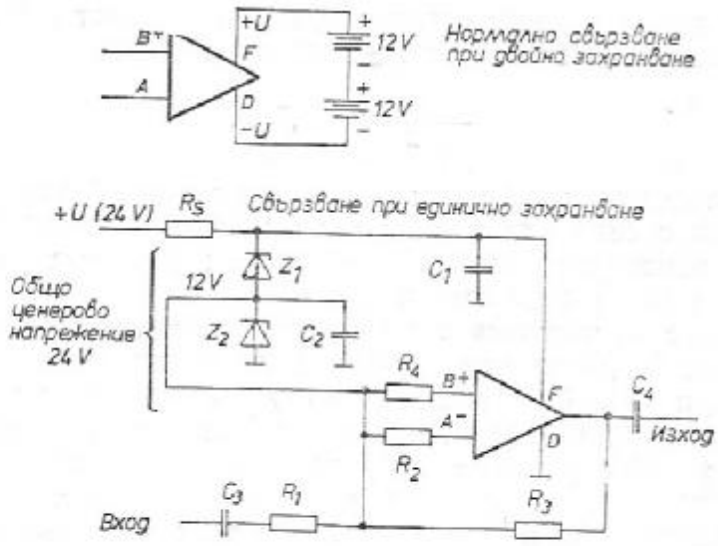
Фиг. 3-4. Свързване на ОУ за работа с едно захранващо напрежение (при обща земя на двете захранващи напрежения)

При единично захранване изводите на диференциалния вход *11* и *12*, които при двойно захранване нормално имат потенциал 0 V, трябва също да бъдат повдигнати до половината от общото ценерово напрежение (до +12 V). При това условие потенциалът на изхода също е равен на +12 V, плюс или минус някакво отклонение, дължащо се на входното напрежение на несиметрия (вж. раздел 3-3).

За да се намалят грешките, дължащи се на входното напрежение на несиметрия (поради различните падове на напрежение, предизвикани от протичането на входните токове през нееднакви съпротивления), се препоръчва съпротивлението на R_4 да бъде равно на съпротивлението на паралелната комбинация на R_2 и R_3. (Компенсирането на входното напрежение на несиметрия е разгледано подробно в раздели 3-3 и 3-4.)

Всяко изменение на ценеровото напрежение на диодите също ще доведе до изменение на напрежението в изхода на ОУ. Обикновено изменението на изходното напрежение е от порядъка на 50 до 100 μV за един волт изменение на ценеровото напрежение. В редки случаи това изменение е без особено значение.

Обърнете внимание на това, че ОУ от фиг. 3-4 има извод за свързване към земя (извод 2). Не всички ОУ имат такъв извод. Някои от ОУ имат изводи само за $+U$ и $-U$; въпреки че тези две напрежения са зададени спрямо обща земя, на корпуса на ОУ няма извод за земя.



Фиг. 3-5. Свързване на ОУ за работа с едно захранващо напрежение (при липса на обща земя на двете захранващи напрежения)

На фиг. 3-5 е показано свързването на такива ОУ към единично захранващо напрежение с помощта на делител на напрежение с ценерови диоди. Тук входните изводи (A и B) са свързани към половината от общото напрежение на ценеровите диоди, изводът на отрицателното захранващо напрежение $-U$ (D) е свързан на маса, а изводът за положителното захранващо напрежение $+U$ (F) е свързан към общото ценерово напрежение (+24 V).

На фиг. 3-4 и фиг. 3-5 е показано свързването на ОУ към единично положително захранващо напрежение. Може да бъде използувано също така и отрицателно захранващо напрежение. При отрицателно захранващо напрежение изводът $+U$ се свързва към земя, изводът $-U$ се свързва към общото ценерово напрежение (—24 V), входните изводи на ОУ и изводът за заземяване (ако има такъв) се свързват към половината от ценеровото напрежение. Разбира се, ценеровите диоди също трябва да се свържат обратно на предишния случай (вж. глава 6).

На фиг. 3-4 и фиг. 3-5 е показан резисторът R_S, свързан последователно на ценеровите диоди. Това е стандартно свързване за ценеровите диоди (вж. раздел 6-2). Съпротивлението на R_S е приблизително равно на

$$\frac{(\text{максимално захранващо напрежение} - \text{общо ценерово напрежение})^2}{\text{максимално допустима разсейвана мощност за ценеровите диоди}}$$

Например, нека да предположим, че общото ценерово напрежение е 24 V (по 12 V за всеки ценеров диод), захранващото напрежение би могло да се повиши до 27 V, и че са използувани ценерови диоди с допустимата разсейвана мощност 2 W. При тези условия съпротивлението на R_S трябва да бъде

$$\frac{(27-24)^2}{2} = 4{,}5\ \Omega.$$

От гледна точка на проектирането на схеми е без значение дали ОУ работи с едно или с две захранващи напрежения. По-долу са посочени основните различия в работните характеристики на усилвателя при двата вида захранване.

Схемите за честотна компенсация и при двата вида захранване са еднакви. (Фазово-честотната компенсация е описана подробно в раздел 3-2.) Ограниченията за работа при високи честоти в основни линии също са едни и същи. Долната гранична работна честота на ОУ с единично захранване обаче се определя от кондензаторите C_3 и C_4. Те не са необходими при работа с две симетрични захранващи напрежения. При работа с единично захранване се налага да се включат към входа и към изхода на ОУ кондензатори, защото тези изводи са свързани към половината от общото ценерово напрежение (или 12 V, ако използуваме по-горния пример). Следователно ОУ не може да бъде използуван като постояннотоков усилвател, ако работи с единично захранване. При захранване с две симетрични напрежения потенциалът на входовете и на изхода на ОУ е 0V.

Коефициентът на усилване при затворена верига на обратната връзка е еднакъв и при двата начина на захранване (раздел 3-2) и се определя от отношението R_3/R_1.

Капацитетът на развързващите кондензатори C_1 и C_2, общо взето, е един и същ и при двата начина на захранване. Все пак може да се окаже необходимо да се използуват малко по-големи кондензатори при захранване на ОУ от един източник, тъй като импедансът на ценеровите диоди вероятно е различен от този на токозахранващите източници (без ценеровите диоди.)

При обикновените ОУ съпротивлението на R_2 трябна да бъде между 50 и 100 Ω. Ако съпротивлението е много по-голямо или много по-малко от посоченото, може да се получи малък коефициент на усилване или ненормална честотна характеристика. На практика съпротивлението на R_2 трябва да се избере в посочените граници и след това да се променя в зависимост от резултатите от измерването на коефициента на усилване и на честотната характеристика.

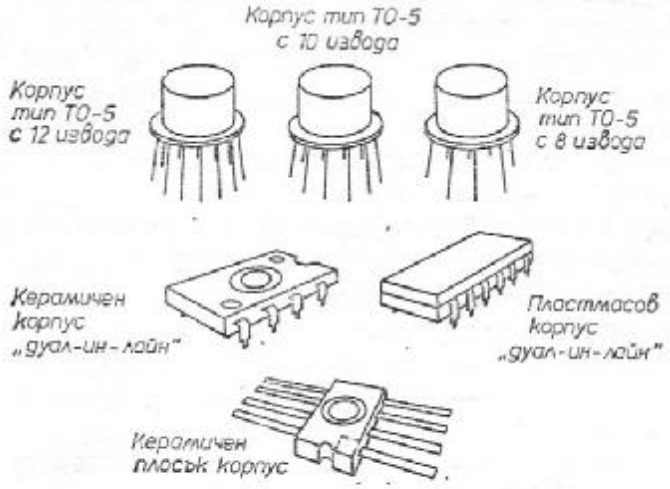
Съпротивлението на резистора R_4 към неинвертиращия вход

се избира така, че да сведе до минимум напрежението на несиметрия, което се дължи на разликата в импедансите. Като приблизителна първоначална стойност при експеримента съпротивлението на R_4 се избира равно на съпротивлението на паралелната комбинация на резисторите R_2 и R_3, т. е.

$$R_4 \approx \frac{R_2 R_3}{R_2+R_3} .$$

3-1.3. Корпуси на интегралните схеми

На фиг. 3-6 са показани някои от типичните корпуси на съвременни интегрални схеми. Технологията за изработване на корпуси за интегралните схеми непрекъснато се развива и променя. Затова тук няма да се обсъждат подробно начините за монтиране на интегрални схеми. Общо взето, керамичните корпуси превъзхождат тези от типа TO-5 поради това, че не трябва да се мисли как да бъдат изолирани от други метални части на конструкцията. Керамичните корпуси превъзхождат и тези от пластмаса, защото позволяват ИС да работи при по-висока околна температура. Керамичните корпуси обаче оскъпяват интегралната схема.



Фиг. 3-6. Типични корпуси на интегрални схеми

По време на експерименталния монтаж на устройството всякакви интегрални схеми могат да се монтират в продаваните цокли за интегрални схеми. Това ще позволи да се избегне запояването и отпояването на изводите на ИС по време на експеримента и при измерванията. Цоклите, произвеждани от Barnes Development

Co. и от Sealectro Co., са типични временни монтажни елементи, необходими по време на проектирането и изпробването на устройства с интегрални схеми.

3-1.4. Разсейвана мощност и температурни проблеми при проектирането на устройства с интегрални схеми

Основните правила по отношение на разсейваната мощност и температурния режим на интегралните схеми, общо взето, са същите както за транзисторите (вж. раздел 1-4). Максимално допустимата разсейвана мощност (обикновено означавана като P_d или P_D в справочниците за интегрални схеми) зависи от максималната температура на съхранение T_S, от максималната температура на околната среда T_A и от топлинното съпротивление между полупроводниковата пластина и корпуса на интегралната схема. Основното съотношение е

$$P_D = \frac{T_S - T_A}{\theta_{PC}},$$

Не винаги всички тези параметри могат да бъдат намерени в справочника за интегрални схеми. Доста често се дава само максимално допустимата разсейвана мощност при определена околна температура и се посочва коефициент на намаляване на максимално допустимата разсейвана мощност за дадено нарастване на температурата. Например една типична интегрална схема може да има максимално допустима разсейвана мощност 110 mW при 25° C и коефициент на намаляване на допустимата мощност 1 mW/° C. Ако такива ИС трябва да работят при 100° C, максимално допустимата разсейвана мощност се пресмята така: 100—25=75° C нарастване на температурата; 110—75=35 mW.

При липса на подробна информация в справочника за интегрални схеми по отношение на основните типове корпуси на ИС може да се използуват следните данни:

Керамичен плосък корпус:
- — топлинно съпротивление —140° C/W;
- — максимална температура на съхранение —175° C;
- — максимална околна температура —125° C.

Корпус тип TO-5:
- — топлинно съпротивление —140° C/W;
- — максимална температура на съхранение —200° C;
- — максимална околна температура —125° C

Керамичен корпус „дуал-ин-лайн“:
- — топлинно съпротивление —70° C/W;
- — максимална температура на съхранение —175° C;
- — максимална околна температура —125° C.

Пластмасов корпус „дуал-ин-лайн“:

— топлинно съпротивление —150° C/W;
— максимална температура на съхранение —85° C;
— максимална околна температура —75° C.

3-2. СЪОБРАЖЕНИЯ ЗА ОПРЕДЕЛЯНЕТО НА АМПЛИТУДНО-ЧЕСТОТНАТА ХАРАКТЕРИСТИКА И КОЕФИЦИЕНТА НА УСИЛВАНЕ

Повечето от проблемите при проектирането на схеми с интегрални ОУ възникват в резултат на компромиса между коефициента на усилване и амплитудно-честотната характеристика (или широчината на честотната лента). Коефициентът на усилване *при отворена верига на обратната връзка* (без обратна връзка) и амплитудно-честотната характеристика са параметри на самата интегрална схема, но те могат да бъдат променени чрез *външни компенсиращи вериги*. Коефициентът на усилване *при затворена верига на обратната връзка* (с обратна връзка), както и амплитудно-честотната характеристика на ОУ зависят преди всичко от елементите на тази *външна обратна връзка*. Въпреки че ОУ се използуват почти винаги в режим на работа с обратна връзка, параметрите на схемата при липса на обратна връзка оказват значително влияние и трябва да се вземат пред вид при проектирането на веригата за обратна връзка на операционния усилвател

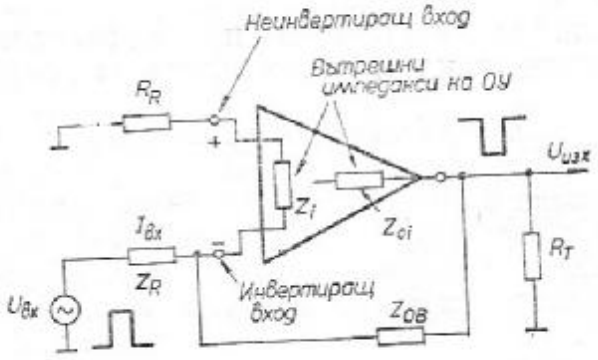
3-2.1. Инвертиращ и неинвертиращ ОУ с обратна връзка

Двете основни схеми на ОУ с обратна връзка—*инвертиращ* и *неинвертиращ усилвател*, са показани на фиг. 3-7 и фиг. 3-8. И в двата случая сигнал от изхода на усилвателя през импеданса $Z_{ОВ}$ се връща към инвертиращия (означен с минус) вход, като по този начин се регулират коефициентът на усилване и честотната характеристика. При инвертиращия усилвател, показан на фиг. 3-7, входният сигнал се подава на инвертиращия вход и на изхода на усилвателя се получава инвертиран на 180°. При неинвертиращия усилвател входният сигнал се подава на неинвертиращия вход и на изхода на усилвателя се получава неинвертиран сигнал (увеличението на входния сигнал води до увеличаване и на изходния сигнал). По-често се използува инвертиращият усилвател (фиг. 3-7), при който нарастването на входния сигнал води до намаляване на изходния.

Уравненията, написани на фиг. 3-7 и фиг. 3-8, са класически основни формули. При съставянето им не е взет пред вид фактът, че коефициентът на усилване на усилвателя при отворена верига на обратната връзка не е безкрайно голям, нито пък този,

че изходният му импеданс не е безкрайно малък. Така че по начало тези уравнения водят до известна грешка и получените по тях стойности трябва да се приемат само като *ориентировъчни.*

И за двата вида усилватели коефициентът на усилване при



$$\frac{U_{изх}}{U_{вх}} = -\frac{Z_{ов}}{Z_K}$$ (когато коеф. на усилване без обратна връзка е безкрайно голям)

Коеф. на усилване във веригата за обр. връзка $\approx \dfrac{\text{коеф. на усилване без обр. връзка}}{\dfrac{Z_{OB}}{Z_R}}$

Коеф. на подтискане на синфазни сигнали $\lessapprox \dfrac{\text{коеф. на усилване без обр. връзка} \times Z_i}{R_R}$

$$Z_{вх} \approx \frac{Z_{OB}}{\text{коеф. на усилване без обр. връзка}}$$

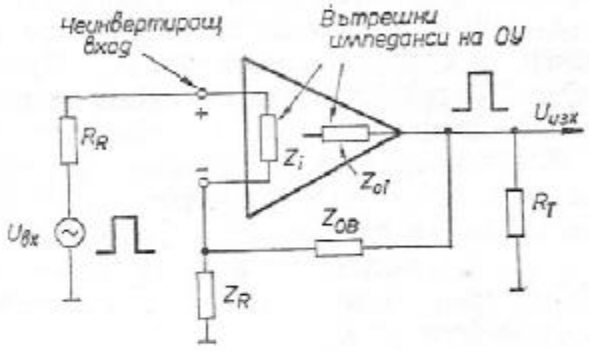
$Z_{вх} \approx Z_R$ (когато коеф. на усилване без обр. връзка е безкрайно голям)

$$Z_{изх} \approx \frac{Z_{oi}}{\text{коеф. на усилване във веригата за обр. връзка}}$$

Фиг. 3-7. Инвертиращ усилвател с обратна връзка (теоретични зависимости). С разрешение на RCA

затворена верига на обратната връзка, или отношението $U_{изх}/U_{вх}$, е приблизително равен на отношението Z_{OB}/Z_R. Обикновено Z_{OB} и Z_R са постоянни композиционни (безиндуктивни) резистори. Така че, ако съпротивлението на Z_{OB} е 100 000 Ω, а това на Z_R е 1000 Ω, отношението на съпротивленията е 100:1 и коефициентът на усилване при затворена верига на обратната връзка е 100 (40 dB). Теоретически чрез подходящ избор на Z_{OB} и Z_R може да се получи какъвто и да е коефициент на усилване. Очевидно е обаче, че съществуват практически граници. Например, ако коефициентът на усилване при отворена верига на обратната връзка е по-

малък от 100, не съществува отношение Z_{OB}/Z_R, при което би могъл да се получи коефициент на усилване 100. Освен това, даже и когато може да се получи даден коефициент на усилване, едно неправилно съотношение между Z_{OB} и Z_R би могло да постави усилвателя в нестабилен режим на работа (както е обяснено подолу в този раздел).



$$\frac{U_{изх}}{U_{вх}} = 1 + \frac{Z_{OB}}{Z_R}$$ (когато коеф. на усилване без обр. връзка е безкрайно голям)

Коеф. на усилване във веригата за обр. връзка $\approx \dfrac{\text{коеф. на усилване без обр. връзка}}{1 + \dfrac{Z_{OB}}{Z_R}}$

Коеф. на подтискане на синфазни сигнали $< \dfrac{\text{коеф. на усилване без обр. връзка} \times Z_i}{Z_i + R_R}$

Коеф. на подтискане на синфазни сигнали $> \dfrac{Z_i + R_R}{Z_i}$

$$Z_{вх} \approx Z_i + \frac{\text{коеф. на усилване без обр. връзка} \times Z_i}{1 + \dfrac{Z_{OB}}{Z_R}}$$

$$Z_{изх} \approx \frac{Z_{oi}}{\text{коеф. на усилване във веригата за обр. връзка}}$$

Фиг. 3-8. Неинвертиращ усилвател с обратна връзка (теоретични зависимости). С разрешение на RCA

И при двата вида усилватели коефициентът на усилване в затворената верига на обратната връзка се дефинира като отношение на коефициента на усилване при отворена верига на обратната връзка към коефициента на усилване при затворена верига за обратната връзка. Когато коефициентът на усилване във веригата за обратната връзка е голям, априорната неточност на уравненията от фиг. 3-7 и фиг. 3-8 става малка. Например, ако коефициентът на усилване при отворена верига на обратна връзка е 1000, а коефициентът на усилване при затворена верига на обратната връзка е 100, коефициентът на усилване във веригата

за обратна връзка е 10. Ако коефициентът на усилване с обратна връзка се намали до 10, коефициентът на усилване във веригата за обратна връзка става 100 и уравненията са по-точни. Все пак, както е обяснено по-нататък, не винаги е възможно, нито пък винаги е желателно да се работи с голям коефициент на усилване във веригата за обратна връзка.

При инвертиращия усилвател (фиг. 3-7) входният импеданс на усилвателя $Z_{вх}$ (с който се натоварва източникът на сигнал) е приблизително равен на съпротивлението на Z_R. Изходният импеданс на усилвателя $Z_{изх}$ приблизително е равен на входния импеданс Z_I, разделен на коефициента на усилване във веригата за обратна връзка. Коефициентът на подтискане на синфазните сигнали има някаква стойност, много по-голяма от отношението на R_R и Z_I. Така че, за да се получи голям коефициент на подтискане на синфазни сигнали, желателно е да се избира голяма стойност на R_R. Въпреки това обаче не винаги е възможно да се използуват големи стойности на R_R.

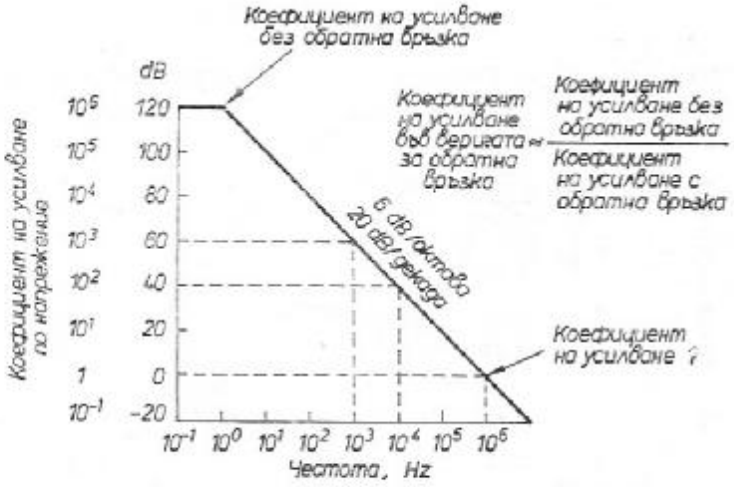
При неинвертиращия усилвател, показан на фиг. 3-8, параметрите на схемата са подобни на тези на инвертиращия усилвател, което се вижда и от уравненията. Главната разлика се състои в това, че входният импеданс Z_I при неинвертиращия усилвател има по-голямо значение.

3-2.2. Амплитудно-честотна характеристика на идеален ОУ

На фиг. 3-9 е показана амплитудно-честотната характеристика на един идеален ОУ. При него коефигиентът на усилване без обратна връзка остава постоянен до една определена честота, след което започва да спада. Точката, от която започва спадането на усилването, понякога се дефинира като *полюс*. Кривата от фиг. 3-9 е известна като *еднополюсна крива* (могат да се срещнат и названията крива на Боде, зависимост коефициент на усилване (широчина на честотната лента или честотна характеристика). При първия (и единствен) полюс коефициентът на усилване започва да спада с 6 dB/октава или 20 dB/декада. Терминът „6 dB/октава" означава, че усилването спада с по 6 dB при всяко удвояване на честотата. Същото се отнася и за спадането с по 20 dB за всяко нарастване на честотата 10 пъти.

Ако коефициентът на усилване при отворена верига на обратната връзка на един ОУ е като показания на фиг. 3-9, при съответен избор на стойностите на елементите във веригата за обратна връзка може да се получи всякакъв стабилен коефициент на усилване с обратна връзка, стига той да бъде по-малък от този при отворена верига на обратната връзка. Все пак трябва да се направи компромис между коефициента на усилване и широчината на честотната лента.

Например, ако трябва да се получи коефициент на усилване 100 (40 dB), ще се използува съпротивление на резистора във веригата за обратна връзка Z_{OB}, което е 100 пъти по-голямо от входното съпротавление Z_R, т. е. ако Z_{OB} е 1000 Ω, Z_R е 10 Ω. Коефи



Фиг. 3-9. Амплитудно-честотна характеристика на идеален ОУ

циентът на усилване при затворена верига на обратната връзка остава постоянен до 10^4 Hz и спада с по 6 dB /октава до единица (усилване 1)при 10^6 Hz. Ако желаете да получите коефициент на усилване 1000 (60 dB), съпротивлението във веригата за обратна връзка трябва да стане 1000 пъти по-голямо от съпротивлението на входния резистор Z_R (Z_R да бъде 10 Ω, а Z_{OB} — 10 000 Ω). Това обаче намалява широчината на честотната лента. Коефициентът на усилване остава постоянен до честота 10^3 Hz (вместо до 10^4 Hz), след което спада с по 6 dB/октава до единица.

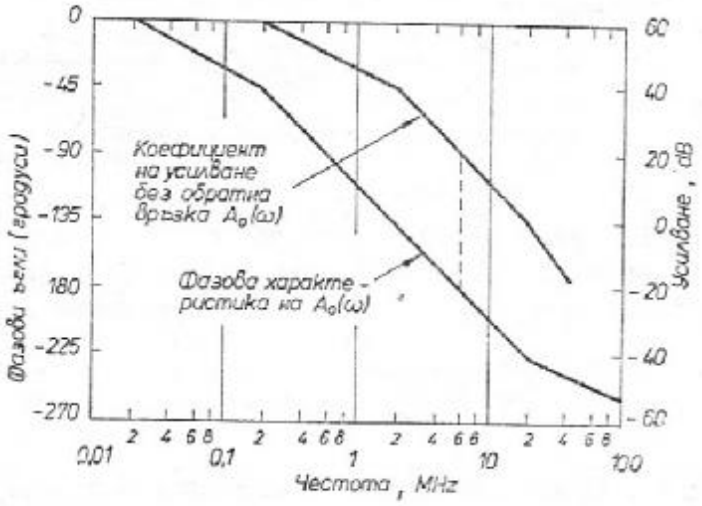
Трябва да се отбележи, че амплитудно-честотните характеристики на реалните ОУ рядко изглеждат като показаната на фиг. 3-9. Единственото възможно изключение от това правило са може би характеристиките на ОУ с вътрешна компенсация, описани по-долу

3-2.3. Амплитудно-честотна характеристика на реален ОУ

Амплитудно-честотната характеристика на реален ОУ при отворена верига на обратната връзка се доближава много повече до тази, показана на фиг. 3-10. Тази крива е триполюсна. Първият полюс се намира при честота около 0,2 MHz, вторият — при честота 2 MHz и третият — при честота 20 MHz. (В действителната амплитудно-честотна характеристика на един реален ОУ няма да има рязко пречупване на кривата при полюсите. Напротив, „ъглите“

на полюсите са закръглени и се различават трудно. Въпреки това кривата на фиг. 3-10 е дадена, за да се получи представа за този тип амплитудно-честотни характеристики.)

Според кривата от фиг. 3-10 коефициентът на усилване е постоянен и е равен на 60 dB до първия полюс, след това спада



Фиг. 3-10. Честотна и фазова характеристика на ОУ с отворена верига на обратната връзка и без честотна компенсация. С разрешение на RCA

до 40 dB при втория полюс. Тъй като между първия и втория полюс честотата се изменя с една декада (10 пъти — от 0,2 на 2 MHz), спадането е 20 dB/декада или 6 dB/октава. При нарастване на честотата коефициентът на усилване продължава да намалява и при третия полюс спада до 1 (0 dB). Следователно спадането е 40 dB/декада или 12 dB/октава. При третия полюс коефициентът на усилване започва да спада под 1 с наклон 60 dB/декада или 18 dB/октава.

В някои справочници за ОУ са дадени криви като показаната на фиг. 3-10. Ако не разполагате със справочни данни, възможно е да се изпробва ОУ в лабораторни условия и да се начертаят реалните характеристики (честотната характеристика и фазовото изместване). Методиката за измерване на честотната характеристика на ОУ е подобна на тази, използувана при нискочестотните усилватели (раздел 2-12). В раздел 3-17 са описани измерванията на фазовото изместване на сигнала при ОУ.

3-2.4. Проблеми с фазовото изместване на сигнала

На фиг. 3-10 е показано също така и фазовото изместване на сигнала. При нарастване на честотата фазовото изместване между входния и изходния сигнал на ОУ се увеличава. За честоти до около 0,02 MHz фазовото изместване е нула, т. е. изходният сигнал е във фаза със сигнала на неинвертиращия вход и е дефазиран точно на 180° спрямо сигнала на инвертиращия вход на ОУ. Както беше обяснено в раздел 3-2.1, обикновено инвертиращият вход се използува за подаване на обратната връзка в операционните усилватели. При повишаване на честотата до около 0,2 MHz фазовото изместване нараства на около 45°. Това значи, че изходните сигнали са дефазирани на 135° (180°—45°) спрямо сигналите на инвертиращия вход. При честоти около 6 MHz изходните сигнали са във фаза с тези на инвертиращия вход. Тъй като чрез веригата за обратна връзка (Z_{OB}) изходният сигнал се връща към инвертиращия вход (фиг. 3-7), при достатъчно голям размах на изходния сигнал ОУ ще се самовъзбуди.

Самовъзбуждане може да се получи, ако изходният сигнал е изместен по фаза на приблизително 180° (и е подаден към инвертиращия вход през веригата за обратна връзка). Даже и да не се получи самовъзбуждане, работата на усилвателя става нестабилна. Например коефициентът на усилване няма да бъде постоянен. Обикновено се получава остро „*изгърбване*" на амплитудно-честотната характеристика, като изходният сигнал остава постоянен до честотата, при която фазовото изместване става 180°; след тази честота коефициентът на усилване рязко нараства и достига върхова стойност. Това се дължи на изходните сигнали, които са почти във фаза с входните и върнати през веригата за обратна връзка, „подсилват" входните сигнали. При още по-високи честоти коефициентът на усилване рязко спада и/ил исе получава самовъзбуждане. Като правило операционните усилватели не бива да се оставят да работят при честоти, при които се получава фазово изместване около 180° без компенсация. За операционния усилвател от фиг. 3-10 максималната честота, при която може да работи без компенсация, е около 5 MHz. Това е честотата, при която коефициентът на усилване без обратна връзка е +25 dB.

Едно от правилата, срещани често в литературата по операционни усилватели, гласи, че точката, при която се получава фазово изместване от 180°, винаги съответствува на честота, при която коефициентът на усилване без обратна връзка спада с 12 dB/октава. Според това правило коефициентът на усилване при затворена верига на обратната връзка трябва да се избере така, че усилване 1 да се получи при някаква честота, близка до началото на спадането с по 12 dB/октава (например при 2 MHz за ОУ, показан на фиг. 3-10). Спазването на това изискване обаче обикновено води до стесняване на честотната лента на ОУ.

Едно по-практично правило е следното. Когато избраният коефициент на усилване при затворена верига на обратната връзка е равен на (или е по-малък от) коефициента на усилване без обратна връзка в точката, в която фазовото изместване е 180°, ОУ ще бъде в нестабилен режим. Например, ако за ОУ се избере усилване при затворена верига на ОВ 20 dB или по-малко, при характеристики като показаните на фиг. 3-10 без верига за компенсация той ще бъде нестабилен.

За да определите максималния коефициент на усилване при затворена верига на обратната връзка, просто намерете точката, където права с начало —180° и успоредна на абсцисата (фиг. 3-10) пресича кривата на фазовата характеристика. След това от тази точка издигнете перпендикуляр до пресичането на характеристиката на коефициента на усилване без обратна връзка. Коефициентът на усилване при затворена верига на обратната връзка трябва да бъде по-голям от коефициента на усилване без обратна връзка за честотата, при която фазовото изместване е 180°, но по-малък от максималния коефициент на усилване без обратна връзка. Ако се използува фиг. 3-10 като пример, коефициентът на усилване с обратна връзка трябва да бъде по-голям от 20 dB, но по-малък от 60 dB.

Помнете, че правилата, за които стана дума до тук, важат за ОУ без компенсация. При подходяща честотна компенсация широчината на честотната лента (честотната характеристика) и/или коефициентът на усилване могат да бъдат увеличени.

3-2.5. Методи за честотна компенсация

Проблемите при проектирането на схеми с ОУ, възникващи заради прекалено голямото фазово изместване на изходния сигнал, могат да бъдат преодолени чрез различни методи за честотна компенсация, които променят фазовата характеристика на ОУ така, че в интересуващия ни честотен обхват не се получава критично фазово изместване. По-долу са дадени основните методи за честотна компенсация.

Изменение на веригата за обратна връзка. Коефициентът на усилване на ОУ с обратна връзка може да бъде изменен чрез кондензатори и/или бобини, включени във външната верига за обратна връзка (вместо постоянните резистори). Кондензаторите и бобините изменят импеданса си при промяна на честотата. Това осигурява различно напрежение на обратната връзка за входа на ОУ при различните честоти и променя фазовото изместване на сигнала за обратна връзка. Кондензаторите и бобините могат да бъдат подбрани така, че да компенсират нежеланото фазово изместване.

Честотна компенсация чрез изменение на веригата за обратна

връзка обикновено не се използува, защото този метод може да създаде трудности с импедансите както при горната, така и при долната гранична работна честота. Този метод обаче се използува, когато ОУ е част от лентов филтър, от режекторен филтър или от резонансна верига, както е описано в раздел 3-8 и 3-9.

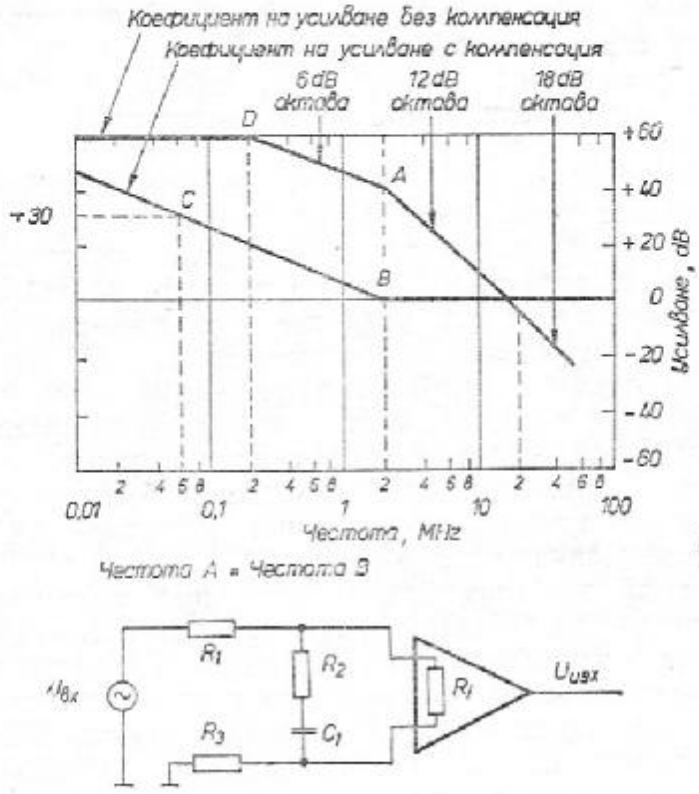
Изменение на входния импеданс. Импедансът на ОУ при отворена верига на обратната връзка може да бъде изменен чрез резистори и кондензатори, включени към изводите на входа на усилвателя. Импедансът, реализиран чрез *RC*-група, се изменя при промяна на честотата, като по този начин изменя и входния импеданс на ОУ. Обратно, изменението на входния импеданс (при промяна на честотата) променя и широчината на честотната лента, и фазовата характеристика на ОУ. Подобно изменение на схемата измества началото на спадането на коефициента на усилване към по-ниските честоти, отколкото при нормалната характеристика на ОУ без обратна връзка, но *спадането е стабилно* и прилича на „идеалната" крива от фиг. 3-9. При един ОУ, който е компенсиран правилно чрез *RC*-група към входа, желаният коефициент на усилване при затворена верига на обратната връзка може да бъде получен чрез избор на съпротивлението на външните резистори за обратна връзка по традиционния нормален начин.

Методите за честотна компенсация, при които се изменя входният импеданс на ОУ без обратна връзка, позволява въвеждането на нула в честотната характеристика. Тази нула може да бъде проектирана така, че да ликвидира един от полюсите на честотната характеристика на ОУ без обратна връзка. Обикновено се премахва първият полюс и коефициентът на усилване при отворена верига на обратната връзка спада до 1 (0 dB) при втория полюс. Това значи, че след изменението коефициентът на усилване спада на 1 при честотата, при която при липса на компенсация наклонът на честотната характеристика се променя от 6 dB/октава на 12 dB/октава. Това е показано на фиг. 3-11.

При един друг, по-рядко използуван метод коефициентът на усилване спада на 1 при честотата, при която наклонът на честотната характеристика на ОУ се изменя от 12 dB/октава на 18 dB/октава. Двете схеми за изменение на входния импеданс на ОУ са описани в раздел 3-2.6.

Компенсация с фазово изпреварване. Честотната и фазовата характеристика на един ОУ без обратна връзка могат да бъдат изменени чрез кондензатор (или кондензатори), свързани към стъпалата на усилвателя. Обикновено кондензаторите се свързват между колекторите на транзисторите в един от диференциалните усилватели с голям коефициент на усилване. В други случаи кондензаторите са свързани между колекторите и земя. Обикновено тези кондензатори са външни за операционния усилвател и се свързват към неговите стъпала чрез изводите, предвидени за тази цел (такива изводи са показани на фиг. 3-1).

Компенсацията с фазово изпреварване налага да се познават параметрите на схемата на операционния усилвател. Обикновено информацията, необходима за проектиране на компенсация с фазово изпреварване, може да се намери в справочник за ОУ. Типич-



R_i—входен импеданс на ОУ

$$R_1=R_3=\left(\frac{\text{коеф. на усилване без компенсация, dB}}{\text{коеф. на усилване с компенсация, dB}}\right) R_i$$

$$C_1=\frac{1}{6{,}28 \times \text{честотата } D \times R_2}$$

$$R_2=\frac{R_1+R_3}{\left(\frac{\text{честота } D}{\text{честота } C}-1\right)\left(1+\frac{R_1+R_3}{R_1}\right)}$$

$$\text{Коеф. на усилване с компенсация}=\frac{\text{коеф. на усилване без компенсация} \times R_i}{R_i+R_1+R_3}$$

$$\text{Честота } D=\frac{1}{6{,}28 \times R_2 \times C_1}$$

Фиг. 3-11. Честотна компенсация чрез изменение на входния импеданс. С рав решение на Моторола

ни схеми за компенсация с фазово изпреварване са дадени в раздел 3-2.7.

Компенсация с фазово изоставане. Честотната и фазова-

та характеристика на един ОУ без обратна връзка могат да бъдат изменени чрез последователно свързани резистор и кондензатор, включени към някое стъпало на усилвателя. Има две основни схеми на компенсация с фазово изоставане.

Първата от тях, известна обикновено като схема за *RC-спадане* (на коефициента на усилване), *схема за спадане по права линия* или *схема за компенсация с фазово изоставане*, изменя честотната характеристика на ОУ без обратна връзка чрез *RC*-група, свързана успоредно на входа или на изхода на някое от усилвателните стъпала на ОУ.

При другата схема, известна като *схема за спадане* (на коефициента на усилване) *с ефект на Милер* или като *схема за компенсация с ефект на Милер*, коефициентът на усилване на ОУ без обратна връзка се променя чрез *RC*-верига, свързана между входа и изхода на едно от инвертиращите стъпала на ОУ. Импедансът на компенсиращата *RC*-верига в този случай *влияе* така, като че ли е разделен на коефициента на усилване на това стъпало.

И при двете схеми спадането на коефициента на усилване започва от честотата, определена от *RC*-веригата. При схемата за компенсация с фазово изоставане с ефект на Милер е необходим много по-малък компенсиращ кондензатор, отколкото при схемата за компенсация със спадане на коефициента на усилване по права линия. Освен това намаляването на максимално възможния размах на изходния сигнал, което е присъщо на схемата за спадане на коефициента на усилване по права линия, се получава при компенсацията с ефект на Милер при значително по-високи честоти.

Както при компенсацията с фазово изпреварване, така и при компенсацията с фазово изоставане е необходимо да се познават параметрите на схемата на ОУ. Обикновено в справочниците се дава нужната информация за честотната компенсация с фазово изоставане, ако този метод се препоръчва от фирмата-производител. Типична схема за компенсация със спадане на коефициента на усилване по права линия е описана в раздел 3-2.7, а схема за компенсация с ефект на Милер — в раздел 3-2.8.

Как да се избере методът за честотна компенсация? В един изчерпателен справочник за ОУ ще можете да намерите един или няколко метода за честотна компенсация, както и сравнение на достойнствата на всеки от тях. Обикновено това се прави, като се дават криви на характеристиките за различни стойности на елементите във веригата за честотна компенсация. Няколко примера са обсъдени в разделите 3-2.6 ÷ 3-2.8.

Във всички случаи трябва да се използуват препоръчаните в справочника стойности на елементите за честотна компенсация. Правилната честотна компенсация на ОУ е най-малкото трудна работа и обикновено желаният резултат се достига по метода на

пробите и грешките. Ако използвате данните от справочника, ще се опирате на резултатите от изпитванията, които е провела фирмата-производител с промишлени количества от даден тип ОУ.

Ако не разполагате със справочни данни или ако в справочника не намерите нужната информация, пак е възможно да проектирате веригата за честотна компенсация, като използвате някои груби правила. Първата стъпка при подбирането на подходящата честотна компенсация (когато липсват справочни данни за нея) е измерването на честотната характеристика и на фазовото изместване на сигнала на ОУ без обратна връзка (както е описано в раздел 2-12 и раздел 3-27). След това трябва да се начертае крива, подобна на тази от фиг. 3-10. Въз основа на действителната честотна характеристика и на сведенията, дадени в раздели 3-2.5÷3-2.8, се избират пробни стойности на елементите от веригата за честотна компенсация. След това отново се измерват честотната характеристика и фазовото изместване на изходния сигнал на ОУ. Ако честотната характеристика не е такава, каквато е необходима, променете по подходящ начин стойностите на елементите от веригата за честотна компенсация.

Всеки от методите за честотна компенсация има своите предимства и недостатъци. Главното предимство на метода с изменение на входния импеданс на ОУ без обратна връзка (раздел 3-2.6) е, че той може да се използува и при липса на справочни данни (или ако разполагате с ограничена информация). Единственият параметър на ОУ, който трябва да бъде известен, е входният импеданс. Той почти винаги се дава в справочниците и каталозите за ОУ. Ако не е посочен, входният импеданс може да бъде измерен лесно по начина, описан в раздел 3-17.

Честотната компенсация с фазово изпреварване и с фазово изоставане са общоприетите методи, по-специално за честотна компенсация на интегрални ОУ. Тези методи имат предимството в сравнение с метода с изменение на входния импеданс, че веригата за честотна компенсация е напълно изолирана от веригата за обратна връзка. При схемата за компенсация с изменение на входния импеданс резисторът във веригата за честотна компенсация е част и от веригата за обратна връзка.

Честотните компенсации с фазово изпреварване и с фазово изоставане имат и определени недостатъци. Внимателно проучване на информацията, дадена в раздели 3-2.7÷3-2.9 ще покаже, че е необходимо да се познават някои параметри на схемата на ОУ, за да може да се определи точно честотната характеристика на операционния усилвател с верига за компенсация. Когато се използува честотна компенсация с фазово изпреварване (раздел 3-2.7), честотната характеристика на компенсирания ОУ зависи напълно само от капацитета на кондензаторите и трябва да бъде определена практически чрез измерване. При честотната компенсация с фазово изоставане (раздели 3-2.8 и 3.2-9) стойностите

на R и C от веригата за честотна компенсация се определят в зависимост от честотата, при която наклонът на честотната характеристика на ОУ без обратна връзка се променя от 6 dB /октава на 12 dB/ октава. Тази честота може да бъде намерена чрез изпитване на ОУ без компенсация. За да може обаче да се определи честотата, при която след компенсацията честотната характеристика ще започне да спада (коефициентът на усилване ще започне да намалява), трябва да бъде известна активната динамична (предавателна) проводимост (или коефициентът на усилване) и товара на всяко от стъпалата на ОУ. Такава информация обикновено не се среща в справочниците и не може да бъде получена чрез прости измервания.

Накрая като обобщение — един практически съвет. Ако разполагате със справочни данни, използувайте препоръчания от фирмата метод за честотна компенсация. По всяка вероятност това ще бъде компенсация с фазово изпреварване или с фазово изоставане. Ако липсва информация относно начина на честотна компенсация за съответния тип ОУ, използувайте метода с изменение на входния импеданс.

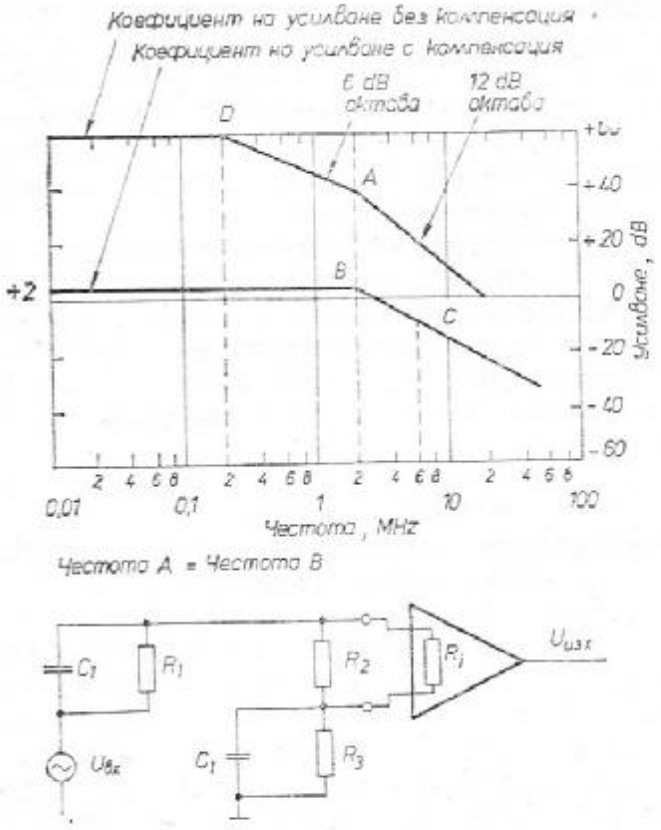
3-2.6. Честотна компенсация чрез изменение на входния импеданс

Има два общоприети начина за честотна компенсация чрез изменение на входния импеданс на операционния усилвател. Първият начин, показан на фиг. 3-11 е най-широко използуваният, защото при него се получава спадане на коефициента на усилване по права линия, подобна на идеалната характеристика от фиг. 3-9. След като е била изменена входната верига на ОУ, може да се използува обикновена обратна връзка, за да се избере всякаква стойност на коефициента на усилване по склона на характеристиката, т. е. може да се реализира всякаква комбинация от коефициент на усилване и честота, както е обяснено в раздел 3-2.2. Главният недостатък на метода, показан на фиг. 3-11, се състои в това, че коефициентът на усилване започва да намалява при твърде ниски честоти. Следователно, ако е желателно получаването на голям коефициент на усилване, това може да стане само за сметка на тясна честотна лента.

Методът, показан на фиг. 3-12, се използува, когато се отдава най-голямо значение на широчината на пропусканата честотна лента, а коефициентът на усилване не е толкова важен. Както се вижда от фигурата, спадането на коефициента на усилване с компенсация не започва преди достигане на честотата, при която наклонът на честотната характеристика на ОУ без компенсация се променя от 6 dB/октава на 12 dB/октава. До тази честота коефициентът на усилване е постоянен и липсва повдигане на усил-

ването за някои честоти. Все пак имайте пред вид, че използването на метода от фиг. 3-12 обикновено води до получаване на малък коефициент на усилване в работния честотен обхват.

Първи метод за честотна компенсация чрез изменение на входния импеданс. Да приемем, че трябва да се използува методът, показан на фиг. 3-11, за да се направи честотна компенсация на ОУ с характеристики, показани на фиг. 3-10. Това значи, че коефициентът на усилване на ОУ без обратна връзка при липса на честотна компенсация е 60 dB, спадането на честотната характеристика с наклон 6 dB/октава започва при често-



R_i — входен импеданс на ОУ

$$R_1 = R_3 = \frac{1}{6{,}28 \times \text{честота } D \times C_1}$$

C_1 — вижте текста

$$R_2 = \frac{\text{коеф. на усилване с компенсация}}{\text{коеф. на усилване без компенсация}} \times 2R_1$$

$$\text{Честота } C \approx \frac{2}{6{,}28 \times R_2 \times C_1}$$

Фиг. 3-12. Честотна компенсация чрез изменение на входния импеданс. С разрешение на Моторола (разширяване на пропусканата честотна лента)

та 0,2 MHz, спадането с наклон 12 dB/октава започва при честота 2 MHz и спадането с наклон 18 dB/октава — при честота 20 MHz (при тази честота коефициентът на усилване на ОУ без обратна връзка става 0 dB).

Първата стъпка е да се определи по честотна характеристика честотата, при която спадането на коефициента на усилване без компенсация променя наклона си от 6 dB/октава на 12 dB/октава (това е точка *A* от фиг. 3-11). Коефициентът на усилване на ОУ с компенсация би трябвало да бъде 1(0 dB) при същата честота, (точка *B*).

Начертайте наляво от точка *B линия*, която се издига нагоре под наклон 6 dB/октава. Например, ако точката *B* е при честота 2 MHz, наклонената линия би трябвало да пресече вертикалата, издигната от честота 0,2 MHz, при усилване 20 dB, а тази, издигната от честота 0,02 MHz — при усилване 40 dB.

Върху тази линия може да бъде избрана всяка комбинация от коефициент на усилване с компенсация и начална честота на спадането на честотната характеристика (точка *C*). Например, ако опадането започва при 0,2 MHz, усилването е около 20 dB и обратно.

Да приемем, че схемата от фиг. 3-11 се използува за получаване на коефициент на усилване с честотна компенсация 30 dB, като спадането на честотната характеристика започва от 0,06 MHz и спада до 1 (0 dB) при честота 2 MHz. Типичната стойност на входния импеданс R_i е 10 kΩ. Коефициентът на усилване на ОУ без компенсация и типичната стойност на входния импеданс могат да бъдат намерени в справочника за ОУ или могат да бъдат определени чрез измерване.

Като се използуват формулите за коефициента на усилване на ОУ с компенсация (фиг. 3-11), се получава

$$30\ \text{dB} = \frac{(60\ \text{dB}) \cdot (10\,000)}{10\,000 + R_1 + R_3}.$$

Следователно

$$R_1 + R_3 = \left(\frac{60}{30} - 1\right) \times 10\,000$$
$$= 1 \times 10\,000$$
$$= 10\,000$$

Ако $R_1 = R_3$, $R_1 = R_3 = 5000\ \Omega$.

Като се използуват равенствата от фиг. 3-11, за съпротивлението на R_2 се получава

$$R_2 = \frac{10\,000}{[(0{,}2/0{,}06) - 1][1 + (10\,000 : 10\,000)]}$$
$$= \frac{10\,000}{2{,}3 \times 2}$$
$$= 2100\ \Omega \text{ (най-близка стандартна стойност).}$$

Капацитетът на C_1 е

$$C_1 = \frac{1}{2100(6{,}28)\,(0{,}2\ \text{MHz})} \approx 0{,}0004\ \mu\text{F}$$ (най-близка стандартна стойност).

Ако схемата от фиг. 3-11 покаже нестабилност при наличие или при липса на обратна връзка, опитайте се да увеличите съпротивленията на R_1 и R_3 (за да намалите коефициента на усилване); след това изберете нови стойности за R_2 и C_1.

Метод за компенсация с разширяване на честотната лента. Да приемем, че за ОУ с характеристики, показани на фиг. 3-10, трябва да се използува схемата за честотна компенсация с изменение на входния импеданс, показана на фиг. 3-12. Първата стъпка е да се определи честотата, при която коефициентът на усилване на ОУ без компенсация изменя наклона си от 6 dB/октава на 12 dB/октава (точка A от фиг. 3-12, 2 MHz). Спадането на коефициента на усилване на ОУ с честотна компенсация трябва да започне при същата честота (точка B).

Да приемем, че се използува схемата от фиг. 3-12, която трябва да осигури постоянно усилване 2 dB и начало на спадането на усилването при честота 2 MHz. Необходимо е да се определят съпротивленията на резисторите $R_1 \div R_3$ и капацитетът на C_1. Трябва да се определи приблизително и максималната работна честота (точка C).

Ако за капацитета на кондензаторите C_1 се приеме една удобна стойност, например 0,001 μF, и се използува честотата (точка D), при която започва спадането на честотната характеристика на ОУ без компенсация, съпротивлението на R_1 и R_3 се определя по формулата

$$R_1 = R_3 = \frac{1 : (6{,}28 \times 0{,}2 \times 10^6)}{0{,}001^{-6}} \approx \frac{0{,}8 \times 10^{-6}}{0{,}001^{-6}}$$

$$\approx 800\ \Omega.$$

Ако се използува желаната стойност на усилването (2 dB) усилването на ОУ без компенсация (60 dB) и стойността 1600 Ω за $2R_1$, съпротивлението на R_2, получено по формулата от фиг. 3-12, е

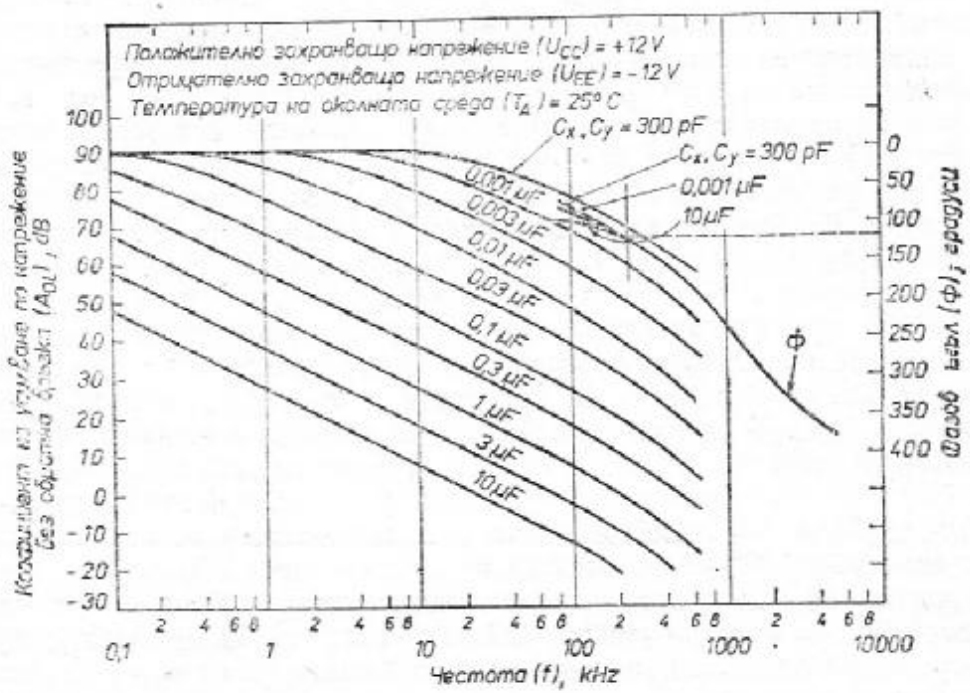
$$R_2 = \frac{2 \times 1600}{60} \approx 53\ \Omega.$$

След като са известни капацитетът на C_1 (0,001 μF) и съпротивлението на R_2 (53 Ω), може да се определи приблизително и максималната работна честота (точка C):

$$\text{честотата } C = \frac{2 : (0{,}001 \times 10^{-6} \times 53)}{6{,}28} \approx 6\ \text{MHz}.$$

3-2.7. Примери за честотна компенсация с фазово изпреварване

Както вече беше казано, при честотна компенсация с фазово изпреварване е необходимо да се включат допълнителни кондензатори към основната схема на ОУ. Обикновено това са външни кондензатори, но някои ОУ имат вграден вътрешен кондензатор,



Фиг. 3-13. Честотна компенсация на ОУ СА 3033 или СА 3033А (компенсация с фазово изпреварване). С разрешение на RCA

който осигурява фиксирана честотна компенсация с фазово изпреварване.

Прилагането на честотната компенсация с фазово изпреварване налага да се познават параметрите на схемата на ОУ. Затова трябва да се използуват справочници на фирмата-производител или друга подобна информация. Друг вариант е да се използува компенсиращ кондензатор с типична за случая стойност и след това експериментално да се провери полученият резултат. Разбира се, за това е необходимо време и този метод може да не се окаже ефикасен даже и след продължителното и еднообразно измерване на честотните характеристики на ОУ.

По-долу са дадени няколко примера за данните, които предоставят фирмите—производители на ОУ—за прилагане на честотна компенсация с фазово изпреварване.

На фиг. 3-13 са показани типичните характеристики на инте-

грален ОУ с честотна компенсация с фазово изпреварване. Двата външни компенсиращи кондензатора, посочени на фиг. 3-13, са свързани между колекторите на транзисторите на първия диференциален усилвател на ОУ и земя чрез изводите на интегралната схема, предвидени за тази цел.

Прекъсваната линия на фиг. 3-13 илюстрира използването на характеристиките при проектирането на усилвател с усилване 60 dB. Най-напред се търси пресичането на правата, прекарана хоризонтално надясно от означението „60 dB", с характеристиката за капацитет на кондензатора 0,001 μF. Точката на пресичане съответствува приблизително на 230 kHz. Това означава, че ако се използува компенсиращ кондензатор с капацитет 0,001 μF, коефициентът на усилване на ОУ ще остане постоянен (в рамките на 3 dB) до честота на сигнала 230 kHz, след което ще започне да спада. Така може да бъде постигнат всякакъв коефициент на усилване до 60 dB, като се изберат подходящи съпротивления на резисторите в обратната връзка и към входа на усилвателя.

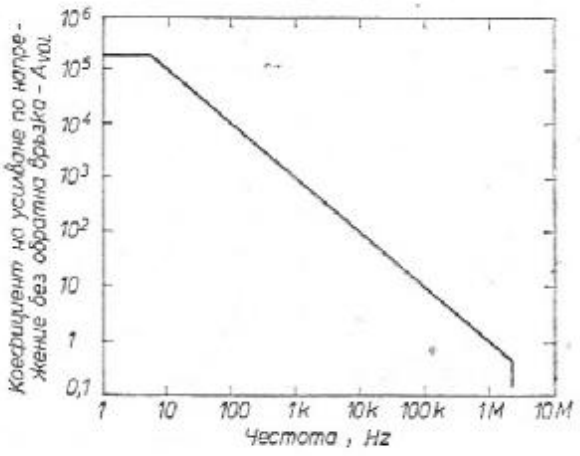
След това от точката на пресичане на характеристиката при 230 kHz се издига перпендикуляр до пресичането му с фазовата характеристика. Точката на пресичане съответствува приблизително на 118°. Това означава, че ако се използува кондензатор с капацитет 0,001 μF и операционният усилвател работи при честота 230 kHz, фазовото изместване между входния и изходния сигнал ще бъде 118°. Следователно съществува резерв от *фазова разлика* 62° (180°—118°) между входния и изходния сигнал (ако се приеме, че изходният сигнал се подава по обичайния начин на инвертиращия вход на усилвателя). Резервът от 62° фазова разлика би трябвало да осигури много стабилен режим на работа на усилвателя.

Сега нека приемем, че ОУ трябва да работи и при по-високи честоти, но пак с усилване 60 dB. Продължете хоризонталната линия до пресичането на честотната характеристика за компенсиращ кондензатор с капацитет 300 pF (това е най-малката стойност, препоръчана в справочника). Точката на пресичане съответствува на честота приблизително 600 kHz. Вертикалната линия надолу пресича обаче фазовата характеристика в точка, съответствуваща на фазово изместване 175°, и резервът от фазова разлика между входния и изходния сигнали е само 5° (180°—175°). Такава малка фазова разлика вероятно ще предизвика нестабилна работа на усилвателя. Затова, ако трябва да се получи усилване 60 dB, нужно е да се използува кондензатор с по-голям капацитет.

Кривите от фиг. 3-13 показват, че при зададено усилване по-голямата стойност на компенсиращите кондензатори намалява възможностите на ОУ да усилва сигнали с висока честота и обратно. Намаляването на усилването обаче води до увеличаване на стабилността. За дадена честота капацитетът на компенсира-

щите кондензатори не оказва влияние върху стабилността, а влияе само върху коефициента на усилване.

На фиг. 3-14 е показана честотната характеристика на ОУ *с вграден кондензатор за честотна компенсация с фазово изпреварване*. Обърнете внимание на това, че наклонът на кривата се доближава до този на характеристиката на „идеалния" ОУ, показана на фиг. 3-9. Може да бъде избран всякакъв коефициент на усилване при затворена верига на обратната връзка (по-малък от коефициента на усилване на ОУ без обратна връзка), като се подберат по обичайния начин съпротивленията на резисторите във веригата на обратната връзка. Също така може да бъде получена всякаква комбинация на параметрите коефициент на усилване и честотна характеристика. Например, ако е желателно спадането на усилването да започва при честота 10^4 Hz, изберете съпротивление на резистора за обратна връзка $Z_{ов}$, равно на 10 000 Ω (и Z_R=100). Коефициентът на усилване ще бъде постоянен до честота 10^4 Hz и след това ще започне да спада с наклон 6 dB/октава, докато стане равен на 1 при честота 1 MHz.



Фиг. 3-14. Честотна характеристика на ОУ с вграден кондензатор за честотна компенсация

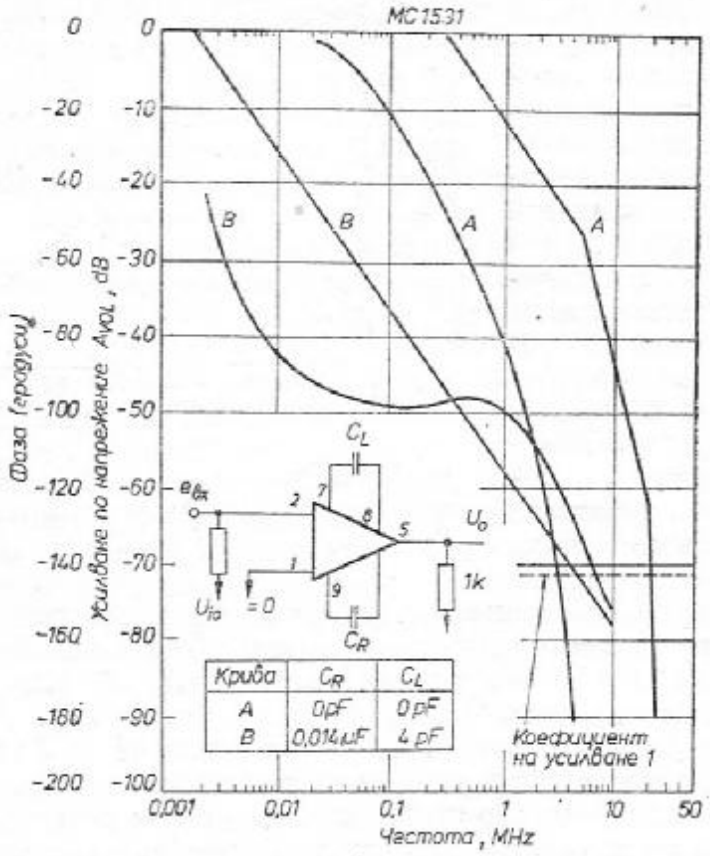
Имайте пред вид, че амплитудно-честотната характеристика на ОУ, показана на фиг. 3-14, *не може да бъде променена*. Затова, ако например желаете да получите усилване 100 пъти при честота 10^5 Hz, този ОУ не е подходящ.

На фиг. 3-15 са показани малко по-различни графики за честотна компенсация с фазово изпреварване, които също могат да се срещнат в справочниците на някои фирми.

Това са графики, които показват на едно и също място характеристиките на ОУ със и без честотна компенсация. Кривите, означени с *A*, съответствуват на коефициента на усилване по напрежение при отворена верига на обратната връзка (A_{VOL}) и на фазовото изместване при липса на честотна компенсация. Кривите, означени с *B*, съответствуват на коефициента на усилване и на фазовото изместване на ОУ с честотна компенсация.

При липса на честотна компенсация спадането на коефициента на усилване с наклон 6 dB/октава започва при честота 0,3 MHz,

спадането с наклон 12 dB/октава започва при около 5 MHz и спадането с наклон 18 dB/октава — при около 20 MHz. Фазовото изместване надхвърля 180° при около 4,5 MHz. Така че максимално възможната работна честота за ОУ без честотна компенсация е около 4 MHz.



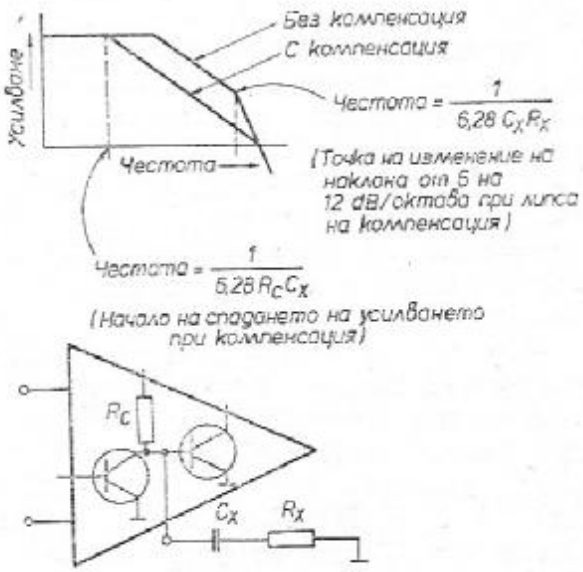
Фиг. 3-15. Честотни характеристики на ОУ със и без честотна компенсация. С разрешение на Моторола

За усилвател от същия тип, но с честотна компенсация спадането с наклон 6 dB/октава започва при честота около 0,002 MHz. Коефициентът на усилване спада на 1 при честота около 4,5 MHz. Фазовото изместване никога не надвишава 150° (това става едва при 10 MHz). Така че е възможно усилвателят да работи стабилно при честоти до 10 MHz, въпреки че за честоти над 4,5 MHz няма да има никакво усилване. Както и при другите примери, може да бъде избрана всякаква комбинация от параметрите коефициент на усилване и работна честота (по кривата A_{VOL} за ОУ с честотна компенсация), като се подберат съответни стойности на съпротивленията на резисторите във веригата за обратна връзка и към входа на усилвателя.

3-2.8. Примери за обикновена честотна компенсация с фазово изоставане

Както е показано на фиг. 3-16, при обикновената честотна компенсация с фазово изоставане към схемата на ОУ трябва да се добавят външни резистор и кондензатор.

Тази *RC*-група е свързана паралелно на някоя част от схемата (например паралелно на входа или изхода на някое от стъпалата или на изхода на ОУ). Обикновено веригата за честотна компенсация с фазово изоставане се включва допълнително към интегралната схема на ОУ. Много от корпусите на интегралните ОУ имат специални изводи, предвидени за включване на външни компенсиращи елементи към вътрешната (монтирана в корпуса) схема на ОУ.



Фиг. 3-16. Честотна компенсация с външен резистор и кондензатор (компенсация с фазово изоставане)

Както и в случая на честотната компенсация с фазово изпреварване, при честотната компенсация с фазово изоставане е необходимо да се използува справочната информация на фирмата-производител. Единствената друга възможност е да се възползувате от формулите на фиг. 3-16, след което експериментално трябва да се проверят постигнатите резултати. Това не се препоръчва освен в случая, когато не се разполага с никаква информация от фирмата-производител. Винаги, най-малкото като първи опитни стойности на елементите, използувайте посочените от фирмата-производител.

Както се вижда от фиг. 3-16, стойностите на външните компенсиращи резистор и кондензатор зависят от честотата, при която наклонът на честотната характеристика се променя от 6 dB/октава на 12 dB/октава. Тази точка обикновено се нарича втори полюс на честотната характеристика на некомпенсирания ОУ. Така че е сравнително лесно да се определят стойностите на R и C, ако се разполага с честотната характеристика на ОУ без компенсация или ако има възможност тя да се определи чрез измерване. И в двата случая трябва да се запомни, че честотата, при

която коефициентът на усилване започва да намалява със скорост 6 dB/октава (при ОУ с компенсация), зависи от стойността на външния кондензатор C и от параметрите на схемата на ОУ. Така че, макар и да е възможно при използването на уравненията от фиг. 3-16 да се намерят подходящи стойности на R и C, които да осигурят спадане на коефициента на усилване по права линия, няма начин да се определи честотата, при която започва спадането.

Ако трябва да се използува обикновена честотна компенсация с фазово изоставане и стойностите на компенсиращите елементи трябва да се определят експериментално (липсват справочни данни), приемете подходящи стойности на R и C, като използувате уравненията от фиг. 3-16. След това измерете характеристиката на компенсирания ОУ. Ако спадането на честотната характеристика на компенсирания ОУ започне при твърде ниски честоти, намалете стойността на C и подберете нова подходяща стойност на R.

Като пример нека приемем, че наклонът на честотната характеристика на ОУ без компенсация се променя от 6 dB/октава на 12 dB/октава при честота 10 MHz, а след включването на компенсиращите елементи спадането на коефициента на усилване трябва да започне при честота 300 kHz. Приемете, че съпротивлението на R_X е 1000 Ω (това е подходяща стойност). Като се използува уравнението от фиг. 3-16, честотата 10 MHz и съпротивлението на R_X, може да се определи C_X:

$$C_X = \frac{1}{6.28 \times 10\ \text{MHz} \times 1000} \approx 16\ \text{pF}.$$

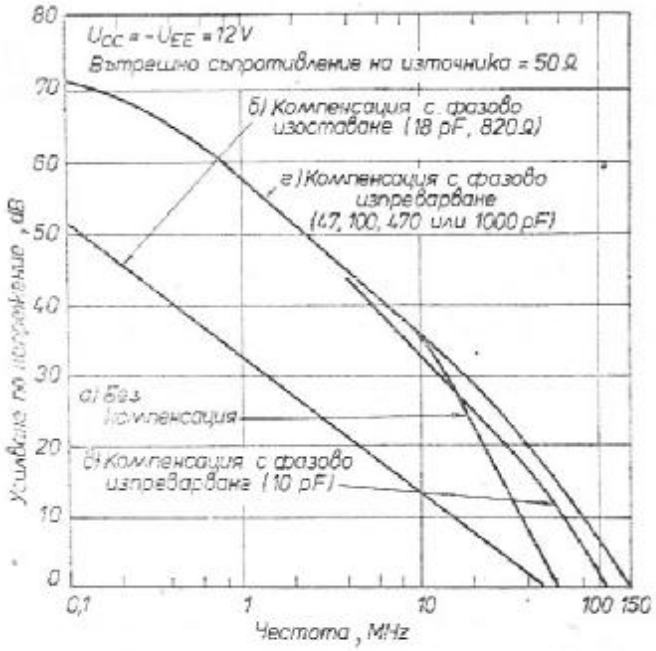
Измерете характеристиката на ОУ при компенсиращ кондензатор с капацитет 16 pF и резистор със съпротивление 1000 Ω. Ако спадането на коефициента на усилване започва при някаква честота, по-ниска от 300 kHz, намалете стойността на C_X и подберете нова стойност на R_X. Ако спадането започва при честота над желаните 300 kHz, увеличете капацитета на кондензатора и подберете друга стойност за R_X.

Например, ако честотната характеристика на компенсирания ОУ започне да спада при честота 1 MHz вместо при 300 kHz, увеличете стойността на C_X на 30 pF. Новата стойност на съпротивлението на R_X (съгласно уравнението от фиг. 3-16) е

$$R_X = \frac{1}{6.28 \times 10\ \text{MHz} \times 30\ \text{pF}} \approx 530\ \Omega.$$

На фиг. 3-17 и фиг. 3-18 са показани типични характеристики на ОУ с честотна компенсация с фазово изоставане. На фиг. 3-17 са показани честотните характеристики на ОУ без компенсация (крива *a*), с компенсанция с фазово изоставане (крива *b*) и с ком-

пенсация с фазово изпреварване (крива *с*). Обърнете внимание на това, че наклонът на честотната характеристика се изменя от 6 dB/октава на 12 dB/октава при честота 10 MHz. Затова честотата 10 MHz се използува в уравнението за определяне на стой-

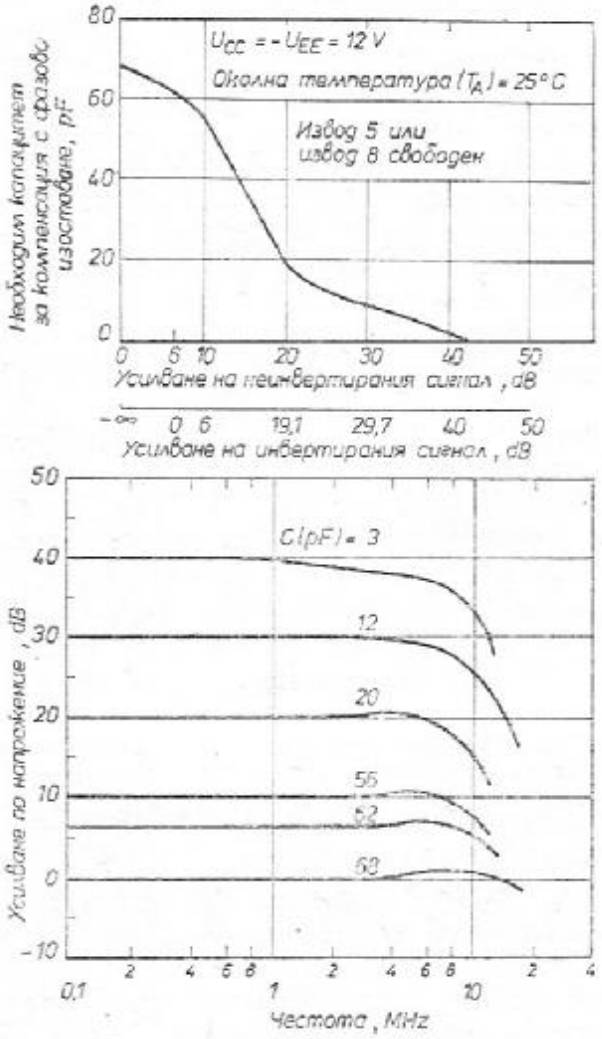


Фиг. 3-17. Зависимост от коефициента на усилване от честотата за ОУ със и без честотна компенсация (при отворена верига на обратната връзка). С разрешение на RCA

ностите на R и C. Както е показано, препоръчват се стойностите 18 pF и 820 Ω. Спадането на коефициента на усилване започва при някаква честота, по-ниска от 0,1 MHz, и продължава с наклон 6 dB/октава, докато усилването по напрежение стане равно на 0 dB при честота 33 MHz (ако се използуват препоръчаните стойности на R и C).

Въпреки че кондензаторът с капацитет 18 pF е достатъчен да осигури стабилна работа (без самовъзбуждане) при един ОУ с резисторна обратна връзка и за коефициенти на усилване до 1 (крива *б* от фиг. 3-17), капацитетът не е достатъчен за постигане на равномерна честотна характеристика (в границите на ± 1 dB) при затворена верига на обратната връзка и усилване под 20 dB. Това значи, че ако веригата за обратна връзка е подбрана така, че да осигури усилване по напрежение, малко по-малко от 20 dB, работата на усилвателя ще бъде стабилна, но честотната характеристика няма да бъде равномерна (ще има изменения на усилването, по-големи от ± 1 dB).

Едно такова състояние е показано на фиг. 3-18. Например, ако веригата за обратна връзка се подбере така, че коефициентът на усилване да бъде 10 dB, се препоръчва стойност на кондензатора 56 pF. При коефициент на усилване 1 капацитетът на кон-

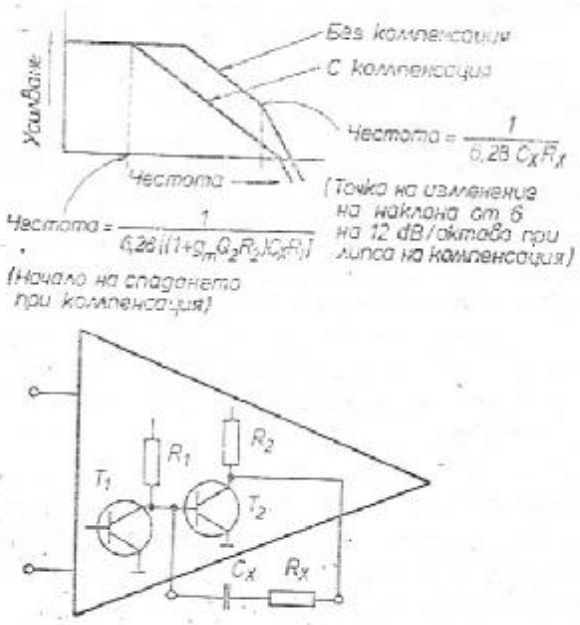


Фиг. 3-18. Капацитет на кондензатора за честотна компенсация, необходим за получаване на равномерна (± 1dB) честотна характеристика и типични честотни характеристики. С разрешение на RCA

дензатора трябва да бъде 68 pF. И в двата случая трябва да се подбере и съответната стойност на R. Например, ако при усилване 10 dB се използува кондензатор с капацитет 56 pF, R трябва да бъде намалено на около 280 Ω. Ако стойността на C се увеличи на 68 pF (за коефициент на усилване 1), съпротивлението на R трябва да се намали до около 230 Ω.

3-2.9. Честотна компенсация с фазово изоставане (компенсация чрез ефект на Милер)

Както е показано на фиг. 3-19, трудностите при определяне стойностите на елементите за честотна компенсация чрез използуване на ефекта на Милер в общи линии са същите като срещаните при обикновената компенсация с фазово изоставане. Това означава, че стойностите на компенсиращите резистор и конденсатор зависят от честотата, при която наклонът на честотната характеристика на ОУ без компенсация се изменя от 6 dB/октава на 12 dB/октава. Честотата, при която започва спадането на честотната характеристика на ОУ с компенсация, зависи от стойностите на компенсиращите *RC*-елементи и от вътрешните параметри на схемата на ОУ. (Това е вярно и за честотата, при която коефициентът на усилване става равен на 1.)



Фиг. 3-19. Честотна компенсация с външен резистор и кондензатор (компенсация чрез ефект на Милер)

И при този начин на честотна компенсация препоръчваме използуването на данни, предоставени от фирмата-производител. Ако се наложи използуването на честотна компенсация с ефект на Милер при липса на данни от фирмата-производител, приемете подходящи стойности за R и C, като използувате уравненията от фиг. 3-19. Намалете капацитета на конденсатора, ако честотната характеристика започне да спада при твърде ниски честоти, или го увеличете, ако спадането започне при по-високи честоти.

3-3. ТЪЛКУВАНЕ НА СПРАВОЧНИТЕ ДАННИ ЗА ИНТЕГРАЛНИТЕ СХЕМИ

За да се постигне възможно най-добър резултат при използуването на даден ОУ, е необходимо цялостно запознаване с неговите характеристики. Те дават добра база за проектиране на всякаква схема, обаче продаваните операционни усилватели (ин-

тегрални или изработени от дискретни елементи) обикновено са предназначени за използуване в конкретни устройства. Въпреки че някои от продаваните ОУ са наречени „универсални", практически не е възможно да се проектира ОУ с наистина универсални характеристики.

Например някои ОУ са проектирани така, че да осигурят усилване при високи честоти за сметка на влошаване на някои от другите им параметри. Други ОУ имат много голям коефициент на усилване или висок входен импеданс, но при използуването им в нискочестотни стъпала. ОУ, при чието производство се използуват процеси на дифузия, могат да бъдат подходящи за използуване като компаратори (двете половини на схемата на диференциалния усилвател трябва да бъдат еднакви). По същия начин ОУ могат да бъдат проектирани така, че да осигурят голям коефициент на усилване при ниско ниво на разсейваната от тях мощност. Затова всяко описание на параметрите трябва да има общ характер освен в случаите, когато се има пред вид някакво конкретно приложение на ОУ.

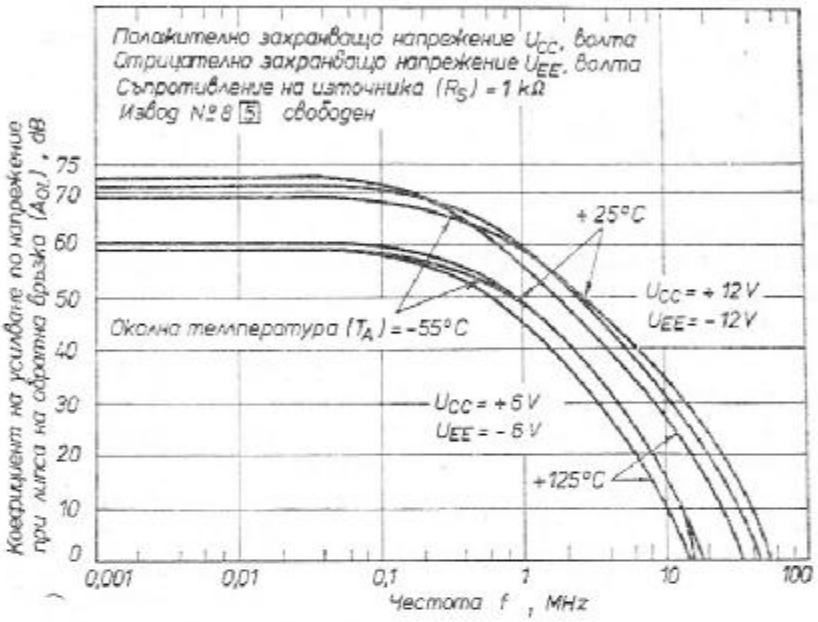
Повечето от данните, необходими за правилното използуване на ОУ за каквато и да е цел, могат да се получат от справочника на фирмата-производител или от каталози. Има, разбира се, и някои изключения от това правило. В някои случаи може да се наложи ОУ да се изпробва в условията, при които ще работи. При използуването на справочни данни или на данни от измерването е важно и как ще се изтълкува наличната информация. Всяка фирма-производител има свой начин на изготвяне на справочници Неуместно е тук да се обсъждат всички видове справочници Вместо това е обяснена типичната информация, която може да се намери в справочник за интегрални схеми или да се получи експериментално и е показано как тя може да бъде използувана при проектирането на устройства с ОУ.

3-3.1. Коефициент на усилване по напрежение без обратна връзка

Коефициентът на усилване по напрежение без обратна връзка (A_{VOL} или A_{OL}) се дефинира като отношение на промяната на изходното напрежение към промяната на входното напрежение на ОУ. Коефициентът на усилване по напрежение без обратна връзка се измерва винаги при отворена верига на обратната връзка и обикновено без честотна компенсация.

Коефициентът на усилване по напрежение е *честотно зависим* (намалява при увеличаване на честотата). Това е показано на фиг. 3-20. Както се вижда, коефициентът на усилване е постоянен (в границите на ± 3 dB) за честоти до около 0,1 MHz. След това коефициентът на усилване спада до 1 при честоти над 10 MHz.

Коефициентът на усилване при отворена верига на обратната връзка е и *температурно зависим* (фиг. 3-20) и зависи също така и от захранващото напрежение. Общо взето, той нараства при увеличаване на захранващото напрежение. Температурата влияе върху коефициента на усилване по различен начин за различните честоти.



Фиг. 3-20. Зависимост на коефициента на усилване при отворена верига на обратната връзка от честотата за ОУ СА 3008. С разрешение на Моторола

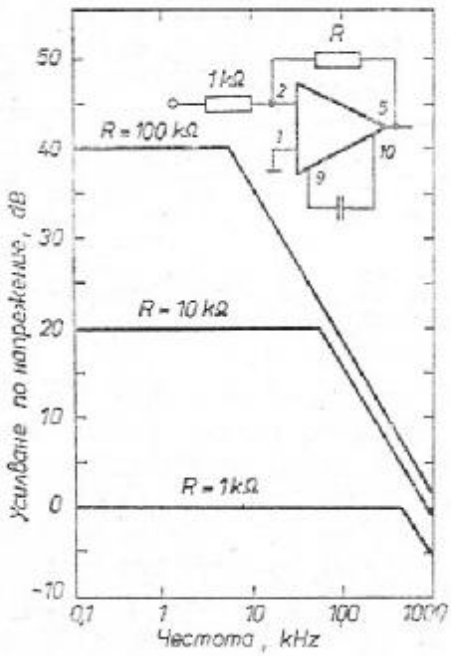
В идеалния случай коефициентът на усилване на ОУ без обратна връзка би трябвало да бъде безкрайно голям, защото главното предназначение на ОУ е усилването на входния сигнал. Колкото по-голям е коефициентът на усилване, толкова по-голяма е точността на предавателната функция на ОУ (отношението на изходния сигнал към входния). Все пак има практически граници за стойността на коефициента на усилване и увеличаването му над тези граници не допринася с много за подобряване качествата на усилвателя. Доста често при използуване на ОУ не се оценява правилно истинското значение на стойността на коефициента на усилване без обратна връзка. Тя има значение по-скоро за точността на усилвателя (устройството) след прилагане на обратната връзка, а не за пределно възможната точност.

Числените стойности на коефициента на усилване без обратна връзка (и на широчината на пропусканата честотна лента) на ОУ сами по себе си не са с особено голямо значение. Съществените изисквания е коефициентът на усилване без обратна връзка

да бъде по-голям от този при затворена верига на обратната връзка в честотния обхват, който представлява интерес, за да се поддържа точна предавателна функция. Например, ако операционни усилватели с усилване по напрежение 40 dB и 60 dB се използуват в стъпало с обратна връзка и усилване по напрежение 20 dB и ако коефициентът на усилване на ОУ без обратна връзка намалее и в двата случая с 50% (да приемем поради стареене на елементите), коефициентът на усилване на първия усилвател (този с 40 dB усилване) с включена верига на обратната връзка би се изменил с 9%, а на втория — само с 1%.

Наклонът на честотната характеристика на ОУ е параметър от първостепенна важност. Колкото по-голям е този наклон в активната част (преди пресичането на честотните характеристики на усилвателя със и без обратна връзка), толкова по-трудна е честотната компенсация.

Спадането на честотната характеристика с наклон 18 dB/октава, общо, взето се счита за максимално допустимо, при по-голям наклон честотната компенсация става много трудно осъществима и дори невъзможна. Освен това много от ОУ се използуват в стъпала с коефициент на усилване, близък до и равен на 1. Затова за активна част на честотната характеристика може да се приеме цялата честотна характеристика, разположена над 0 dB. Следователно честотната характеристика на един добре проектиран ОУ не бива да спада със скорост, по-голяма от 18 dB/октава, преди достигане на коефициент на усилване 1.



Фиг. 3-21. Зависимост на коефициента на усилване при затворена верига на обратната връзка от честотата

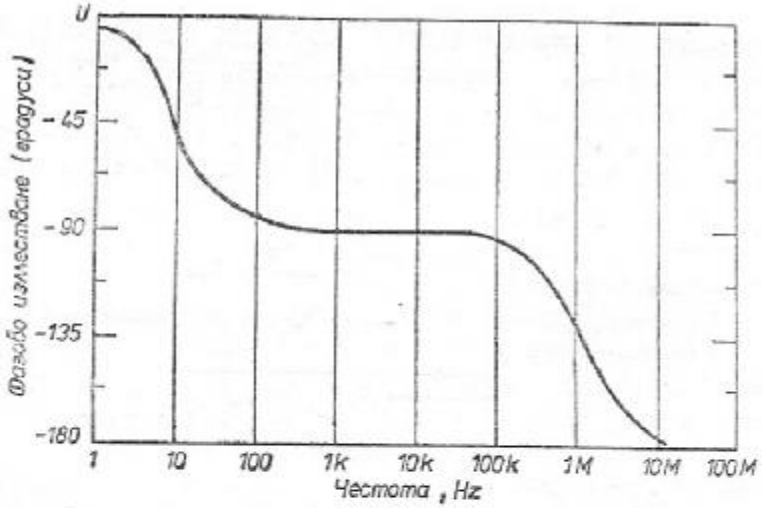
Както вече беше казано коефициентът на усилване без обратна връзка може да бъде изменен чрез няколко метода на честотна компенсация. В справочниците резултатът от една такава честотна компенсация обикновено се дава във вид на графики като показаните на фиг. 3-15.

След като е извършена честотната корекция, усилвателят може да се свърже в схема с верига на обратна връзка. Коефициентът на усилване по напрежение на ОУ с обратна връзка зависи изключително от външните компоненти (от отношението на съ-

противлението във веригата за обратна връзка към входното съпротивление на усилвателя). Затова коефициентът на усилване при затворена верига на обратна връзка обикновено не се посочва в справочниците. Обаче някъде може да срещнете типични криви на коефициента на усилване при различно отношение на съпротивлението във веригата на обратната връзка към входното съпротивление на усилвателя (например като показаните на фиг. 3-21). Ако имате на разположение такива графики, те могат да се използуват направо за избор на стойностите на елементите във веригата на обратната връзка (както и на елементите за честотна компенсация).

3-3.2. Фазово изместване

На фиг. 3-22 е показана кривата на фазовото изместване на сигнала за типичен ОУ без обратна връзка. Понякога такива криви се дават заедно с честотната характеристика на ОУ без обратна връзка. Тъй като при затворена верига на обратната връзка и коефициент на усилване 1 е възможно пропускането на максимална по широчина честотна лента, счита се, че честота, при която коефициентът на усилване става равен на 1, е най-критична по отношение на фазовото изместване на сигнала.



Фиг. 3-22. Фазово изместване на сигнала за ОУ МС 1556 при отворена верига на обратната връзка. С разрешение на Моторола

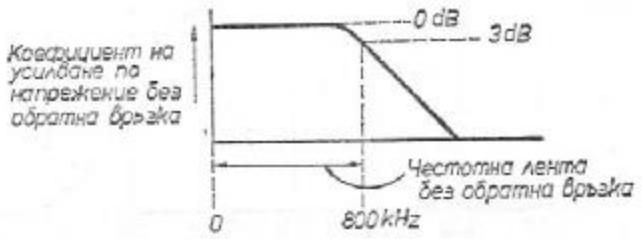
Една цифра, използувана обикновено за оценка на стабилността на ОУ, отразява така наречения *запас по фаза*. Както беше обяснено в раздел 3-2, генерации могат да се поддържат, ако общото фазово изместване във веригата (от входа към изхода и

обратно, към входа) достигне 360°, преди коефициентът на усилване да е станал 1 (при нарастване на честотата). Понеже ОУ обикновено се използуват като инвертиращи усилватели, по начало съществува едно фазово изместване на сигнала със 180°. ОУ въвежда и допълнително фазово изместване, което се дължи на вътрешните елементи на схемата на ОУ.

Запасът по фаза представлява разликата (180°—фазово изместване на сигнала, въведено от ОУ при честоти, при които коефициентът на усилване по напрежение става равен на 1). Счита се, че запас по фаза 45° е достатъчен, за да осигури схемата срещу самовъзбуждане, дължащо се на разлики в параметрите на ОУ, температурни ефекти и други дестабилизиращи фактори. Това означава, че ОУ не бива да се оставя да работи при честоти, при които фазовото изместване (отчетено от графиката на фиг. 3-22) надхвърля 135° (180°—45°). Понякога е възможно ОУ да работят и при честоти, при които фазовото изместване е между 160° и 170°. В тези случаи естествено стабилността на усилвателя трябва да се провери експериментално.

3-3.3. Широчина на пропусканата честотна лента, скорост на изменение на изходното напрежение и изходни характеристики

Широчината на пропусканата честотна лента, скоростта на изменение на изходното напрежение, максималното изходно напрежение, изходният ток и изходната мощност на ОУ са взаимнозависими. Тези параметри са честотно зависими и се изменят в зависимост от приложената честотна компенсация. Тези параметри



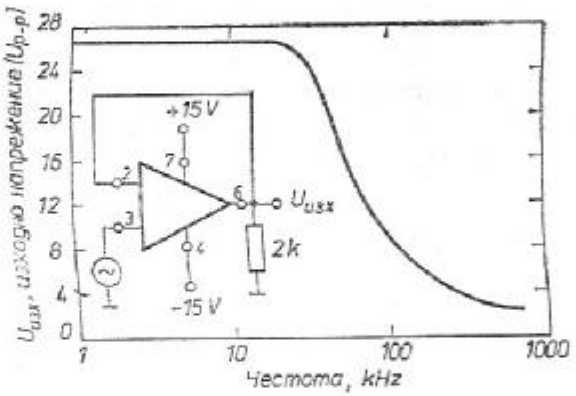
Фиг. 3-23. Определяне на широчината на пропусканата честотна лента

зависят също така и от температурата, и от захранващото напрежение, но в по-малка степен. Преди да обясним взаимната им връзка, ще бъде дадено определение на всеки от тях.

Широчината на пропусканата честотна лента на един ОУ обикновено се задава при липса на обратна връзка. Тя се означава с BW_{OL} за ниво —3 dB, както е показано на фиг. 3-23. Нап-

ример BW_{OL} означава, че коефициентът на усилване на операционния усилвател без обратна връзка спада с 3 dB под постоянната си стойност (или тази за ниски честоти) при честота 800 kHz.

Понякога вместо широчина на пропусканата честотна лента се използува понятието *честотен обхват*. Честотният обхват често се задава като „използуваем честотен обхват" (например от постоянен ток до честота 18 MHz). Параметърът „използуваем честотен обхват" за ОУ е подобен на f_T, срещан в справочниците за дискретни транзистори (раздел 1-3). Общо взето, горната гранична честота за един ОУ е честотата, при която коефициентът на усилване по напрежение спада на 1.



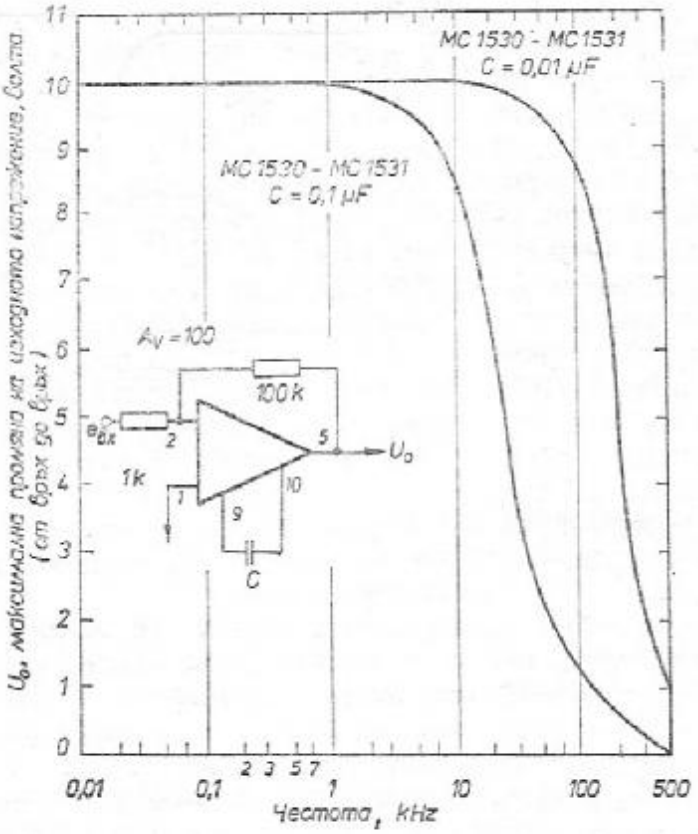
Фиг. 3.24. Широчина на пропусканата честотна лента по мощност. С разрешение на Моторола

Широчината на честотната лента по мощност е един по-важен параметър на ОУ, тъй като той отразява широчината на честотната лента на ОУ със затворена верига на обратната връзка, свързан към нормален товар. Както е показано на фиг. 3-24, широчината на честотната лента по мощност се дава като максимален размах на изходното напрежение на ОУ (от връх до връх) за даден честотен обхват при нормален товар на изхода на усилвателя. Когато е зададен такъв параметър, това означава обикновено, че в този обхват изходният сигнал е без изкривявания или че изкривяванията са в допустимите граници (например коефициент на нелинейни изкривявания, по-малък от 5%). ОУ, показан на фиг. 3-24, за честоти до около 20 kHz има изходно напрежение с размах около 27 V (от връх до връх), което спада почти до 0V при честота 300 kHz.

Изходната мощност на ОУ обикновено се задава като мощност, която може да се отдаде върху определен товар (например 250 mW върху товар 500 Ω). Изходната мощност обаче се дава за една определена честота. Същото се отнася и за *максималния изходен ток*, който се дава в някои справочници. Затова широчината на честотната лента по мощност е най-полезният от споменатите параметри.

Максималното изходно напрежение се дефинира като максимален размах на изходния сигнал (от връх до връх) спрямо нулевата линия, който може да се получи без ограничение на сигнала.

Получаването на симетрично спрямо нулевата линия изходно напрежение зависи от честотата, тока през товара, изходния импеданс и скоростта на изменение на изходното напрежение. Общо взето, при нарастване на честотата максимално възможното изходно



Фиг. 3-25. Зависимост на максималното изходно напрежение (от връх до връх) от честотата. С разрешение на Моторола

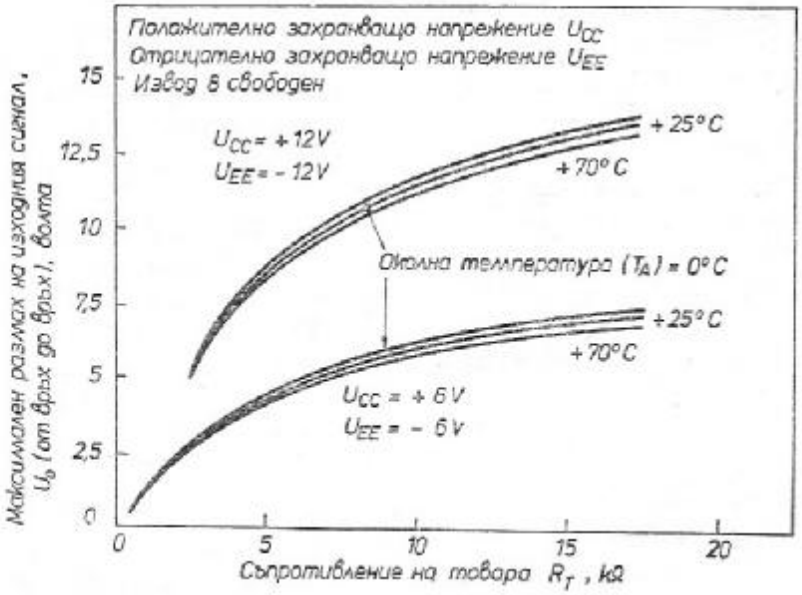
напрежение намалява. На фиг. 3-25 е показано, че максималното изходно напрежение спада, ако се увеличи честотата на сигнала. От фиг. 3-26 се вижда, че при увеличаване на съпротивлението на товарния резистор се увеличава и максималното изходно напрежение.

Скоростта на изменение на изходното напрежение на един ОУ представлява максималната скорост на изменение на изходното напрежение на ОУ, която е възможна при запазване на линейни изходни характеристики (симетричен изходен сигнал без ограничение).

Скоростта на изменение на изходното напрежение се изразява като

$$\frac{\text{промяна на изходното напрежение}}{\text{единица време}} \text{ или } \frac{dU_0}{dt}.$$

Обикновено скоростта на изменение на изходното напрежение се дава във волтове за микросекунда. Например, ако изходното напрежение на един ОУ може да се измени със 7 V за 1 μs, скоростта на изменение на изходното напрежение за този ОУ е



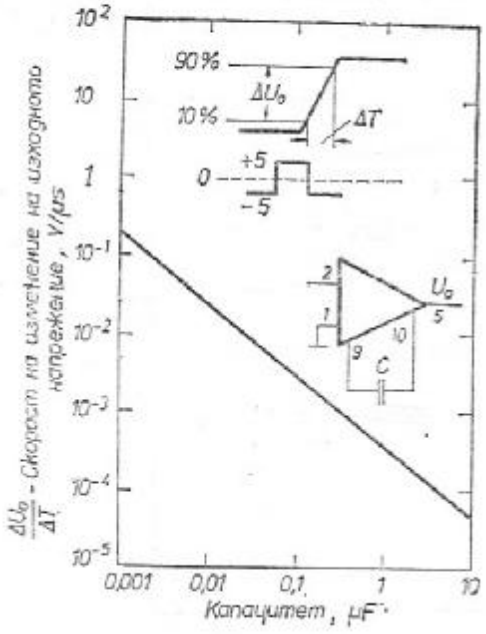
Фиг. 3-26. Максимален размах на изходното напрежение (от връх до връх) в зависимост от съпротивлението на товара.
С разрешение на RCA

7 V/μs. Ако след въвеждане на честотна компенсация или по друга причина изходното напрежение на ОУ започне да се изменя максимум с 3 V за една микросекунда, новата скорост на изменение е 3 V/μs.

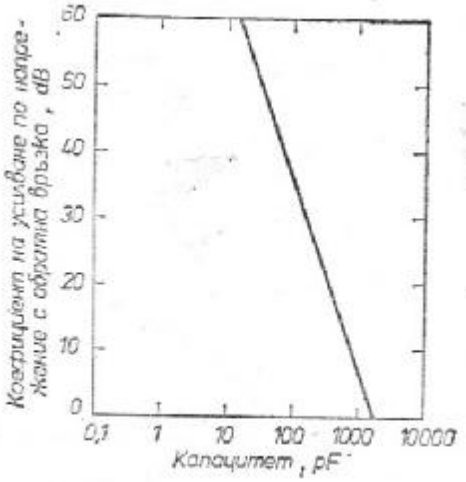
Скоростта на изменение на изходното напрежение на един ОУ зависи пряко от капацитета на кондензатора във веригата за честотна компенсация. При по-високи честоти токът, необходим за зареждане и разреждане на кондензатора във веригата за честотна компенсация, може да ограничи тока, подаван на следващите стъпала или на товара и това ще доведе до намаляване на скоростта на изменение на изходното напрежение. Това е една от причините, поради която в справочниците обикновено се препоръчва компенсацията да се извършва в първите стъпала на усилвателя, където нивата на сигнала са все още ниски и е необходим малък ток на зареждане.

Скоростта на изменение на изходното напрежение намалява, ако се увеличи кондензаторът във веригата за честотна компенсация. Това е показано на фиг. 3-27. Затова, ако трябва да се

работи с високочестотни сигнали, е необходимо да се избере най-малката стойност на капацитета във веригата за честотна компенсация. На фиг. 3-28 е показан минималният капацитет на кондензатора във веригата за честотна компенсация при различни



Фиг. 3-27. Скорост на изменение на изходното напрежение на ОУ в зависимост от капацитета на кондензатора за честотна компенсация



Фиг. 3-28. Зависимост на коефициента на усилване на ОУ със затворена верига на обратната връзка от минималния капацитет на кондензатора за честотна компенсалия

коефициенти на усилване по напрежение за определен тип ОУ с обратна връзка. Кривите от фиг. 3-27 и 3-28 са типични за справочници за ОУ и се дават, когато се счита, че скоростта на изменение на изходното напрежение е от съществено значение.

Скоростта на изменение на изходното напрежение влияе най-силно върху изходната мощност на ОУ. При равни други фактори по-малката скорост на изменение на изходното напрежение обуславя и по-малка изходна мощност. Скоростта на изменение на изходното напрежение влияе пряко върху *граничната честота по мощност* на ОУ. Граничната честота по мощност се дефинира като максимална честота, при която може да се получи зададена амплитуда на изходния синусоидален сигнал при зададен товар и без изкривявания, дължащи се на ограничение заради малката скорост на изменение на изходното напрежение. При това операционният усилвател работи със затворена верига на обратната връзка и коефициент на усилване по напрежение 1.

Скоростта на изменение на изходното напрежение и гранич-

ната честота по мощност са свързани със следната зависимост:

скорост на изменение на изходното напрежение (във V/μs) $= 6{,}28 \times f_M \times E_0$,

където f_M е граничната честота по мощност в Hz, E_0 е максималната амплитуда на изходното напрежение (половината от амплитудата на изходния сигнал от връх до връх).

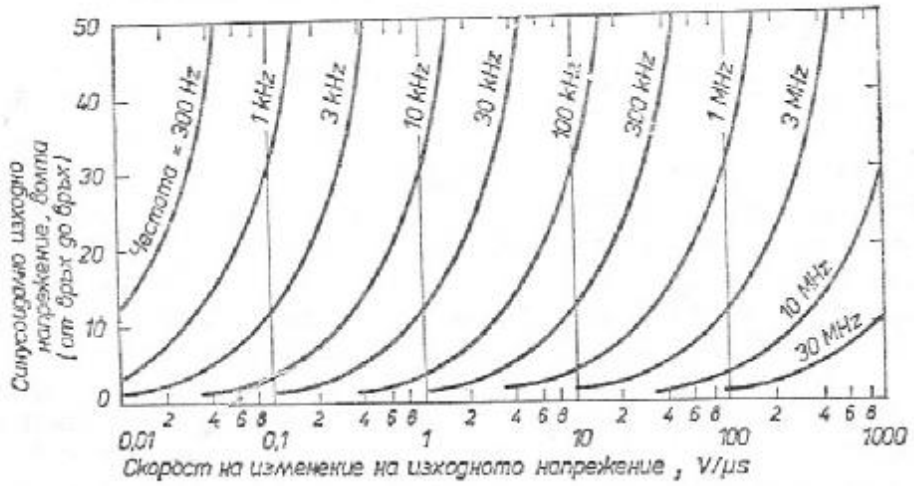
Например, като се използува кривата от фиг. 3-24, може да се отчете, че изходното напрежение има максимална амплитуда $E_0 = 13$ V (половината от максималната амплитуда на изходния сигнал от връх до връх или 1/2 от 26 V) при честота 30 kHz. Следователно скоростта на изменение на изходното напрежение е

скорост на изменение на изходното напрежение $= 6{,}28 \times 30\,000 \times 13 \approx 2\,449\,200$ V/s $\approx 2{,}45$ V/μs.

Същото уравнение може да се преобразува, за да се определи граничната честота по мощност. Например нека приемем, че за един ОУ е известна скорост на изменение на изходното напрежение 2,5 V/μs и максимална амплитуда на изходния сигнал от връх до връх 20 V($E_0 = 10$ V). Граничната честота по мощност за този ОУ може да се определи по следния начин:

$$F_M = \frac{2{,}5 \text{ V/μs}}{6{,}28 \times 10 \text{V}} = \frac{2\,500\,000}{62{,}8} \approx 40\,000 \text{ Hz} = 40 \text{ kHz}.$$

Разбира се, ако разполагате с криви като показаните на фиг. 3-24, не е необходимо да се пресмята максималната честота за даден размах на изходния сигнал. Просто прекарайте хоризон-

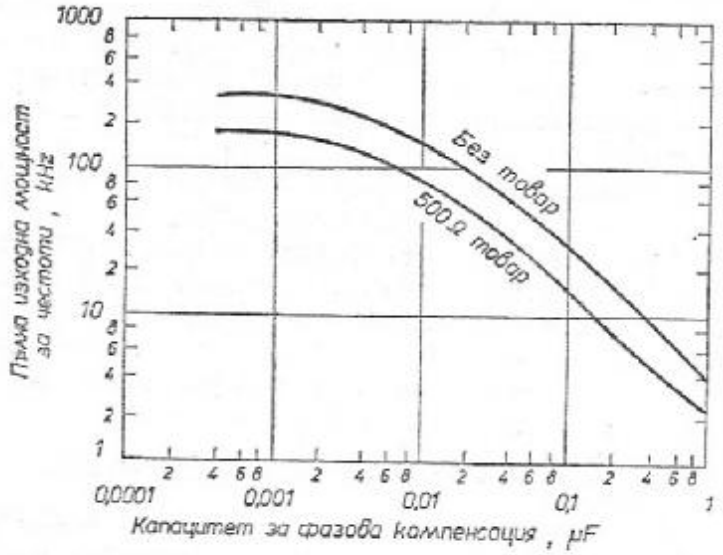


Фиг. 3-29. Скорост на изменение на изходното напрежение.
С разрешение на RCA

тална линия с начало 20 V (отчетено по ординатната ос) до пресичането ѝ с графиката. По абсцисната ос може да се отчете, че това става при честота 40 kHz.

На фиг. 3-29 чрез графики е показано съотношението между

скоростта на изменение на изходното напрежение, граничната честота по мощност и изходното напрежение на ОУ. Например, ако скоростта на изменение на изходното напрежение е 6 V/μs, максималната амплитуда на изходния сигнал (от връх до връх) е около 20 V при честота 100 kHz и обратно. Ако скоростта на изменение на изходното напрежение е 10 V/μs, изходното напре-



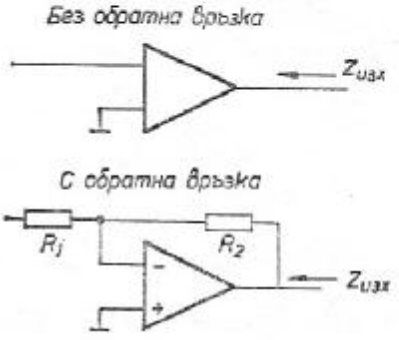
Фиг. 3-30. Гранична честота по мощност за ОУ в зависимост от капацитета на кондензатора във веригата за честотна компенсация

жение на усилвателя (от връх до връх) нараства на 30 V при честота 100 kHz и обратно.

При постоянен товар изходната мощност на ОУ зависи от изходното му напрежение. Обратно, ако всички останали фактори са непроменени, изходното напрежение зависи от скоростта на изменение на изходното напрежение. Тъй като скоростта на изменение на изходното напрежение зависи от капацитета на кондензатора във веригата за честотна компенсация, изходната мощност на усилвателя също се влияе от приложената честотна компенсация. В някои справочници вместо данни за скоростта на изменение на изходното напрежение се дават графики, подобни на показаните на фиг. 3-30. Тези графики показват направо зависимостта на граничната честота по мощност за един ОУ от капацитета на кондензатора във веригата за честотна компенсация. Например при товар 500 Ω и кондензатор във веригата за честотна компенсация с капацитет 0,01 μF операционният усилвател, чиито характеристики са показани на фиг. 3-30, може да даде номиналната си изходна мощност при сигнали с честота до 80 kHz.

3-3.4. Изходен импеданс

Изходният импеданс ($Z_{изх}$) се дефинира като импеданс, което се вижда от товара по посока на изхода на ОУ (вж. фиг. 3-31). Твърде голямата стойност на изходния импеданс може да причини спадане на коефициента на усилване, тъй като изходният импеданс образува делители на напрежение с товара и с резисторите за обратна връзка. Изобщо изходният импеданс на интегралните схеми, използувани като операционни усилватели, е по-малък от 200 Ω. Обикновено резисторите, свързани към входа на усилвателя, имат съпротивление най-малко 1000 Ω, а съпротивлението за обратна връзка е поне няколко пъти по-голямо. Затова изходният импеданс на типичните интегрални ОУ няма особено значение за коефициента на усилване по напрежение.



$$Z_{изх\ с\ обратна\ връзка} \approx \frac{Z_{изх\ без\ обратна\ връзка}}{1+(\text{Коефициент на усилване без обратна връзка}) \times \left(\frac{R_1}{R_1+R_2}\right)}$$

Фиг. 3-31. Съотношение на изходните импеданси от ОУ със затворена и с отворена верига на обратната връзка

Ако интегралната схема се използува предимно като усилвател на напрежение (а това е така в повечето случаи), влиянието на изходния импеданс е минимално. Изходният импеданс има значително по-голямо влияние при усилвателите на мощност, които трябва да осигуряват значително по-голям ток през товара.

Изходният импеданс на ОУ със затворена верига на обратната връзка се намира по формулата

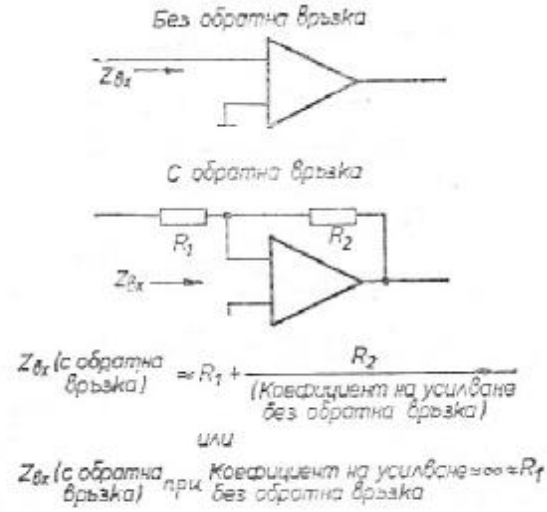
$$\text{изходен импеданс със затворена верига на обратната връзка} = \frac{\text{изходен импеданс на инт. схема}}{1+\text{коеф. на усилване без обр. връзка} \times \frac{R_1}{R_1+R_2}},$$

където R_1 и R_2 са входният импеданс и импедансът на веригата за обратна връзка, показани на фиг. 3-31.

От формулата може да се направи изводът, че при увеличаване на честотата изходният импеданс нараства, тъй като коефициентът на усилване по напрежение в същото време намалява.

3-3.5. Входен импеданс

Входният импеданс ($Z_{вх}$) се дефинира като импеданс, който се вижда откъм източника на сигнала и се измерва между единия вход на ОУ и земя при заземен втори вход (вж. фиг. 3-32). Основното влияние на входния импеданс е намаляването на коефициента на усилване по напрежение на усилвателя със затворена верига на обратната връзка.



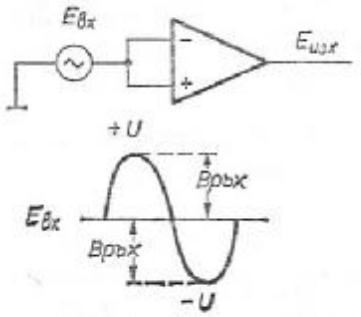
Фиг. 3-32. Съотношение на входните импеданси на ОУ с отворена и със затворена верига на обратната връзка

Входният импеданс се променя при изменение на температурата и на честотата на сигнала. В справочниците входният импеданс обикновено се дава за температура 25° С и за честота на сигнала 1 kHz.

Ако входният импеданс на усилвателя е съвсем различен от изходния импеданс на източника на сигнал, ще се получи загуба на входен сигнал поради разсъгласуването. На практика обаче не е възможно да се изменя входният импеданс на интегралната схема. Затова, ако е важно съгласуването по импеданс, за да се постигне то, трябва да се смени или интегралната схема, или източникът на сигнала.

3-3.6. Максимално входно синфазно напрежение

Максималното входно синфазно напрежение (U_{ICM}) се дефинира като размах на входното напрежение, което може да се приложи на всеки от входовете на ОУ без опасност от навлизане в ненормален режим на работа или повреда на интегралната схема (фиг. 3-33). В някои справочници за интегрални схеми се среща друг подобен параметър — *обхват на входното синфазно напрежение* (U_{CMR}). Обик-



Фиг. 3-33. Максимално входно синфазно напрежение

новено U_{ICM} се изразява като максимален размах на напрежение с еднакви положителни и отрицателни върхови стойности. U_{CMR} се задава като положително и отрицателно напрежение с различна стойност (например +1 V и —3 V).

На практика всеки от тези два параметъра налага ограничение за максимално възможния размах на входния диференциален сигнал, който може да бъде подаден към входа на интегралната схема. Докато входният сигнал не надхвърля по стойност U_{ICM} или U_{CMR}, не би трябвало да се очакват някакви проблеми.

Имайте пред вид, че в справочните данни за някои интегрални схеми се дава *максималното „несиметрично" входно напрежение*, ако не трябва да се използува диференциален вход.

3-3.7. Коефициент на подтискане на синфазни сигнали

Различните фирми-производители дават различни определения на този параметър. Едни от тях го дефинират като отношение на диференциалния коефициент на усилване (обикновено голям) към коефициента на усилване на синфазни сигнали (обикновено по-малък от единица). Други фирми дефинират коефициента на подтискане на синфазни сигнали (*CMR*) като отношение на промяната на изходното напрежение на ОУ към предизвикващата го промяна на синфазното входно напрежение, разделено на коефициента на усилване по напрежение при отворена верига на обратната връзка. Например, както е показано на фиг. 3-34, нека приемем, че синфазният входен сигнал (приложен едновременно на двата входа) е с амплитуда 1 V, а измереният изходен сигнал на ОУ е 1 mV и коефициентът на усилване по напрежение без обратна връзка е 100. Тогава

$$CMR = \frac{0.001\text{V}/1\text{V}}{100} = 100\,000, \text{ или } 100 \text{ dB}.$$

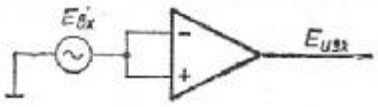
Друг начин за изчисляване на *CMR* е следният: разделя се изходният сигнал на ОУ с коефициента на усилване по напрежение при отворена верига на обратната връзка, като по този начин се определя еквивалентният диференциален входен сигнал. След това синфазният входен сигнал се разделя на еквивалентния диференциален входен сигнал. Като се използуват същите изходни данни, както в предишното изчисление, се получава

$$\frac{1\text{ mV}}{100} = 0{,}00001 \text{ V (еквивалентен диференциален входен сигнал)}$$

$$1\text{ V} : 0{,}00001 \text{ V} = 100\,000, \text{ или } 100 \text{ dB}.$$

Независимо от това, по какъв начин се изчислява *CMR*, той показва доколко са балансирани стъпалата на диференциалния

усилвател, тъй като синфазните входни сигнали, приложени на входните изводи на ОУ, теоретически трябва да бъдат усилвани еднакво от двете половини на схемата. Ако при даден входен синфазен сигнал се получи голям изходен сигнал, това е признак



$$\text{Коеф. на подтискане на синфазни сигнали} = \frac{\dfrac{E_{изх}}{E_{вх}}}{\text{коеф. на усилване без обратна връзка}}$$

$$\frac{E_{изх}}{\text{коеф. на усилване без обр. връзка}} = \text{еквивалентен диференциален входен сигнал}$$

$$\text{коеф. на подтискане на синфазни сигнали} = \frac{E_{вх}}{\text{еквивалентен диференциален входен сигнал}}$$

Фиг. 3-34. Коефициент на подтискане на синфазни сигнали

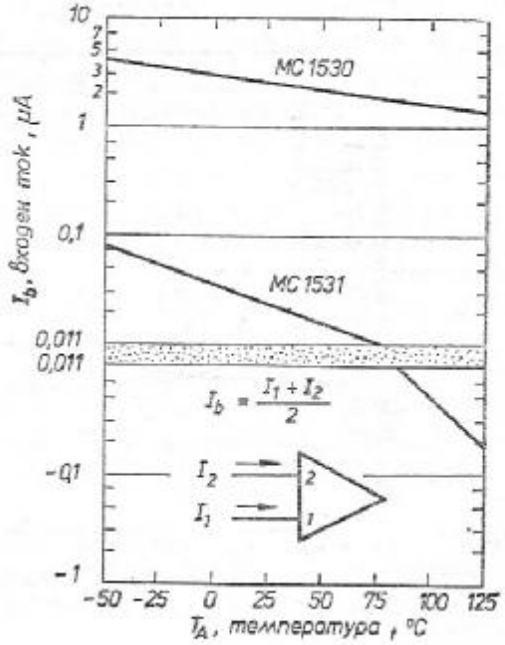
на лошо балансирани диференциални усилватели, т. е. ОУ има малък *CMR*. Като правило коефициентът на подтискане на синфазни сигнали трябва да бъде поне с 20 dB по-голям от коефициента на усилване по напрежение при отворена верига на обратната връзка.

Когато ОУ работи с диференциален входен сигнал, *CMR* няма особено значение за работата на схемата, стига да не е съвсем малък. Но при подаване на синфазни сигнали, например когато ОУ се използува като компаратор, е необходимо *CMR* да бъде възможно най-голям. Например, ако ОУ е коефициент на усилване на диференциални входни сигнали 60 dB и *CMR*=50 dB се използува за сравняване на входен сигнал с амплитуда 1 V с едно еталонно напрежение от 1 V, на изхода на ОУ ще се получи напрежение 3,2 V, когато изходното напрежение трябва да бъде 0 V. Такъв резултат показва, че ОУ е напълно непригоден за използуване като компаратор на напрежение. Това обяснява и защо подтискането на синфазни сигнали трябва да е поне с 20 dB по-голямо от коефициента на усилване при отворена верига на обратната връзка.

Имайте пред вид, че *CMR* намалява при увеличаване на честотата на входния сигнал и това е вярно за всички интегрални ОУ. Коефициентът на подтискане на синфазни сигнали може да бъде и температурно зависим, но на практика този факт няма особено значение.

3-3.8. Входен ток на поляризация

Входният ток на поляризация се дефинира като средна аритметична стойност на двата входни тока на диференциалното входно стъпало на ОУ. Това се вижда от фиг. 3-35, на която са показани двата входни тока на поляризация за два типични интегрални ОУ. Имайте пред вид, че с увеличаване на температурата входният ток на поляризация намалява. Той е функция на коефициента на усилване по ток на входното стъпало при подаване на големи входни сигнали.



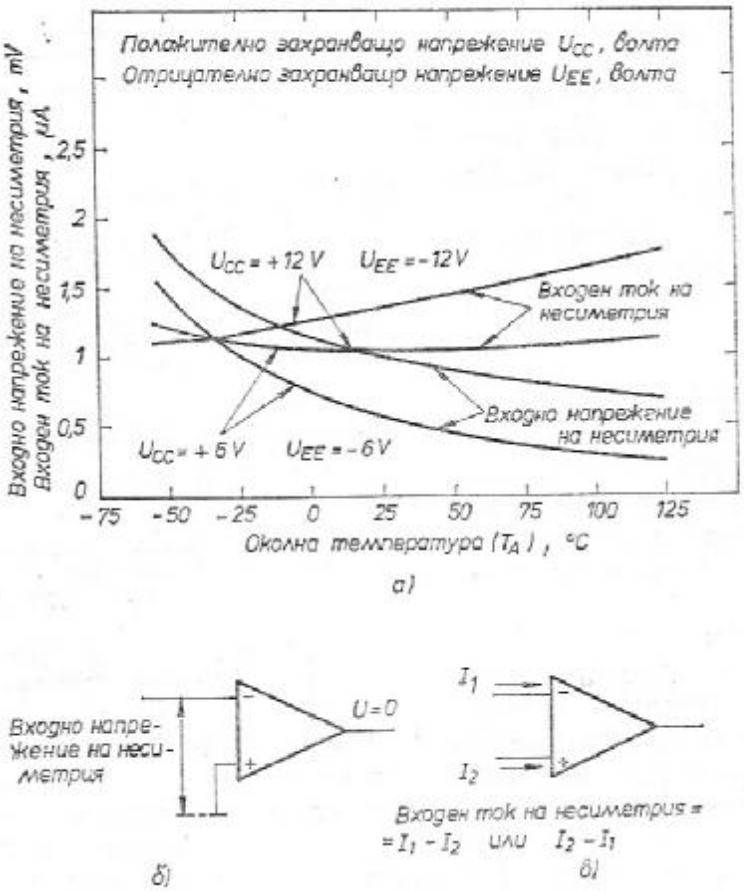
Фиг. 3-35. Входен ток на поляризация. С разрешение на Моторола

На практика входният ток на поляризация има значение, защото той предизвиква пад на напрежение върху входните резистори или върху други съпротивления (например на източника на сигнал). При големи стойности на импедансите този пад на напрежение може да ограничи обхвата на входното синфазно напрежение. Той трябва да бъде „преодолян" от входния сигнал. Големият входен ток на поляризация не е желателен и в случаите, когато източникът на сигнал не е в състояние да отдаде голям постоянен ток. Такъв е случаят, когато например вътрешното съпротивление на източника е много голямо (върху него се получава голям пад на напрежение) или източникът на сигнал работи по принципа на магнетизма. В такъв случай може да се получи силно разбалансиране, дължащо се на протичането на входния ток на поляризация (например при магнитни датчици).

Някои от ОУ имат много малък входен ток на поляризация и са особено подходящи за подобни приложения. Когато е необходим особено малък входен ток на поляризация, във входните диференциални стъпала на операционния усилвател се поставят полеви транзистори или други полупроводникови елементи, които консумират много малък ток.

3-3.9. Входен ток на несиметрия. Входно напрежение на несиметрия

Входното напрежение на несиметрия се дефинира като напрежение, което трябва да бъде приложено на входните изводи на ОУ, за да се получи изходно напрежение, равно на 0 V (фиг. 3-36). Входното напрежение на несиметрия е критерий за



Фиг. 3-36. Входен ток на несиметрия. Входно напрежение на несиметрия. С разрешение на Моторола

еднаквостта на диференциалните входни стъпала на усилвателя. Един идеален ОУ дава на изхода си напрежение 0 V, ако напрежението на входа му е 0 V. При операционните усилватели типичната стойност на входното напрежение на несиметрия е от 1 до 2 mV (фиг. 3.36 *а*). Входното напрежение на несиметрия може да се дефинира и като отклонение на изходното напрежение спрямо едно произволно напрежение вход-изход, обикновено измервано спрямо земя, когато двата входа на усилвателя са свързани накъсо.

Входният ток на несиметрия се дефинира като разлика на токовете, протичащи през входните изводи на ОУ (фиг. 3.36 *в*). Входният ток на несиметрия показва до каква степен са балансирани входните диференциални стъпала на интегралните ОУ. Както е показано на фиг. 3.36 *а*, този ток има стойност 1 или 2 μA. Токът на несиметрия понякога се дефинира и като разсъгласуване, ако входовете се захранват от два еднакви източника, които отдават един и същи постоянен ток.

Токът и напрежението на несиметрия обикновено се задават за входа на усилвателя, защото техните стойности в изхода на усилвателя зависят от приложената обратна връзка. При нормална експлоатация несиметрията на един ОУ се дължи както на тока, така и на напрежението на несиметрия. Например, ако един ОУ има входно напрежение на несиметрия 1 mV и входен ток на несиметрия 1 μA, когато входовете му са свързани към земя през резистори със съпротивление 1000 Ω, общата входна несиметрия е или 0, или 2 mV в зависимост от фазовото съотношение между тока и напрежението.

Несиметрията на ОУ е постояннотокова грешка, която трябва да се поддържа минимална по следните съображения:

1. При използването на ОУ като истински постояннотоков усилвател се налага входният сигнал да бъде много по-голям от напрежението на несиметрия.

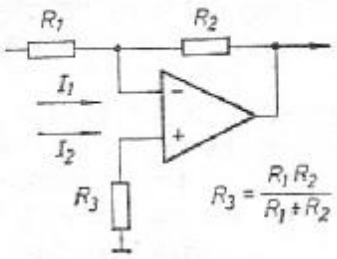
2. При използването на ОУ като компаратор е необходимо изходното напрежение да бъде 0 V (в границите на точността, която се изисква), когато двата входни сигнала са еднакви и са във фаза.

3. При няколко последователно свързани постояннотокови усилвателя несиметрията на първото стъпало определя несиметрията на цялата система.

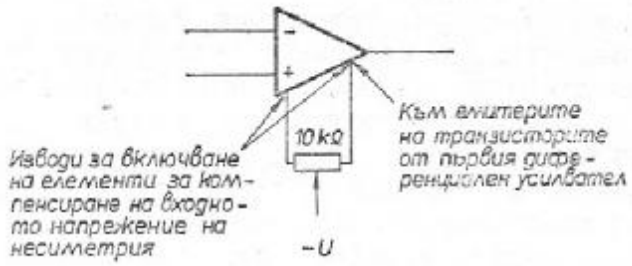
Всяко напрежение на несиметрия, което съществува на входа на усилвателя, се получава в изхода му умножено по коефициента на усилване по напрежение. Ако този операционен усилвател захранва със сигнал други усилватели, напрежението на несиметрия в изхода му ще бъде усилено по-нататък още повече. Тогава коефициентът на усилване на цялата система трябва да бъде намален до стойност, която не е достатъчна, за да предизвика ограничение на сигнала в последното изходно стъпало.

При използването на ОУ *входното напрежение на несиметрия* влияе така, че входният сигнал трябва най-напред да преодолее това напрежение и едва след това се получава сигнал на изхода на усилвателя. Например, ако един ОУ има входно напрежение на несиметрия 1 mV и на входа му се подаде сигнал с амплитуда 1 mV, в изхода на усилвателя няма да се получи никакво напрежение. Ако сигналът се увеличи на 2 mV, в изхода ще се получи сигнал само при върховата стойност на входното напрежение. Тъй като входното напрежение на несиметрия се

усилва от ОУ, влиянието на напрежението на несиметрия нараства толкова пъти, колкото е отношението на съпротивлението за обратна връзка към съпротивлението на входа на усилвателя плюс единица. Например, ако споменатото отношение е 100:1 (коефи-



Фиг. 3-37. Намаляване на входния ток на несиметрия (и на входното напрежение на несиметрия)



Фиг. 3-38. Верига за компенсация на входното напрежение на несиметрия

циент на усилване по напрежение 100), влиянието на входното напрежение на несиметрия нараства 101 пъти.

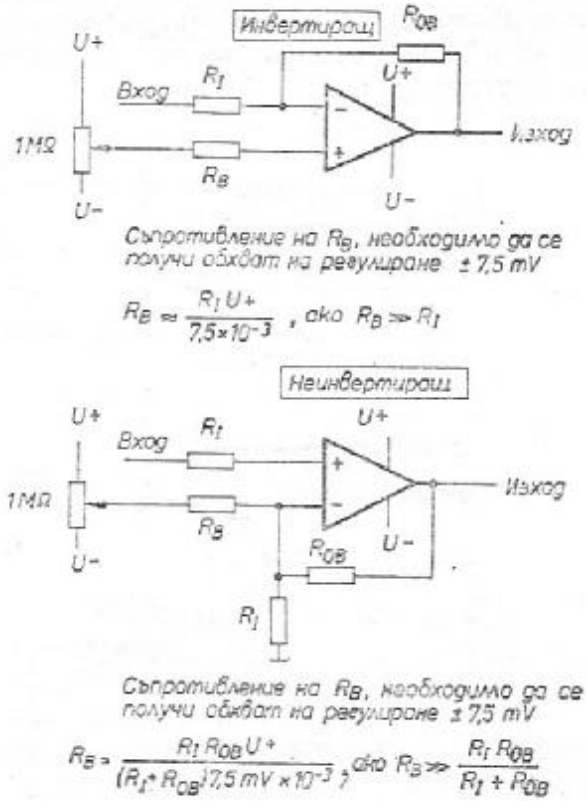
Входният ток на несиметрия може да има по-голямо значение от входното напрежение на несиметрия, ако в схемата са включени големи импеданси. Ако входните токове на двата входа не са еднакви, падовете на напрежение върху входните резистори няма да бъдат равни. Ако съпротивленията са големи, ще се получи голяма разлика във входните напрежения. Това състояние може да се избегне, като се свърже резистор между неинвертиращия вход на ОУ и земя, както е показано на фиг. 3-37. Съпротивлението на този резистор трябва да бъде равно на съпротивлението на паралелната комбинация от резистора във веригата на обратната връзка и резистора, включен към входа на усилвателя. На практика опитната стойност на R_3 се подбира съгласно уравнението, дадено на фиг. 3-37. След това стойността на R_3 се донагласява така, че да се получи минимална разлика в напреженията на двата входа (при нормални условия на работа, но при липса на сигнал).

При някои ОУ е предвидена възможност за компенсация на всякаква входна несиметрия. Обикновено това се постига чрез подаване на постоянно външно напрежение към съответните изводи на интегралната схема през потенциометър. Външното напрежение се подбира така, че несиметрията на входа и изхода на усилвателя да стане равна на нула. Често изводите на ОУ, към които се подава напрежението за компенсация, са свързани с емитерите на транзисторите от първия диференциален усилвател в схемата на ОУ. На фиг. 3-38 е показана типична верига за компенсация на напрежението на несиметрия.

При ОУ, за които не е предвидена възможност за компенсация, влиянието на входната несиметрия може да бъде намалено

чрез подходящи схемни решения. На фиг. 3-39 са показани две подходящи схеми, едната за инвертиращ, другата за неинвертиращ ОУ. Уравненията, дадени на фиг. 3-39, са верни, ако резисторът R_B има стойност, която позволява нулата да се променя с $\pm 7{,}5$ mV. Обикновено това е достатъчно за всякакъв тип ОУ. Ако обаче е необходим някакъв друг обхват на регулиране, просто във формулите се замества $\pm 7{,}5$ mV със стойността, която е нужна.

Една от причините да се желае нулево напрежение на несиметрия е, че постояннотоковите нива на входа на усилвателя и на изхода му трябва да бъдат еднакви или почти еднакви. Това е необходимо, за да може да се свърже резисторът за обратна връзка между входа и изхода на усилвателя, без да се промени преднапрежението за диференциални или синфазни сигнали.

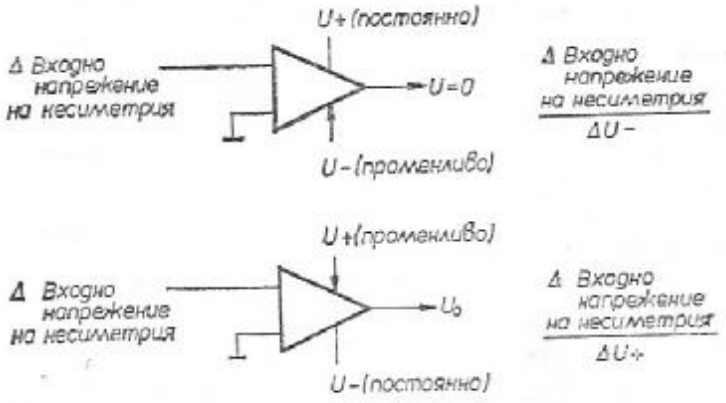


Фиг. 3-39. Компенсиране на входната несиметрия

Средният температурен коефициент на входното напрежение на несиметрия, който се дава в някои справочници с означението TCV_{IO}, зависи от температурните коефициенти на различни елементи в корпуса на ОУ. Промените в температурата оказват влияние върху коефициентите на усилване на отделните стъпала, върху съгласуването на диференциалните усилватели и т. н. и по този начин изменят и входното напрежение на несиметрия. От практическа гледна точка влиянието на TCV_{IO} трябва да се отчита, ако този параметър има голяма стойност и ОУ ще трябва да работи при пределни температури. Например, ако входното напрежение на несиметрия се удвои при нарастване на температурата до температура, която може да се срещне при нормални работни условия, при проектирането за „нормална" трябва да се приема по-голямата стойност на входното напрежение на несиметрия.

3-3.10. Чувствителност към промени на захранващото напрежение

Чувствителността към промени на захранващото напрежение ($+S$ и $-S$) се дефинира като отношение на промяната на входното напрежение на несиметрия към предизвикващата го промяна на едното от захранващите напрежения при постоянна стойност на другото (вж. фиг. 3-40).



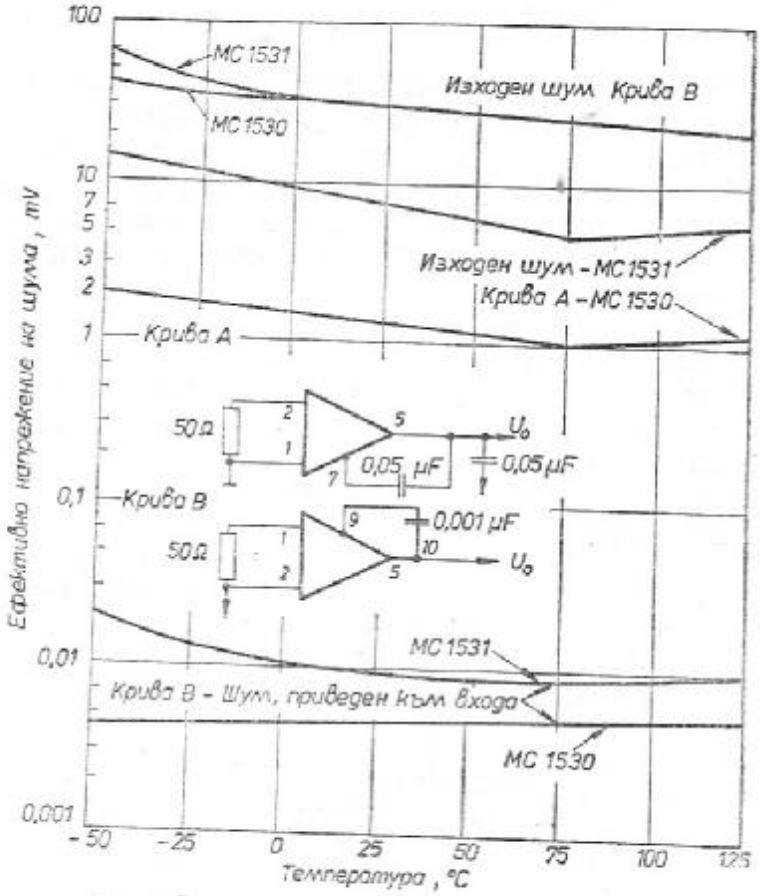
фиг. 3-40. Чувствителност към изменения на захранващите напрежения

В някои справочници за интегрални схеми се среща друг подобен параметър: *чувствителност на входното напрежение на несиметрия*. И в двата случая този параметър се изразява в миливолти на волт или в микроволти на волт и представлява промяната на входното напрежение на несиметрия (в миливолти или микроволти) за един волт изменение на едното захранващо напрежение. Обикновено съществуват отделни чувствителности за всяко от захранващите напрежения, като се приема, че в същото време другото захранващо напрежение остава постоянно. Например в справочника може да срещнете чувствителност към изменение на положителното захранващо напрежение 0,1 mV/V. Това означава, че ако отрицателното захранващо напрежение остава непроменено, входното напрежение на несиметрия ще се изменя с по 0,1 mV при всеки волт изменение на положителното захранващо напрежение.

Влиянието на чувствителността към измененията на захранващото напрежение е очевидно. Ако интегралната схема е особено чувствителна към измененията на захранващото напрежение, трябва да се вземат специални мерки за стабилизиране на захранването, за да се осигури правилна работа на ОУ при минимални нива на входния сигнал.

3-3.11. Входно шумово напрежение

Съществуват много методи за измерване на шумовото напрежение на един ОУ и затова в справочниците се срещат много различни начини за неговото отразяване. Обикновено шумът се измерва при отворена верига на обратната връзка, със или без ве-



Фиг. 3-41. Ефективна стойност на напрежението на шума.
С разрешение на Моторола

рига за честотна компенсация, при даден накъсо вход или при определено съпротивление (товар), свързан между двата входа. Входното и/или изходното напрежение се измерва с чувствителен волтметър или с осцилоскоп. Шумът на входа е от порядъка на няколко микроволта, ако шумът на изхода на ОУ е както обикновено под 100 mV (има се пред вид коефициентът на усилване по напрежение).

Шумът на усилвателя може да се пренебрегне освен в случаите, когато е много голям или когато входните сигнали са с

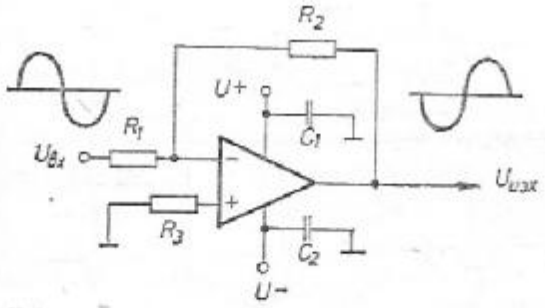
много ниско ниво. Очевидно е, че един ОУ с входно шумово напрежение 10 μV няма да реагира на входен сигнал със същата стойност. Ако при същото ниво на шума входният сигнал е 1 mV шумът би бил незабележим.

Шумът е температурно зависим и се влияе също така и от използуваната честотна компенсация (вж. фиг. 3-41).

3-3.12. Разсейвана мощност

В справочниците за интегрални схеми обикновено се дават две разсейвани мощности. Едната е *общата разсейвана мощност*, която включва всяка от възможните стойности на тока през товара. Другата е *разсейваната мощност* (P_D или P_T), която се дефинира като постояннотокова разсейвана мощност от самата интегрална схема (при изходно напрежение, равно на 0 V, и при липса на товар).

За да се пресметне мощността, разсейвана от товара, трябва от общата разсейвана мощност да се извади мощността, разсейвана от интегралната схема. Например, ако ОУ може да разсее общо 300 mW (при определена температура, захранващо напрежение, със или без топлоотвеждащ радиатор), а самата интегрална схема разсейва 100 mW, товарът не може да разсее мощност, по-голяма от 200 mW.



$$\text{Коеф. на усилване по напрежение} = \frac{U_{изх}}{U_{вх}} = \frac{R_2}{R_1}$$

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$C_1 = C_2 = 0{,}1 - 0{,}001\ \mu F$$

Фиг. 3-42. Схема на интегрален ОУ

3-4. ИНТЕГРАЛЕН ОПЕРАЦИОНЕН УСИЛВАТЕЛ

На фиг. 3-42 е показана схема на ОУ със затворена верига на обратна връзка заедно с външните елементи. Обясненията, дадени в раздели 3-1 ÷ 3-3, се отнасят за схемата, показана на фиг. 3-42.

В следващите раздели са дадени характерни примери за проектиране на схеми от този вид.

3-4.1. Параметри на ОУ

Захранващо напрежение: +15 V и —15 V, максимално допустима стойност ±19 V.

Обща разсейвана мощност: 750 mW, намаление с по 8 mW/°C

Температурен обхват: 0° C до +70° C.

Входно напрежение на несиметрия: типична стойност 3 mV.

Входен ток на несиметрия: типична стойност 10 nA, максимална стойност 30 nA.

Входен ток на поляризация: типична стойност 100 nA, максимална стойност 200 nA.

Чувствителност на входното напрежение на несиметрия: 0,2 mV/V.

Коефициент на усилване по напрежение при отворена верига на обратната връзка: както е показан на фиг. 3-13.

Коефициент на подтискане на синфазни сигнали: 94 dB.

Максимален размах на изходното напрежение: 23 V (от връх до връх).

Входен импеданс: 1 MΩ.

Изходен импеданс: 300 Ω.

Обхват на входното синфазно напрежение: —13 V, +10 V.

Изходна мощност: типична стойност 250 mW.

3-4.2. Пример за проектиране

Да предположим, че схемата, показана на фиг. 3-42, трябва да осигури коефициент на усилване по напрежение 100 (40 dB), входният сигнал има ефективна стойност 80 mV, импедансът на източника на сигнал не е зададен, импедансът на товара в изхода на ОУ е 500 Ω, температурата на околната среда е 25° C, работният честотен обхват се простира от 0 Hz до 300 kHz и захранващото напрежение е възможно да се колебае с 20%.

Съотношение между коефициента на усилване и работната честота. Преди да започнете пресмятането на който и да е елемент от схемата, проверете дали ОУ може да осигури желания коефициент на усилване по напрежение при максималната работна честота. Това може да стане, като използвате графика, подобна на показаната на фиг. 3-13.

Ако от точката, съответстваща на честота 300 kHz, се издигне перпендикулир, той пресича фазовата характеристика в точка, отговаряща на фазово изместване 135°. Това означава, че остава запас по фаза от около 45° и ОУ би трябвало да бъде стабилен в работния честотен обхват.

Същият перпендикуляр пресича няколко криви, съответстващи на различни стойности на кондензатора за честотна компенсация при коефициент на усилване по напрежение над 40 dB. Следователно ОУ ще бъде в състояние да осигури коефициент на усилване по напрежение при отворена верига на обратната връзка, по-голям от 40 dB.

Захранващо напрежение. Положителното и отрицателното захранващо напрежение би трябвало да бъдат по 15 V, тъй като това е посочената номинална стойност. В повечето справочници за операционни усилватели можете да срещнете определени „максимални" параметри (температурен обхват, обща разсейвана мощност, максимално захранващо напрежение, максимален входен сигнал и пр.), след което се посочват и останалите „типични" параметри за дадено „номинално" захранващо напрежение.

Захранващото напрежение в никакъв случай не бива да надвиши 19 V. Тъй като посоченото номинално захранващо напрежение $\pm$ 15 V може да се изменя с 20% или да стане най-много 18 V, допустимата стойност от 19 V няма да бъде надхвърлена.

Развързващи или филтрови кондензатори. Стойностите на C_1 и C_2 би трябвало да бъдат посочени в справочника. Ако не ги намерите там, използувайте кондензатори с капацитет 0,1 μF за честоти до 10 MHz. Ако при такива кондензатори срещнете трудности с честотната характеристика при някаква честота (висока или ниска), опитайте да поставите други със стойности между 0,001 и 0,1 μF.

Съпротивление във веригата за обратна връзка. Съпротивлението на R_2 трябва да бъде 100 пъти по-голямо от това на R_1, за да се получи желаният коефициент на усилване, равен на 100. Съпротивлението на R_1 трябва да се избере така, че падът на напрежение върху него (при номинална стойност на входния ток) да бъде от порядъка на входния сигнал (никога по-голям от входния сигнал).

Ако съпротивлението на R_1 се избере равно на 50 Ω, върху резистора ще се получи пад на напрежение 10 μV при протичане на максималния входен ток от 200 nA. Този пад на напрежение е равен на по-малко от 10% от амплитудата на входния сигнал (80 mV). Така че постоянният пад на напрежение върху R_1 няма да окаже някакво забележимо влияние върху входния сигнал.

Ако съпротивлението на R_1 е 50 Ω, стойността на R_2 трябва да бъде 5 kΩ (50 Ω$\times$коеф. на усилване 100$=$5000 Ω).

Резистор, включен за намаляване на входното напрежение на несиметрия. След като са известни стойностите на R_1 и R_2, съпротивлението на R_3 може да се определи по уравнението от фиг. 3-42:

$$\frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} = \frac{50 \times 5000}{50 + 5000} \approx 40\ \Omega.$$

Обикновено за R_3 се подбира опитна стойност, малко по-малка от тази на R_1. Окончателната стойност на R_3 трябва да се подбере така, че напреженията на двата входа на ОУ при липса на входен сигнал да бъдат еднакви.

Коефициент на усилване по напрежение и честотна компенсация. Коефициентът на усилване по напрежение при затворена верига на обратната връзка трябва винаги да бъде по-малък от този на усилвателя без обратна връзка. Като правило коефициентът на усилване по напрежение на усилвателя без обратна връзка трябва да бъде поне с 20 dB по-голям от този при затворена верига на обратната връзка. От фиг. 3-13 може да се отчете, че е възможно получаването на коефициент на усилване по напрежение при отворена верига на обратната връзка до 66 dB, ако се подбере правилно кондензаторът за честотна компенсация. От същата фигура се вижда, че при кондензатор за честотна компенсация с капацитет 1000 pF при честота 300 kHz се получава коефициент на усилване по напрежение при отворена верига на обратната връзка, малко по-малък от 60 dB, докато при кондензатор с капацитет 300 pF коефициентът на усилване е 66 dB. За да получите коефициент на усилване при отворена верига на обратната връзка, равен на 60 dB, използувайте кондензатор за честотна компенсация с капацитет около 700 pF.

Ако коефициентът на усилване по напрежение при отворена верига на обратната връзка е 60 dB, а съпротивленията на R_1 и R_2 са съответно 50 и 5000 Ω, при включване на обратната връзка честотната характеристика ще бъде равна (постоянен коефициент на усилване 40 dB) за честоти от 0 Hz до 300 kHz. Спадането на честотната характеристика ще започне при честоти над 300 kHz. Така че коефициентът на усилване при затворена верига на обратната връзка може да бъде осигурен с достатъчен резерв.

Входно напрежение. Върховите стойности на входното напрежение не бива да надхвърлят посочените стойности на максималното входно напрежение. В този случай допустимите стойности са +10 V и —13 V, докато входният променлив сигнал има ефективна стойност 80 mV или приблизително 224 mV от връх до връх (80×1,4×2). Положителна полувълна (+112 mV) е достатъчно много по-малка от допустимите +10 V.

Когато максималният входен променлив сигнал има несиметрични положителна и отрицателна част, винаги използувайте *по-малката от посочените стойности* на допустимото входно напрежение. В този случай входният променлив сигнал е симетричен и се изменя от +112 mV до —112 mV, като и двете стойности са много по-малки от +10 V.

Променлив входен сигнал, който се изменя около 0V, може да нараства до +10 V и до —10 V, без да има опасност от повреда на интегралната схема. Ако входният сигнал се изменя спрямо начално напрежение —2 V, той би могъл да нараства в двете посоки с по 11 V.

Изходно напрежение. Изходното напрежение от връх до връх не бива да надхвърля даденото в справочника максимално допустимо изходно напрежение (при необходимия входен сигнал и избрания коефициент на усилване по напрежение).

В този случай максимално допустимото изходно напрежение е 23 V (от връх до връх), докато действителното изходно напрежение е 22,4 V (входен сигнал 80 $mV_{еф} \times$ коеф. на усилване по напрежение, равен на 100=8000 $mV_{еф}$; 8000 $mV_{еф} \times 2{,}8 = 22{,}4$ V (от връх до връх). Следователно очакваният изходен сигнал е в допустимите норми.

Действителното изходно напрежение обаче зависи от скоростта на изменение на изходното напрежение, която, от друга страна, зависи от стойността на кондензатора за честотна компенсация. Както е показано в справочника, максималната скорост на изменение на изходното напрежение при коефициент на усилване по напрежение 100 е 33 V/μs. В справочника не е посочена връзката между скоростта на изменение на изходното напрежение и стойността на кондензатора за честотна компенсация. Но понеже скоростта на изменение на изходното напрежение винаги е максимална при най-малката възможна стойност на кондензатора за честотна компенсация, може да се предположи, че тя ще бъде 33 V/μs при кондензатор с капацитет 700 pF (тази стойност е близка до най-малката препоръчвана стойност 300 pF).

Като се използуват уравненията от раздел 3-3.3, може да се пресметне какво би било максимално възможното изходно напрежение на ОУ. При максимална работна честота 300 kHz и приетата скорост на изменение на изходното напрежение 33 V/μS максималното възможно изходно напрежение (от връх до връх) е

$$\frac{33\,000\,000}{6{,}28 \times 300\,000} \approx 17 \text{ V}.$$

Следователно ОУ би могъл да осигури максимално изходно напрежение 34 V (от връх до връх), което е много повече от очакваните 22,4 V. Максимално възможното изходно напрежение може да се определи приблизително и от фиг. 3-29.

Изходна мощност. Изходната мощност на операционните усилватели обикновено се приемята, като се използува ефективната стойност на изходното напрежение (а не върховата или от връх до връх) и товара на изхода.

В този пример изходното напрежение има ефективна стойност 8 V (входен сигнал 80 $mV_{еф} \times$ коеф. на усилване по напрежение, равен на 100=8000 mV=8 V). Съпротивлението или импедансът на товара е 500 Ω, следователно изходната мощност е

$$\frac{(8)^2}{500} = 0{,}128 \text{ W} = 128 \text{ mW}.$$

Това е по-малко от типичната стойност на изходната мощност

на ОУ — 250 mW. Също така изходната мощност 128 mW, сумирана с разсейваната мощност на интегралната схема 300 mW, дава мощност 428 mW — много по-малка от допустимата обща разсейвана мощност 750 mW. Следователно операционният усилвател ще бъде в състояние да отдаде към товара пълната изходна мощност.

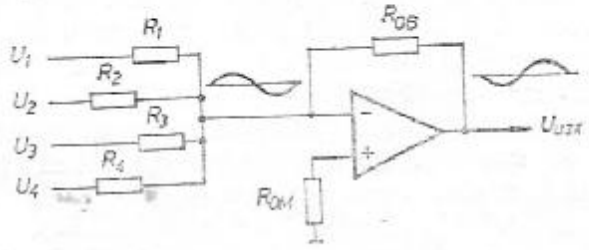
Имайте пред вид, че данните за изходната мощност обикновено са валидни за някаква определена температура, в този случай за 25° С. Да приемем, че температурата се повиши до 50° С. Общата допустима разсейвана мощност трябва тогава да се намали с по 8 mW/°C, или общо с 200 mW за цялото нарастване на температурата (с 25° С). По този начин допустимата обща разсейвана мощност намалява от 750 mW на 550 mW, но и тази мощност е достатъчно по-голяма от 428 mW.

Изходен импеданс. В идеалния случай изходният импеданс при затворена верига на обратната връзка трябва да бъде възможно най-малък и винаги по-малък от импеданса на товара. Той може да се изчисли, като се използува уравнението от фиг. 3-31. В този пример приблизителната стойност на изходния импеданс ще бъде

$$\frac{300}{1+1000\,\frac{50}{50+5000}} \approx 30\ \Omega.$$

3-5. СУМАТОР С ИНТЕГРАЛЕН ОПЕРАЦИОНЕН УСИЛВАТЕЛ

На фиг. 3-43 е показана принципната схема на интегрален операционен усилвател, използуван като сумиращ усилвател (на-



$$U_{изх}=\left(\frac{R_{ОВ}}{R_1}U_1+\frac{R_{ОВ}}{R_2}U_2+\frac{R_{ОВ}}{R_3}U_3+\frac{R_{ОВ}}{R_4}U_4\right)$$

Когато $R_1=R_2=R_3=R_4=R_{ОВ}$, $U_{изх}=U_1+U_2+U_3+U_4$

$$R_{ОМ}=\frac{1}{\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_3}+\frac{1}{R_4}+\frac{1}{R_{ОВ}}}$$

Фиг. 3-43. Сумиращ ОУ

ричан още аналогов суматор). С помощта на тази схема може да се извърши сумиране на няколко напрежения. Сумирането на напрежения беше една от специфичните области на приложение на операционните усилватели на аналоговите изчислителни машини.

3-5.1. Анализ на схемата

Всички съображения, изложени при обяснението на основната схема на ОУ в раздели 3-1÷3-4, са валидни и за сумиращия усилвател, но със следните изключения: когато коефициентът на усилване по напрежение при отворена верига на обратната връзка е много голям, тази схема може да се използува за сумиране на напрежения, като грешката е минимална. Всяко от напреженията които се сумират, се подава към отделен вход на схемата. Изходното напрежение на операционния усилвател представлява сума от всички входни напрежения (в този случай — четири), умножени по съответния коефициент на усилване по напрежение. Обикновено коефициентът на усилване по напрежение се избира така, че изходното напрежение на ОУ да има някаква определена стойност, когато всички входни напрежения са максимални. В други случаи съпротивленията на резисторите се подбират така, че коефициентът на усилване да бъде равен на 1.

3-5.2. Пример за проектиране

Да приемем, че схемата от фиг. 3-43 ще се използува като сумиращ усилвател, за да се съберат четири входни напрежения. Ефективната стойност на всяко от входните напрежения се измения от 2 до 50 mV. Ефективната стойност на изходното напрежение трябва да бъде 1 V при максимални напрежения на всички входове и никога не бива да надхвърля 2 V.

За да опростите проектирането, изберете еднакви съпротивления на резисторите $R_1 \div R_4$. Тогава входният ток на поляризация ще бъде разделен на четири равни части и ще предизвика еднакъв пад на напрежение върху всеки от резисторите.

Съпротивленията на резисторите $R_1 \div R_4$ трябва да се изберат така, че падът на напрежение (при номинален входен ток) да е от порядъка на минималния входен сигнал. Нека приемем стойността на входния ток на интегралната схема равна на 5 μA. Това значи, че през всеки резистор ще протече ток 1,25 μA. Ако съпротивлението на всеки от резисторите е 100 Ω, падът на напрежение върху всеки от тях ще бъде 125 μV. Това е по-малко от 10% от стойността на минималния входен сигнал (2 mV).

Общото (или максимално възможното) напрежение на сигнала на входа на интегралната схема може да бъде 200 mV (4×50 mV). Следователно съпротивлението на R_{OB} трябва да бъде от 5 до 10 пъти по-голямо от съпротивлението на входните резистори, за да се получи номинално изходно напрежение 1 V и максимално изходно напрежение 2 V (200 mV×5 = 1 V, 200 mV×10 = 2 V).

Ако съпротивлението на всеки от входните резистори е

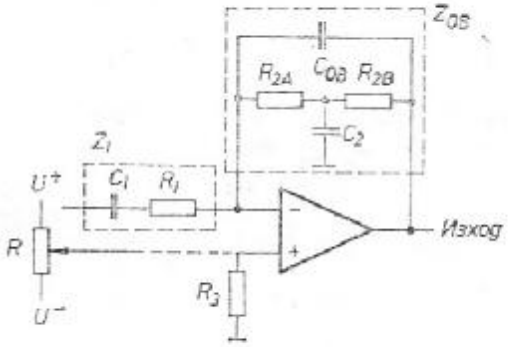
100 Ω, стойността на R_{OB} трябва да бъде от 500 до 1000 Ω. Да приемем, че е избран резистор със съпротивление 1000 Ω.

Съпротивлението на резисторите R_{OM}, който служи за намаляване на входното напрежение на несиметрия, може да се изчисли по уравнението от фиг. 3-43, ако са известни стойностите на резисторите $R_1 \div R_4$ и R_{OB}:

$$R_{OM} = \frac{1}{1/100+1/100+1/100+1/100+1/1000} = 25\ \Omega.$$

3-6. ИНТЕГРАТОР С ИНТЕГРАЛЕН ОПЕРАЦИОНЕН УСИЛВАТЕЛ

На фиг. 3-44 и 3-45 са показани принципни схеми на интегриращи операционни усилватели (или интегратори). Интегрирането на различни сигнали (обикновено на правоъгълни импулси) се извършва с подобни схеми. Изходното напрежение на усилвателя е обратно пропорционално на времеконстантата на веригата за обратна връзка и право пропорционално на интеграла на входния сигнал.



R_1 — вижте текста
$R_{2A}=R_{2B}=R_1\times 10$

$$C_2 \approx \frac{2}{\dfrac{6{,}28\times\text{честота } A}{R_{2A}}}$$

$$C_{OB} \approx \frac{1}{\dfrac{\text{коеф. на усилване}\times\text{честота } C\times 6{,}28}{R_1}}$$

$$C_1 \approx \frac{1}{\dfrac{6{,}28\times\text{честота } B}{R_1}}$$

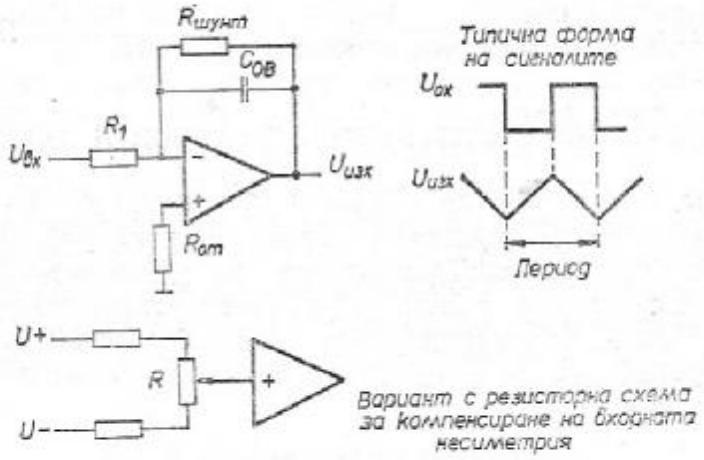
Честота A — долна гранична честота
Честота B — 10 пъти по-висока от честотата А
Честота C — горна гранична честота

Фиг. 3.44. Интегриращ ОУ. С разрешение на Моторола

Схемата на фиг. 3-44 е подходяща за случаите, когато интеграторът трябва да работи в широк честотен обхват. Имайте пред вид, че след като са избрани вече стойностите на отделни-

те елементи, изходното напрежение на ОУ ще се изменя в зависимост от честотата.

Схемата на фиг. 3-45 е пригодена за използуване при входен сигнал с неизменна честота.



$$U_{изх} \approx -\frac{1}{R_1 C_{ОВ}} \int U_{вх} \Delta t$$

$R_1 \times C_{ОВ} \approx$ периода на сигнала $U_{вх}$

$$C_{ОВ} \approx \frac{\text{периода}}{R_1}$$

$$R_{шунт} \approx 10 \times R_1 \quad R_{от} \approx \frac{R_1 R_{шунт}}{R_1 + R_{шунт}}$$

$U_{изх}$ е изместен на $+90°$ спрямо $U_{вх}$

Фиг. 3-45. Интегриращ ОУ за фиксирана работна честота.
С разрешение на Моторола

3-6.1. Анализ на схемата

Всички съображения, изложени при обяснението на основната схема на ОУ в раздели 3-1÷3-3, са валидни и за интегриращия усилвател, но със следните изключения: стойността на времеконстантата R_1 $C_{ОВ}$ трябва да бъде *приблизително равна на периода на сигнала*, който трябва да се интегрира. Стойността на времеконстантата $R_{шунт}$ $C_{ОВ}$ трябва да бъде *значително по-голяма от периода на сигнала*, който трябва да се интегрира (приблизително 10 пъти по-голяма).

Следователно съпротивлението на $R_{шунт}$ трябва да бъде 10 пъти по-голямо от това на R_1. Имайте пред вид, че $R_{шунт}$ и $C_{ОВ}$ образуват група с импеданс, който зависи от честотата на сигнала и това ще се забелязва най-силно при ниски честоти.

3-6.2. Пример за проектиране

Резисторът R_1 от схемата на фиг. 3-44 се подбира в зависимост от входния ток на поляризация и пада на напрежение, създаден от този ток. Освен това трябва да се получат разумни стойности за C_{OB} и C_1. Приемете, че съпротивлението на R_1 е 10 kΩ.

Времеконстантата на групата $R_2 C_{OB}$ трябва да бъде чувствително по-голяма от тази на групата $R_1 C_{OB}$. По тази причина съпротивленията на R_{2A} и R_{2B} трябва да са около 10 пъти по-големи от това на R_1. Както е показано в уравненията от фиг. 3-44, съпротивлението им ще бъде около 100 kΩ.

След като е известно съпротивлението на R_2, капацитетът на C_2 се определя от долната гранична честота на интегратора (честотата A). Обикновено тя е по-ниска от 1 Hz. Нека приемем, че в този случай честотата A е равна на 0,016 Hz. Като се използват тези данни, може да се определи стойността на C_2:

$$C_2 \approx \frac{2}{\frac{6{,}28 \times 0{,}016}{100\,000}} \approx 200\ \mu\text{F}.$$

Когато е известно съпротивлението на R_1, капацитетът на C_{OB} се определя в зависимост от горната гранична честота на интегратора (честотата C) и коефициента на усилване по напрежение, който трябва да се осигури за тази честота. Ако горната гранична честота е например 5 kHz и желаният коефициент на усилване при тази честота е 10, капацитетът на C_{OB} ще бъде приблизително равен на

$$C_{OB} \approx \frac{1}{\frac{10 \times 5000 \times 6{,}28}{10\,000}} \approx 300\ \text{pF}.$$

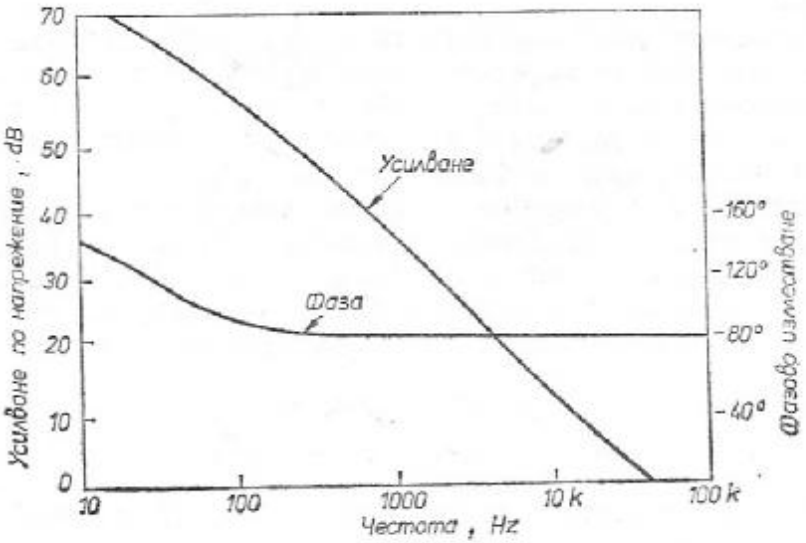
След като е определено съпротивлението на R_1, капацитетът на C_1 се изчислява в зависимост от средната честота на интегратора (честотата B). Тази честота е приблизително с 1 декада над честотата A. Нека приемем за B стойността 0,16 Hz. Като се използват тези данни, за C_1 се получава

$$C_1 \approx \frac{1}{\frac{6{,}28 \times 0{,}16}{10\,000}} \approx 100\ \mu\text{F}.$$

Ако входното напрежение на несиметрия на ОУ не е голямо, неинвертиращият му вход може да бъде свързан към земя през един постоянен резистор. За начало може да опитате същата стойност, каквато има R_1. Ако е необходима по-голяма точност или ако входното напрежение на несиметрия е голямо, използувайте схемата с потенциометър, показана на фиг. 3-44. Напре-

жението, подадено към неинвертиращия вход, трябва да се подбере така, че при липса на входен сигнал напрежението на несиметрия да бъде OV.

Коефициентът на усилване по напрежение за схемата, пока-



Фиг. 3-46. Честотна и фазова характеристика на интегриращ ОУ

зана на фиг. 3-44, зависи от честотата. На фиг. 3-46 е показана зависимостта на коефициента на усилване по напрежение от честотата за един ОУ (МС-1531, производство на Моторола), при който са използувани външни елементи със стойности, определени в този пример.

3-6.3. Пример за проектиране

Резисторът R_1 от схемата на фиг. 3-45 се подбира в зависимост от входния ток на поляризация и пада на напрежение, създаден от този ток. Нека приемем, че входният ток на поляризация е 5000 nA и че падът на напрежение върху R_1 не бива да бъде по-голям от 180 mV (за да бъде не повече от 10% от входния сигнал, равен на 1,8 V). Ако съпротивлението на R_1 е 33 kΩ, върху резистора ще се получи пад на напрежение, равен на 165 mV.

Времеконстантата на групата R_1C_{OB} трябва да бъде приблизително равна на периода на интегрирания сигнал. Времеконстантата на групата $R_{шунт}C_{OB}$ трябва да бъде *значително по-голяма* от този период (приблизително 10 пъти). Следователно $R_{шунт}$ трябва да бъде със съпротивление, 10 пъти по-голямо от

това на R_1. Имайте пред вид, че $R_{шунт}$ и $C_{ОВ}$ представляват група с импеданс, който зависи от честотата (т. е. става най-забележим при ниски честоти).

Нека приемем, че схемата, показана на фиг. 3-45, ще се използува за интегриране на правоъгълни импулси с честота 1 kHz. Периодът на тези импулси е 1 ms.

Може да се използува всякаква комбинация от R_1 и $C_{ОВ}$, стига стойността, получена при умножаване на R_1 с $C_{ОВ}$, да бъде равна на 0,001. Ако се използува приетата стойност за R_1 (33 kΩ), капацитетът на $C_{ОВ}$ трябва да бъде 0,003 μF.

Съпротивлението на $R_{шунт}$ тогава трябва да бъде най-малко 330 kΩ. Предназначението на този резистор е да осигури обратна връзка по постоянен ток. Тази обратна връзка е необходима, за да се предотврати зареждането на $C_{ОВ}$ от напрежението на несиметрия (което може да доведе до ограничаване на изходния сигнал). Ако входното напрежение на несиметрия е малко или може да бъде намалено чрез $R_{от}$, $R_{шунт}$ може да не се включва.

Резисторът $R_{шунт}$ може да окаже влияние върху коефициента на усилване по напрежение при много ниски честоти. Обаче за честоти над 15 Hz влиянието на $R_{шунт}$ е пренебрежимо малко (заради $C_{ОВ}$, който е включен паралелно на резистора).

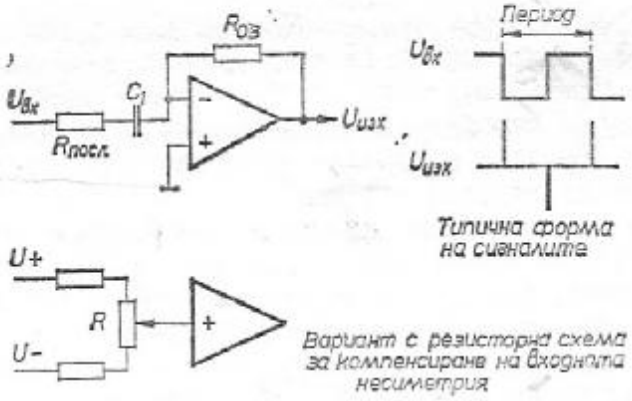
Ако се изисква по-голяма точност, особено при ниски честоти, резисторът $R_{от}$ може да бъде заменен с потенциометър, както е показано на фиг. 3-45. Напрежението, подавано на неинвертиращия вход, трябва да се подбере така, че при липса на сигнал напрежението на несиметрия да стане 0V.

3-7. ДИФЕРЕНЦИРАЩА СХЕМА С ИНТЕГРАЛЕН ОПЕРАЦИОНЕН УСИЛВАТЕЛ

На фиг. 3-47 е показана схемата на интегрален операционен усилвател, използуван като диференциращ усилвател. С помощта на такава схема може да се извърши диференциране на различни сигнали (обикновено правоъгълни и трионообразни напрежения). Изходното напрежение на ОУ е обратно пропорционално на времеконстантата на веригата за обратна връзка и е право пропорционално на скоростта на изменение на входното напрежение.

3-7.1. Анализ на схемата

Всички съображения, изложени при обяснението на основната схема на ОУ в раздели 3-1 ÷ 3-4, са валидни и за диференциращия усилвател, но със следните изключения: стойността на времеконстантата $R_{ОВ}C_1$ трябва да бъде *приблизително*



$$U_{изх} \approx -R_{ОВ}C_1 \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta t}$$

$R_{ОВ} \times C_1 \approx$ период на сигнала, който трябва да се диференцира

$$C_1 \approx \frac{\text{периода}}{R_{ОВ}}$$

$$R_{посл} \approx 50\ \Omega$$

$U_{изх}$ е изместен на $-90°$ спрямо $U_{вх}$

Фиг. 3-47. Диференциращ ОУ. С разрешение на Моторола

равна на периода на диференцирания сигнал. На практика стойността на тази времеконстанта се подбира експериментално с цел получаване на приемливо ниво на изходния сигнал.

Главната трудност при проектирането на диференциращи усилватели е тази, че *коефициентът на усилване по напрежение нараства при увеличаване на честотата*. Поради това диференциращите усилватели са много чувствителни към високочестотни шумове. Класическият начин за избягване на този недостатък е свързването на малък резистор (със съпротивление от порядъка на 50 Ω) последователно на кондензатора на входа, така че да се намали коефициентът на усилване при високи честоти. Поставянето на този резистор дава по-реален вид на диференциращия усилвател, тъй като източникът на сигнал прибавя винаги някакво съпротивление последователно на входния капацитет.

В някои случаи обаче тази чувствителност на диференциращия усилвател може да се окаже и негово предимство — например ако той се използува за откриване на изкривявания или високочестотен шум в сигнала. В такива случаи диференциращият усилвател може да открие информация, която е „замаскирана“ във входния сигнал.

Диференцирането позволява да се получи значително изменение на изходния сигнал на усилвателя при малка промяна на наклона на входния му сигнал. Един пример за полезността на това свойство е определянето на линейността на разгъващо

трионообразно напрежение. Ако в това напрежение съществува нелинейност, наклонът на сигнала ще се променя. Диференцираният сигнал (изходното напрежение на усилвателя) ще показва много точно точките на нелинейност. (При това обаче трябва да се отбележи, че периодични сигнали с различен наклон на нарастващия и падащ участък могат да предизвикат грешни изходни сигнали.)

3-7.2. Пример за проектиране

Нека приемем, че схемата от фиг. 3-47 ще се използува за диференциране на сигнали с честота 1 kHz. Периодът на тези сигнали е 1 ms. Може да се използува всякаква комбинация от C_1 и $R_{ОВ}$, стига произведението от техните стойности да бъде равно на 0,001. Като начални опитни стойности могат да се използуват изчислените за схемата на интегриращия усилвател от раздел 3-6.3, въпреки че местата на елементите са разменени. Така че C_1 би трябвало да бъде с капацитет 0,03 μF, $R_{ОВ}$ — със съпротивление 33 kΩ.

Съпротивлението на $R_{посл}$ (ако се използува) би трябвало да бъде около 50 Ω. Имайте пред вид, че $R_{посл}$ и C_1 образуват импеданс, който е честотно зависим и се забелязва най-силно при високи честоти).

3-8. ТЕСНОЛЕНТОВ ИЗБИРАТЕЛЕН УСИЛВАТЕЛ

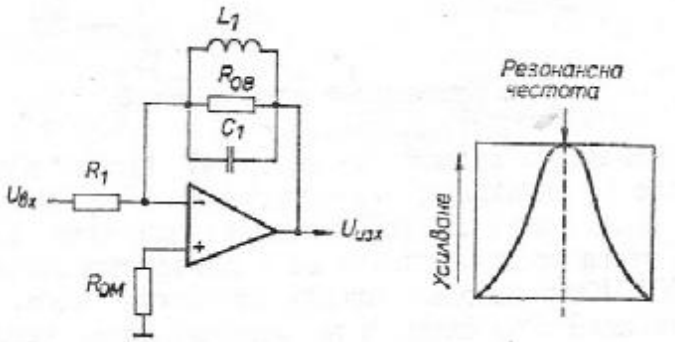
На фиг. 3-48 е показана схемата на интегрален теснолентов операционен усилвател (настройваем резонансен усилвател).

3-8.1. Анализ на схемата

Всички основни съображения, изложени при обяснението на основната схема на ОУ в раздели 3-1 ÷ 3-4, са валидни и за теснолентовия избирателен усилвател, но със следните изключения: коефициентът на усилване по напрежение се определя по обичайния начин от отношението $R_1/R_{ОВ}$. Все пак максимален коефициент на усилване ще се получи при честота, равна на резонансната честота на LC-веригата. Кондензаторът C_1 и индуктивността L_1 образуват паралелен трептящ кръг, който има голямо съпротивление за сигнала с резонансна честота. Затова обратната връзка е минимална (коефициентът на усилване е максимален) при резонансната честота на трептящия кръг.

3-8,2. Пример за проектиране

Нека приемем, че схемата от фиг. 3-48 трябва да осигури усилване 20 dB при честота 100 kHz. Съпротивлението на R_1 се подбира по обичайния начин според стойността на входния ток и пада на напрежение, който се създава от този ток. Нека прие-



$$\text{Коеф. на усилване по напрежение} = \frac{U_{изх}}{U_{вх}} = \frac{R_{ОВ}}{R_1} \qquad R_{ОМ} = \frac{R_1 R_{ОВ}}{R_1 + R_{ОВ}}$$

$$\text{Резонансна честота} = \frac{1}{6{,}28\sqrt{L_1 C_1}}$$

$$\text{Резонансна честота, kHz} = \frac{160}{\sqrt{L_1\,(\mu\text{H}) \times C_1\,(\mu\text{F})}}$$

$$L_1 = \frac{1}{6{,}28\, f^2 C_1}$$

$$C_1 = \frac{1}{6{,}28\, f^2 L_1} \qquad L_1\,(\mu\text{H}) = \frac{2{,}54 \times 10^4}{f\,(\text{kHz})^2 \times C_1\,(\mu\text{F})}$$

$$C_1\,(\mu\text{F}) = \frac{2{,}54 \cdot 10^4}{f\,(\text{kHz})^2 \times L_1\,(\mu\text{H})}$$

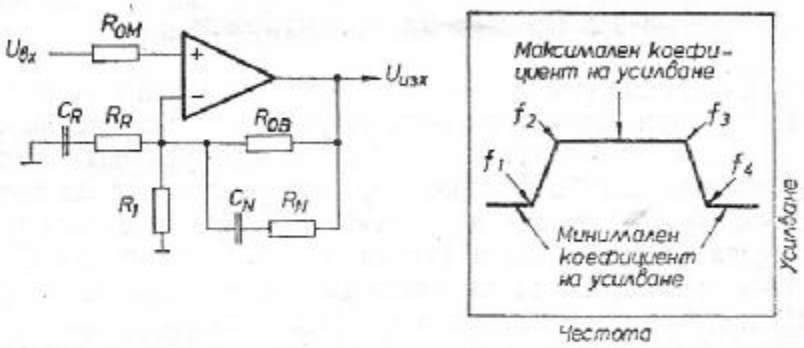
Фиг. 3-48. Теснолентов избирателен усилвател

мем, че стойността на R_1 е 3,3 kΩ. Съпротивлението на $R_{ОМ}$ трябва да бъде същото или малко по-малко. Ако съпротивлението на R_1 е 3,3 kΩ, това на $R_{ОВ}$ трябва да бъде 33 kΩ ($R_1 \times 10$), за да се осигури усилване 20 dB.

Може да се използува всякаква комбинация от L_1 и C_1, стига те да осигуряват резонансна честота 100 kHz. За честоти под 1 MHz капацитетът на C_1 трябва да бъде между 0,001 и 0,01 μF. Нека приемем за C_1 произволната стойност 0,0015 μF. Като се използуват уравненията от фиг. 3-48, индуктивността на L_1 трябва да бъде приблизително 1700 μH.

3-9. ШИРОКОЛЕНТОВ ИЗБИРАТЕЛЕН УСИЛВАТЕЛ

Схемата на интегрален широколентов избирателен усилвател е показана на фиг. 3-49.



Макс. коеф. на усилване $= \frac{R_{OB}}{R_R}$ $\quad R_{OB} = R_1 \times$ мин. коеф. на усилване

Мин. коеф. на усилване $= \frac{R_{OB}}{R_1}$ $\quad R_R = R_{OB}/$макс. коеф. на усилване

$R_N \approx 30\%$ от R_{OB}

$$R_{OM} \approx R_1 \qquad f_1 = \frac{10}{6{,}28 C_R (R_{OB} + 10 R_R)}$$

$$C_R = \frac{1}{6{,}28 f_2 R_R} \qquad f_2 = \frac{1}{6{,}28 R_R C_R}$$

$$C_N = \frac{1}{6{,}28 f_3 (R_N + R_{OB})} \qquad f_3 = \frac{1}{6{,}28 C_N (R_N + R_{OB})}$$

$$f_4 = \frac{40}{6{,}28 C_N (40 R_N + R_{OB})}$$

Фиг. 3-49. Широколентов избирателен усилвател

3-9.1. Анализ на схемата

Всички основни съображения, изложени при обяснението на основната схема на ОУ в раздели 3-1 ÷ 3-4, са валидни и за широколентовия избирателен усилвател, но със следните изключения: максималният коефициент на усилване по напрежение се определя от отношението на R_R и R_{OB}. Това е коефициентът на усилване в равната част на честотната характеристика. Минималният коефициент на усилване се определя както обикновено от отношението на R_{OB} към R_1.

Честотата, при която започва спадането на коефициента на

усилване (горната и долната гранична честота), се определя от импедансите на използуваните външни елементи, както е показано чрез уравненията на фиг. 3-49.

3-9.2. Пример за проектиране

Нека да предположим, че схемата, показана на фиг. 3-49, трябва да осигури минимален коефициент на усилване по напрежение 20 dB и приблизително 30 dB в пропусканата честотна лента. Коефициентът на усилване трябва да започне да нараства при честота 10 kHz и да достига 30 dB при честота 40 kHz. Пропусканата честотна лента трябва да се простира до 200 kHz и след това коефициентът на усилване отново трябва да спадне на 20 dB при честота 800 kHz и повече.

Имайте пред вид, че ако за използувания ОУ е необходима честотна компенсация, тя трябва да бъде избрана в съответствие с минималния коефициент на усилване (20 dB), а не според максималния коефициент на усилване в пропусканата честотна лента.

Съпротивлението на R_1 се подбира по обичайния начин в зависимост от входния ток и от пада на напрежение, създаван от този ток. Нека приемем за R_1 стойността 1 kΩ. Съпротивлението на R_{OM} трябва да бъде същото или малко по-малко.

Ако съпротивлението на R_1 е 1 kΩ, за R_{OB} трябва да се подбере резистор със съпротивление 10 kΩ. Ако R_{OB} има съпротивление 10 kΩ, стойността на R_R трябва да бъде 330 Ω. Това съотношение на съпротивленията ще осигури коефициентите на усилване съответно от 20 dB и 30 dB. На практика може да се наложи тези стойности да бъдат променени, за да се постигнат желаните коефициенти на усилване.

При съпротивление на R_R, равно на 330 Ω, капацитетът на C_R би трябвало да бъде 0,012 μF.

При съпротивление на R_{OB}, равно на 10 kΩ, съпротивлението на R_N би трябвало да бъде 3 kΩ.

Ако съпротивлението на $R_N + R_{OB}$ е 13 kΩ, капацитетът на C_N трябва да бъде 61 pF.

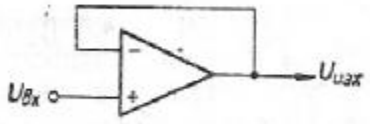
Когато всички тези стойности са известни, останалите уравнения от фиг. 3-49 могат да бъдат използувани за определяне на четирите честоти.

3-10. ИНТЕГРАЛЕН УСИЛВАТЕЛ С КОЕФИЦИЕНТ НА УСИЛВАНЕ 1

На фиг. 3-50 е показана схемата на усилвател на напрежение с коефициент на усилване 1 (известен също така като повторител на напрежение).

3-10.1. Анализ на схемата

Всички основни съображения, изложени при обяснението на схемата на ОУ в раздели 3-1 ÷ 3-4, са валидни и за схемата на повторителя на напрежение, но със следните изключения: резисторът за обратна връзка и входният резистор са отстранени



$$U_{изх} = U_{вх}$$

$$Z_{вх} \text{ при затворена верига на обратната връзка} = \text{Коеф. на усилване без обр. връзка} \times Z_{вх} \text{ на ОУ без обр. връзка}$$

$$Z_{изх} \text{ при затворена верига на обратна връзка} = \frac{Z_{изх} \text{ на ОУ без обр. връзка}}{\text{коеф. на усилване на ОУ без обр. връзка}}$$

Фиг. 3-50. Повторител на напрежение

от схемата. При това положение изходното напрежение на усилвателя е равно на входното напрежение (или може да бъде малко помалко от него). Входният импеданс обаче е много голям, а изходният — много малък, което се вижда и от уравненията на фиг. 3-50.

В действителност входният импеданс на интегралната схема се умножава по коефициента на усилване на ОУ при отворена верига на обратната връзка, докато изходният импеданс се дели на същия коефициент. Имайте пред вид, че коефициентът на усилване по напрежение при отворена верига на обратната връзка се изменя при промяна на честотата. Следователно при наличие на обратна връзка импедансите стават честотнозависими. Едно друго обстоятелство, което често остава незабелязано, е необходимостта от осигуряване на входен ток на поляризация. При обикновените усилватели това става през входните резистори. В схемата от фиг. 3-50 този ток трябва да бъде осигурен от източника на сигнал и така може да бъде изменен входният импеданс.

Друг недостатък на схемата от фиг. 3-50 е този, че общото входно напрежение е синфазно, т. е. на двата входа се подава напрежение, равно на цялото входно напрежение. Ако входният сигнал се състои от едно голямо постоянно напрежение, върху което е насложена и голяма променлива съставна, входният сигнал може да надхвърли по стойност максимално допустимото входно синфазно напрежение на ОУ, което е дадено в справочника. Този недостатък може да се преодолее, ако входният сигнал се подаде към неинвертиращия вход на усилвателя през кондензатор. По този начин се елиминира постоянната съставна

на входния сигнал и на двата входа постъпва само променливият сигнал. Така се решава въпросът с максимално допустимото входно синфазно напрежение, но между неинвертиращия вход и земя ще трябва да се свърже резистор. През този резистор ще протича входният ток на ОУ, но съпротивлението на резистора ще определи и входния импеданс на схемата. Ако съпротивлението е голямо, входният ток ще създаде голямо напрежение на несиметрия.

Някои фирми-производители препоръчват във веригата за обратна връзка (от изхода към инвертиращия вход) и към неинвертиращия вход на усилвателя да се свържат резистори с еднакво съпротивление. При това коефициентът на усилване ще остане равен на 1 и схемата ще работи като повторител на напрежение. В този случай обаче входният и изходният импеданс ще се определят (предимно) от стойностите на елементите, а не от параметрите на ОУ, както беше при схемата, показана на фиг. 3-50.

3-10.2. Пример за проектиране

Нека да предположим, че схемата от фиг. 3-50 трябва да осигури коефициент на усилване по напрежение 1, висок входен и нисък изходен импеданс. Освен това нека да са известни следните параметри на ОУ при отворена верига на обратната връзка: коефициент на усилване по напрежение 1000 (60 dB); изходен импеданс 200 Ω; входен импеданс 15 kΩ. При тези данни входният импеданс на схемата при наличието на обратна връзка ще бъде

$$1000 \times 15000 = 15\ \text{MΩ}.$$

Изходният импеданс ще бъде равен на

$$\frac{200}{1000} = 0{,}2\ \Omega.$$

3-11. ИНТЕГРАЛЕН УСИЛВАТЕЛ С КОЕФИЦИЕНТ НА УСИЛВАНЕ 1 И ПОВИШЕНА СКОРОСТ НА ИЗМЕНЕНИЕ НА ИЗХОДНОТО НАПРЕЖЕНИЕ

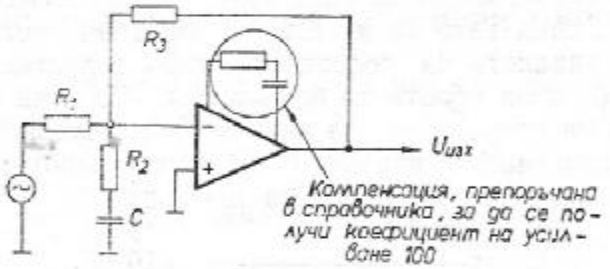
Един от недостатъците на усилвателя с коефициент на усилване 1 е, че скоростта на изменение на изходното напрежение е много малка. Това означава, че преходната характеристика е много полегата и се стеснява честотната лента по мощност. Причината за тесна честотна лента по мощност е твърде големият кондензатор за честотна компенсация, който се препоръчва в повечето справочници при коефициент на усилване 1.

Като пример нека приемем, че ОУ има характеристики като показаните на фиг. 3-13 и че желаната работна честота е 200 kHz (ОУ с коефициент на усилване по напрежение 1 трябва да има широчина на честотната лента по мощност до 200 kHz). Препоръчваната стойност на кондензатора за честотна компенсация при коефициент на усилване по напрежение 1000 (60 dB) е 0,001 μF, докато при коефициент на усилване по напрежение 1 този кондензатор трябва да бъде с капацитет 1 μF. Нека приемем още, че ОУ има характеристики като показаните на фиг. 3-30 и товарът е 100 Ω. При кондензатор за честотна компенсация с капацитет 0,001 μF може да бъде отдадена пълната изходна мощност и за честоти, много по-високи от 200 kHz. Ако обаче кондензаторът за честотна компенсация има стойност 1 μF, пълна мощност може да бъде отдадена към товара само за честоти до 4 kHz.

Съществуват няколко метода за осигуряване на голяма скорост на изменение на изходното напрежение и на достатъчна широчина на честотната лента по мощност при ОУ с коефициент на усилване по напрежение, равен на 1. По-долу са описани два от тези методи.

3-11.1. Пример за проектиране

Използуване на честотните компенсации, препоръчани в справочника. На фиг. 3-51 е показан начин за свързване на ОУ в схема с коефициент на усилване по напрежение 1, но при голяма скорост на изменение на изходното напрежение (стръ-



$R_1 = R_3 = R_2 \times 100$ Коеф. на усилване = 100

$R_2 = \frac{R_1}{100}$ $C = \frac{1}{6.28 \times R_2 \times f}$

Скоростта на изменение на изходното напрежение = Скоростта на изменение на изходното напрежение при коеф. на усилване, равен на 100

Фиг. 3-51. Повторител на напрежение с повишена скорост на изменение на изходното напрежение. С разрешение на Моторола

мен фронт на преходната характеристика и достатъчна широчина на честотната лента по мощност). В тази схема също се използува препоръчаната в справочника честотна компенсация, но са направени някои изменения. Вместо да използувате стойността на кондензатора, препоръчана за коефициент на усилване 1, използувайте посочената за коефициент на усилване 100. След това изберете съпротивленията на R_1 и R_3 така, че да се получи коефициент на усилване 1 ($R_1=R_3$). Както е показано чрез уравненията, съпротивлението на $R_1(R_3)$ трябва да бъде около 100 пъти по-голямо от това на R_2. На практика R_1 и R_3 трябва да имат доста голямо съпротивление.

Нека да предположим, че схемата от фиг. 3-51 осигурява коефициент на усилване 1 при скорост на изменение на изходното напрежение, която е типична за същия ОУ при коефициент на усилване по напрежение, равен на 100. Освен това нека приемем, че входният и изходният сигнал са с размах по 8 V и че ОУ има входен ток от порядъка на 200 nA, характеристики, подобни на показаните на фиг. 3-13, но и по-голям коефициент на усилване.

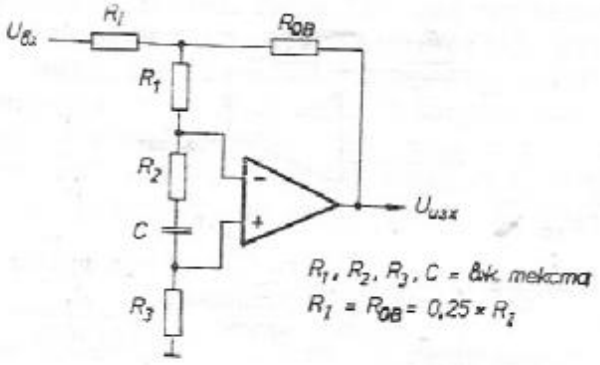
Препоръчваната стойност на кондензатора за честотна компенсация при коефициент на усилване 100 е 0,001 μF. След като тя е известна, изберете стойностите на R_1, R_2 и R_3. Съпротивлението на R_1 (следователно и на R_3) се избира така, че падът на напрежение, предизвикан от входния ток, е от порядъка (най-добре 10%) на входния сигнал. Десет процента от 8 V входен сигнал са равни на 0,8 V. Като се използува тази стойност и входният ток от 200 nA, може да се изчисли съпротивлението на R_1 (4 MΩ). Ако съпротивлението на R_1 е 4 MΩ, това на R_3 също трябва да бъде 4 MΩ, а съпротивлението на R_2 трябва да бъде 40 kΩ (4 MΩ : 100 = 40 kΩ).

Стойността на C_1 се намира, като се използуват уравненията от фиг. 3-51, след като са известни съпротивлението на R_2 и началото на спадането на честотната характеристика на ОУ при отворена верига на обратната връзка. Ако ОУ има характеристики, подобни на показаните на фиг. 3-10, и спадането на честотната характеристика с наклон 6 dB/октава започва при честота 200 kHz, капацитетът на C трябва да бъде

$$C \approx \frac{1}{6{,}28 \times 40\ \text{k}\Omega \times 200\ \text{kHz}} \approx 19\ \text{pF}.$$

Използуване на честотна компенсация на входа. На фиг. 3-52 е показан начин на свързване на ОУ за получаване на коефициент на усилване по напрежение 1 и голяма скорост на изменение на изходното напрежение, като се използува честотна компенсация на входа. При тази схема не се използува честотната компенсация, препоръчвана в справочника за интегрални схеми. Вместо това е приложена честотна компенсация чрез изменение на входния импеданс, описана в раздел 3-2.6.

Първото нещо, което трябва да се направи, е да се осигури честотна компенсация на ОУ чрез изменение на входния му импеданс, както е показано в раздел 3-2.6 и на фиг. 3-11. Препоръчваните стойности са $R_1=R_3=5$ kΩ, $R_2=2100$ Ω, $C=0{,}0004$ μF.



Фиг. 3-52. Повторител на напрежение с повишена скорост на изменение на изходното напрежение и честотна компенсация чрез изменение на входния импеданс. С разрешение на Моторола

След това подберете съпротивленията на R_I и R_{OB} така, че да се получи коефициент на усилване по напрежение, равен на 1 (двата резистора трябва да имат еднакви съпротивления). Техните стойности не са критични, но трябва да бъдат еднакви. Като се използуват уравненията от фиг. 3-52, може да се определят стойностите на R_I и R_{OB}, които би трябвало да бъдат $^1/_4$ от стойността на R_1, или $0{,}25\times 5$ kΩ$=1250$ Ω.

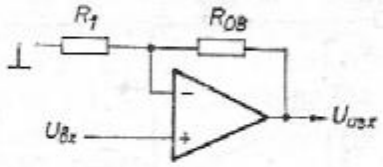
3.12. ИНТЕГРАЛЕН ОУ С ВИСОК ВХОДЕН ИМПЕДАНС

На фиг. 3-53 е показана схемата на интегрален ОУ с висок входен импеданс.

3-12.1. Анализ на схемата

Всички съображения, изложени при обяснението на основната схема на ОУ в раздели 3-1÷3-4, са валидни и за усилвателя с висок входен импеданс, но със следните изключения: качеството висок входен импеданс на усилвателя с коефициент на усилване по напрежение 1 тук е съчетано с усилване на входния сигнал, както се вижда от уравненията на фиг. 3-53. Имайте пред вид, че схемата, показана на фиг. 3-53, е подобна на схемата на основния тип ОУ, като разликата се състои в това, че тук липсва резисторът за компенсация на входното напрежение на неси-

метрия (той се свързва последователно на неинвертиращия вход). В резултат на този компромис се получава висок входен импеданс и известно увеличаване на изходното напрежение на несиметрия.



$$U_{изх}=\frac{R_1+R_{OB}}{R_1}\times U_{вх}$$

$$Z_{изх}\text{ при затворена верига на обр. връзка}=\frac{Z_{изх}\text{ на ОУ без обр. връзка}}{1+\text{коеф на усилване без обр. връзка}}\times\frac{R_1}{R_1+R_{OB}}$$

$$R_{OB}\approx(\text{коеф. на усилване}-1)\times R_1$$

$$Z_{вх}\text{ при затворена верига на обр. връзка}=Z_{вх}\text{ на ОУ без обр. връзка}\times\text{коеф. на усилване с обр. връзка}$$

Фиг. 3-53. ОУ с висок входен импеданс

В основната схема на операционен усилвател към неинвертиращия вход се свързва резистор, който трябва да елиминира входното напрежение на несиметрия. При това (теоретично) се получава нулево изходно напрежение на несиметрия. Потенциалът на изхода на ОУ независимо от големия коефициент на усилване по напрежение е 0 V.

При усилвателя с коефициент на усилване по напрежение, равен на 1, липсва резисторът за компенсация на входното напрежение на несиметрия, но тъй като липсва и усилване по напрежение, несиметрията в изхода на усилвателя е същата както на входа му. При обикновените операционни усилватели входното напрежение на несиметрия е по-малко от 10 mV. Тази стойност не би трябвало да има някакво значение за изходния сигнал, когато ОУ се използува като усилвател с коефициент на усилване по напрежение, равен на 1.

В схемата от фиг. 3-53 резисторът за компенсация на входното напрежение на несиместия също липсва. Несиметрията в изхода на усилвателя е равна на входното напрежение на несиметрия, умножено по коефициента на усилване по напрежение при затворена верига на обратната връзка. Все пак, тъй като схемата от фиг. 3-53 се използува за получаване на неголеми коефициенти на усилване, изходното напрежение на несиметрия има умерени стойности.

3-12.2. Пример за проектиране

Да предположим, че схемата от фиг. 3-53 трябва да осигури коефициент на усилване по напрежение, равен на 10, висок входен и нисък изходен импеданс. Нека ОУ има следните характеристики при отворена верига на обратната връзка: изходен импеданс 200 Ω, входен импеданс 15 kΩ, коефициент на усилване 1000 (60 dB).

Съпротивлението на R_1 се избира според входния ток и пада на напрежение, предизвикан от този ток. За R_1 може да се приеме стойността 100 Ω. При съпротивление на R_1, равно на 100 Ω, и коефициент на усилване по напрежение 10 стойността на R_{OB} трябва да бъде

$$R_{OB} \approx (10-1) \times 100 = 900\ \Omega.$$

При коефициент на усилване по напрежение 10 входният импеданс при затворена верига на обратната връзка ще бъде

$$Z_{вх} \approx 15\ \text{k}\Omega \times 10 = 150\ \text{k}\Omega.$$

Изходният импеданс при затворена верига на обратната връзка ще бъде равен на

$$Z_{изх} \approx \frac{200}{1+1000\,\frac{100}{100+900}} \approx 2\ \Omega.$$

3-13. УСИЛВАТЕЛ НА РАЗЛИКА С ИНТЕГРАЛЕН ОПЕРАЦИОНЕН УСИЛВАТЕЛ

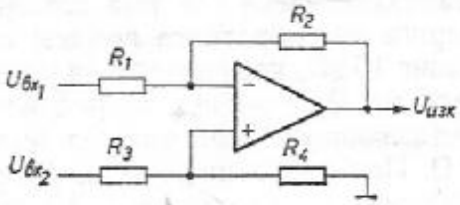
На фиг. 3-54 е показана схема за използуване на интегрален операционен усилвател като изваждащо устройство (усилвател на разлика). Напрежението на единия входен сигнал се изважда от напрежението на другия входен сигнал, ако тези сигнали се подават едновременно на двата входа на ОУ.

3-13.1. Анализ на схемата

Всички съображения, изложени при обяснението на основната схема на операционен усилвател в раздели 3-1 ÷ 3-4, са валидни и за усилвателя на разлика, но със следните изключения: ако съпротивленията на всички резистори са еднакви, изходното напрежение на ОУ ще бъде равно на разликата между напреженията, приложени на положителния (неинвертиращ) и отрицателния (инвертиращ) вход, т.е. изходният сигнал има размах, равен на разликата на двете входни напрежения. Затова според

случая тази схема може да се използува като изваждащо устройство или усилвател на разлика.

Ако съпротивленията на всички резистори не са еднакви, изходното напрежение ще бъде приблизително равно на алгебрич-



$$U_{изх} = -\left(\frac{R_2}{R_1} \times U_{вх1}\right) + \left[\left(\frac{R_4}{R_3+R_4}\right)\left(\frac{R_1+R_2}{R_1}\right) U_{вх2}\right]$$

Когато $R_1=R_2=R_3=R_4$, $U_{изх}=U_{вх2}-U_{вх1}$

$R_2=R_1\times$коеф. на усилване
$R_3=R_1/$коеф. на усилване
$R_4=R_1\times$коеф. на усилване

Фиг. 3-54. Усилвател на разлика с ОУ

ната сума от коефициентите на усилване за двата входни сигнала, което е показано чрез уравненията от фиг. 3-54. Общо взето, по-лесно е да се използуват едни и същи стойности за всички резистори.

3-13.2. Пример за проектиране

Нека да предположим, че схемата, показана на фиг. 3-54, ще се използува като усилвател на разликата между двете входни напрежения. Всяко от входните напрежения може да се изменя от 2 $mV_{еф}$ до 50 $mV_{еф}$. Изходното напрежение трябва да се изменя от 20 $mV_{еф}$ до 500 $mV_{еф}$.

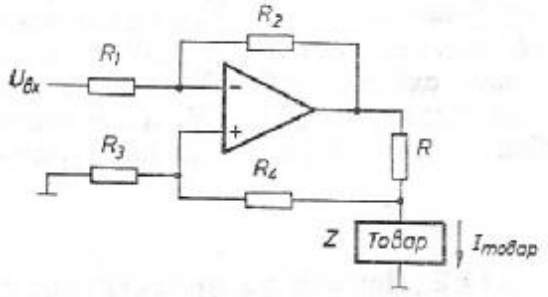
Според изискванията коефициентът на усилване по напрежение трябва да бъде равен на 10, следователно всички резистори не могат да бъдат с еднакви съпротивления. За да се осигури коефициент на усилване 10 за сигнала, подаден на инвертиращия вход, съпротивлението на R_2 трябва да бъде 10 пъти по-голямо от това на R_1.

Съпротивлението на R_1 се избира по обичайния начин в зависимост от входния ток така, че падът на напрежение, предизвикан от този ток, да бъде съизмерим с минималния входен сигнал. Нека приемем за R_1 стойността 100 Ω. За да се осигури коефициент на усилване 10 за сигнала, подаден на инвертиращия вход,

съпротивлението на R_2 трябва да бъде 1000 Ω. Ако съпротивлението на R_1 е 100 Ω, съпротивленията на R_3 и R_4 би трябвало да бъдат съответно 10 Ω и 1000 Ω.

3-14. ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НАПРЕЖЕНИЕ-ТОК

На фиг. 3-55 е показана схемата на преобразувател напрежение-ток (усилвател на проводимост). Тази схема може да бъде използувана за осигуряване на ток през товара, пропорцио-



Когато $R_1=R_2$, $R_3=R_4$ и $R_3+R_4 \gg Z$,

$$I_{товар} \approx \frac{U_{вх}}{R}$$

$$R \approx \frac{Z}{10}$$

$$R_3 > 20 \times Z$$

$$R_1 > 20 \times Z$$

$R_1=R_3$
$R_2=R_1 \times$ коеф. на усилване

Фиг. 3-55. Преобразувател напрежение-ток

лен на входното напрежение на усилвателя. Токът, отдаван към товара, е сравнително независим от параметрите на самия товар. По същество тази схема представлява усилвател с обратна връзка по ток.

3-14.1. Анализ на схемата

Всички съображения, изложени при обяснението на основната схема на операционен усилвател в раздели 3-1÷3-4, са валидни и за преобразувателя напрежение-ток, но със следните изключения: за осигуряване на обратна връзка към неинвертиращия ход на усилвателя се използува токоопределящ резистор R. Когато резисторите R_1, R_2, R_3 и R_4 имат еднакви съпротивления, обратната връзка поддържа върху R пад на напрежение, равен на напрежението на входния сигнал. Ако на входа на усилвателя се подава постоянно напрежение, то и напрежението върху R остава

постоянно независимо от товара (в определени граници). Ако падът на напрежение върху R е постоянен, то и токът, който протича през резистора, няма да се променя. Обикновено R_3 и R_4 имат много по-голямо съпротивление от товара, в резултат на което токът през товара остава приблизително постоянен независимо от промените на товарния импеданс.

Съпротивленията на резисторите $R_1 \div R_4$ би трябвало да са еднакви. След това се подбира съпротивлението на токоопределящия резистор R (според желания ток през товара). То трябва да се избере така, че да ограничава мощността на изходния сигнал в границите на възможностите на интегралната схема. Изходната мощност е равна на $I^2 \times (R + \text{товара})$. Например, ако общата допустима разсейвана мощност е 600 mW, а мощността, разсейвана от интегралната схема, е 100 mW, мощността, разсейвана от товара, не бива да надхвърля 500 mW. Като правило съпротивлението на R трябва да се избира равно на $^1/_{10}$ от импеданса на товара (Z).

3-14.2. Пример за проектиране

Нека да предположим, че схемата, показана на фиг. 3-55, се използува като преобразувател напрежение-ток. Товарът в изхода има импеданс 45 Ω (номинална стойност). Максималната изходна мощност на интегралната схема е 500 mW. Трябва да се поддържа максимален изходен ток (независимо от промените на товара) при постоянно входно напрежение 5 mV. При импеданс на товара 45 Ω съпротивлението на R трябва да бъде приблизително 4,5 Ω. Общото съпротивление на R и на товара следователно е 49,5 Ω. За удобство тази стойност може да бъде закръглена на 50 Ω.

Ако общото съпротивление в изхода на схемата е 50 Ω и общата разсейвана мощност е 0,5 W, максималният възможен изходен ток е 0,1 A. ($I = \sqrt{P/R} = \sqrt{0{,}5/50} = \sqrt{0.01} = 0{,}1$ A.)

Ако съпротивлението на R е 4,5 Ω и през резистора протича ток 0,1 A, падът на напрежение ще бъде 450 mV.

Ако входният сигнал има размах 5 mV, а върху R трябва да се получи пад на напрежение 450 mV, коефициентът на усилване по напрежение трябва да бъде 90.

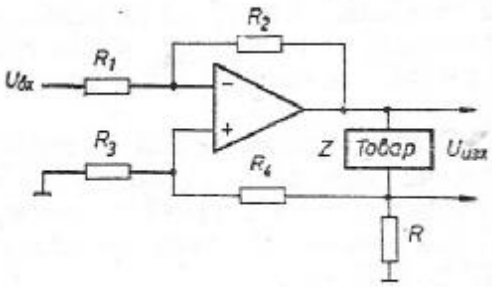
При номинална стойност на товара 50 Ω всеки от резисторите R_3 и R_4 трябва да има съпротивление по 950 Ω (както се вижда от уравненията на фиг. 3-55).

Съпротивлението на R_1 трябва да бъде равно на това на R_3 или на 950 Ω.

Ако съпротивлението на R_1 е 950 Ω и коефициентът на усилване по напрежение е 90, съпротивлението на R_2 би трябвало да бъде 85,5 kΩ.

3-15. ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НАПРЕЖЕНИЕ-НАПРЕЖЕНИЕ

На фиг. 3-56 е показана схема на ОУ, използуван като преобразувател напрежение-напрежение (усилвател на напрежение). Схемата е подобна на тази на преобразувателя напрежение-ток



Когато $R_1=R_2$, $R_3=R_4$,
$U_{изх}=U_{вх}$

$R\approx\frac{Z}{10}$
$R_3>20\times R$
$R_4>20\times R$
$R_1=R_3$
$R_2=R_1\times$коеф. на усилване

Фиг. 3-56. Преобразувател (усилвател) напрежение-напрежение

(раздел 3-14), но са разменени местата на товара и токоопределящия резистор. Напрежението върху товара е сравнително независимо от параметрите на товара.

3-15.1. Анализ на схемата

Всички съображения, изложени при обяснението на основната схема на операционен усилвател в раздели 3-1÷3-4, са валидни и за преобразувателя напрежение-напрежение, но със следните изключения: съпротивленията на резисторите $R_1 \div R_4$ би трябвало да останат еднакви. Съпротивлението на R след това се подбира в зависимост от желания ток през товара. Стойността на R трябва да се избере така, че да се ограничи изходната мощност в границите на възможностите на интегралната схема ($I^2\times$ $\times(R+\text{товар})=P$). Например, ако общата допустима разсейвана мощност е 600 mW, а мощността, разсейвана от самата интегрална схема, е най-много 100 mW, мощността, разсейвана от товара, не бива да надхвърля 500 mW. Като правило съпротивлението на R трябва да се избира равно на $^1/_{10}$ от импеданса на товара (Z).

3-15.2. Пример за проектиране

Нека да предположим, че схемата, показана на фиг. 3-56, ще се използува като преобразувател напрежение-напрежение. Номиналната стойност на товара в изхода на ОУ е 100 Ω. Максималната изходна мощност на интегралната схема е 500 mW. Необходимо е да се поддържа максимално изходно напрежение върху товара независимо от промените в импеданса му (в границите на възможностите на интегралната схема) при постоянно входно напрежение 50 mV.

При товар 100 Ω съпротивлението на R трябва да бъде 10 Ω. Общото съпротивление (R+товар) следователно е 110 Ω.

Ако общото съпротивление е 110 Ω и максималната изходна мощност е 0,5 W, максимално възможният изходен ток е 0,07 A ($I=\sqrt{P/R}=\sqrt{0{,}5/110}=\sqrt{0{,}0045}=0{,}07$ A).

При номинална стойност на товара 100 Ω и ток през товара 0,07 A падът на напрежение върху него е 7 V. Тази стойност може да се използува, стига интегралната схема да е в състояние да осигури такова изходно напрежение. Ако не, подберете друго подходящо изходно напрежение.

При необходими 7 V на изхода на ОУ и входен сигнал 50 mV коефициентът на усилване по напрежение трябва да бъде 140.

Съпротивленията на R_3 и R_4 би трябвало да бъдат поне по 200 Ω (както се вижда от уравнението на фиг. 3-56) при съпротивление на R, равно на 10 Ω.

Съпротивлението на R_1 трябва да бъде равно на това на R_3, т. е. на 200 Ω.

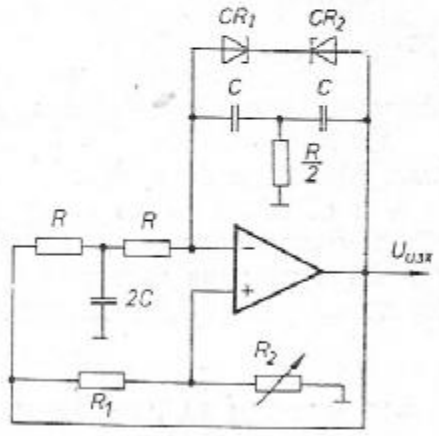
При съпротивление на R_1, равно на 200 Ω, и коефициент на усилване по напрежение 140 съпротивлението на R_2 трябва да бъде 28 kΩ.

3-16. НИСКОЧЕСТОТЕН ГЕНЕРАТОР НА СИНУСОИДАЛНО НАПРЕЖЕНИЕ С ИНТЕГРАЛЕН ОПЕРАЦИОНЕН УСИЛВАТЕЛ

На фиг. 3-57 е показана схемата на операционен усилвател, свързан като генератор на синусоидално напрежение с ниска честота. При честотата, определена по уравнението от фиг. 3-57, обратната връзка, подадена към инвертиращия вход, става положителна, докато към неинвертиращия вход непрекъснато е подадено напрежение на обратна връзка. Дълбочината на тази обратна връзка се подбира чрез R_1 и R_2 така, че да предизвика самовъзбуждане на усилвателя. Заедно с обратната връзка, подадена към инвертиращия вход, обратната връзка към неинвертиращия вход стабилизира амплитудата на генерирания сигнал.

3-16.1. Анализ на схемата

Всички съображения, изложени при обяснението на основната схема на операционен усилвател в раздели 3-1÷3-4, са валидни и за генератора на синусоидално напрежение, но със следните изключения. Съпротивлението на R_1 трябва да бъде около 10 пъ-



Честота $\approx \frac{1}{6{,}28RC}$ $\quad C \approx \frac{1}{6{,}28Rf}$

$R_1 \approx R_2 \times 10$ $\quad R \approx \frac{1}{6{,}28fC}$

Напрежение на стабилизация $\approx 1{,}5 \times U_{изх}$ (от връх до връх) на CR_1 и CR_2

$R < 2$ MΩ

Фиг. 3-57. Нискочестотен генератор на синусоидално напрежение

ти по-голямо от това на R_2. Отношението на R_1 към R_2, което се подбира чрез потенциометъра R_2, определя дълбочината на подадената към входа положителна обратна връзка. Следователно стойността на R_2 определя стабилността на генерациите.

Максималният размах на генерираното напрежение зависи от възможностите на интегралната схема и от ценеровите диоди CR_1 и CR_2. Както е показано чрез уравненията, напрежението на стабилизация на ценеровите диоди трябва да бъде около 1,5 пъти по-голямо от желания максимален размах на генерирания сигнал. Нелинейното съпротивление на двата ценерови диода, свързани един срещу друг, се използува за ограничаване на максималния размах на изходния сигнал и за поддържане на добра линейност.

Честотата на генерациите се определя от R и C. Горната гранична честота на генерациите е приблизително равна на широчината на пропускателната честотна лента на ОУ. Това означава, че ако коефициентът на усилване по напрежение при отворена верига на обратната връзка спада с 3 dB при честота примерно 100 kHz, схемата може да отдаде максимално изходно напрежение при честоти до 100 kHz.

3-16.2. Пример за проектиране

Нека да приемем, че схемата, показана на фиг. 3-57, трябва да генерира синусоидални колебания с размах 10 V и честота 1 Hz. Съпротивлението на R_2 трябва да се избере по обичайния начин в зависимост от входния ток. Нека приемем за R_2 стойността 10 kΩ.

Ако съпротивлението на R_2 е 10 kΩ, стойността на R_1 трябва да бъде 100 kΩ.

При желаната стойност на изходното напрежение (10 V) напрежението на стабилизация на ценеровите диоди трябва да бъде 15V. Предполага се, че интегралната схема е в състояние да осигури изходно напрежение 10 V.

Стойностите на R и C зависят от желаната честота на сигнала. Може да се използува всякаква комбинация от стойности за R и C, стига тя да осигури честотата от 1 Hz. На практика обаче съпротивлението на R не бива да бъде по-голямо от 2 MΩ (за типична интегрална схема). Ако за R се приеме стойността например 1,6 MΩ, капацитетът на C трябва да бъде 0,1 μF.

3-17. МЕТОДИ ЗА ИЗМЕРВАНЕ ПАРАМЕТРИТЕ НА ОПЕРАЦИОННИ УСИЛВАТЕЛИ

В следващите раздели са описани методите за измерване параметрите на операционни усилватели. Те са подобни на използуваните при изпитване на нискочестотни усилватели (глава 2). Затова читателят би трябвало да се върща за справка към раздели 2-11 и 2-12. В следващите раздели са описани *разликите* при измерването на параметрите на операционните усилватели, както и измерването на параметри, които са специфични само за ОУ.

Като минимум трябва да се направят посочените по-долу измервания при включени захранващи напрежения (както е описано в раздел 3-1.2) и при отворена верига на обратната връзка. Резултатите от тези измервания ще потвърдят (или опровергаят) данните, цитирани в справочника. При извършване на посочените измервания могат да се определят такива параметри на ОУ, за които няма данни в справочника или са дадени неточни данни.

3-17.1. Честотна характеристика

Честотната характеристика на ОУ се измерва по същия начин както на нискочестотен усилвател. Разликата се състои единствено в това, че при операционните усилватели горната гранична честота излиза извън границите на звуковия обхват. Общо взето, при измерване на честотни характеристики при високи честоти по-подходящ уред е осцилоскопът. Все пак може да се използу-

ва и електронен волтметър. Необходимо е да се измерва честотната характеристика при затворена и при отворена верига на обратната връзка при един и същ импеданс на товара.

3-17.2. Коефициент на усилване по напрежение

Измерването на коефициента на усилване по напрежение в основни линии е същото както при нискочестотен усилвател (раздел 2-12.2.). Имайте пред вид, че интегралната схема има ограничения за максималното входно и изходно напрежение, които никога не могат да бъдат пренебрегнати без опасност от повреда на ОУ и (или) ограничаване на изходния сигнал. Обикновено на входа на ОУ би трябвало да се подава максимално допустимият входен сигнал и да се измерва действителното изходно напрежение. Проверете дали изходният сигнал не се ограничава при върховите стойности. Ако се получи ограничение, намалете амплитудата на входния сигнал, така че ограничаването да изчезне, и запишете тази стойност на входния сигнал. Тя може да послужи при проектирането на съответната схема.

Отчетете честотата, при която коефициентът на усилване при отворена верига на обратната връзка намалява с 3 dB по отношение на стойността при ниски честоти. Така се определя широчината на пропусканата честотна лента при отворена верига на обратната връзка. Имайте пред вид, че коефициентът на усилване и широчината на пропусканата честотна лента при отворена верига на обратната връзка са параметри на интегралната схема. Коефициентът на усилване при затворена верига на обратната връзка е (или би трябвало да бъде) зависим от съпротивлението на входния резистор и на резистора за обратна връзка, докато широчината на пропусканата честотна лента при затворена верига на обратната връзка зависи главно от стойностите на елементите за честотна компенсация.

Параметрите на ОУ със затворена верига на обратната връзка обикновено са по-ниски от тези при отворена верига на обратната връзка (коефициентът на усилване по напрежение е по-нисък, широчината на пропусканата честотна лента е по-малка и пр.). Все пак параметрите на ОУ при затворена верига на обратната връзка са модификация на параметрите на самата интегрална схема.

3-17.3. Изходна мощност, коефициент на усилване по мощност и широчина на пропусканата честотна лента по мощност

Повечето интегрални ОУ не са проектирани като усилватели на мощност. Все пак тяхната изходна мощност, коефициентът на усилване по мощност и широчината на пропусканата честотна

лента по мощност могат да бъдат измерени по същия начин както това става при нискочестотните усилватели (раздели 2-12.3 и 2-12.4).

Имайте пред вид, че интегралните схеми имат собствена разсейвана мощност, която трябва да се извади от *общата разсейвана мощност*, за да се получи мощността, отдавана към товара.

3-17.4. Чувствителност към изменения на товара

Тъй като интегралните ОУ обикновено не се използуват като усилватели на мощност, този параметър не е критичен. Ако все пак се наложи да се измерва чувствителността към промени на товара, направете измерването, както е показано в раздел 2-12.5.

3-17.5. Входен и изходен импеданс

Динамичният входен и изходен импеданс на един ОУ могат да се измерят, като се използуват начините, описани в раздели 2-12.6 и 2-12.7 (вж. фиг. 3-31 и 3-32). Имайте пред вид, че импедансите при отворена и затворена верига на обратната връзка са различни.

3-17.6. Нелинейни изкривявания

Измерването на нелинейните изкривявания на сигнала на ОУ се извършва по същия начин, както при нискочестотни усилватели (раздели 2-12.9÷2-12.12). Все пак изискванията по отношение на този параметър при ОУ обикновено не са така строги.

3-17.7. Собствен шум

Измерването на собствения шум на ОУ се извършва по същия начин както при нискочестотните усилватели (раздел 2-12.13). Като правило собственият шум би трябвало да се измерва при отворена верига на обратната връзка. В някои справочници се казва, че трябва да се измерва както входното, така и изходното напрежение на ОУ. Когато се измерва входното напрежение, между двата входа трябва да се свърже резистор с постоянно съпротивление (обикновено 50 Ω).

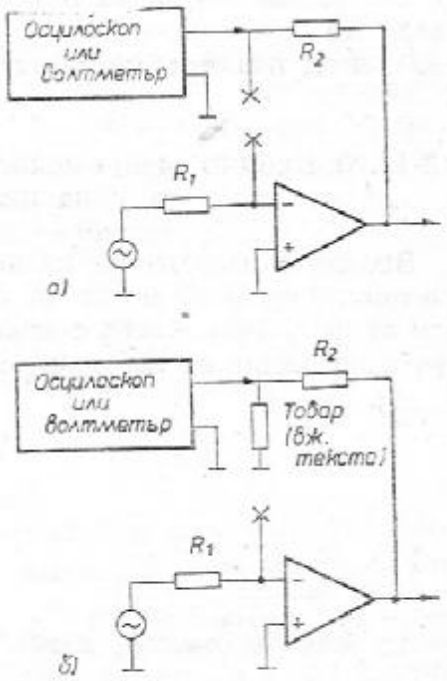
3-17.8. Измерване на напрежението на обратната връзка

Тъй като параметрите на ОУ зависят от използуваната верига на обратна връзка, често се оказва удобно да се измери напрежението на обратна връзка при дадена честота и даден режим на работа.

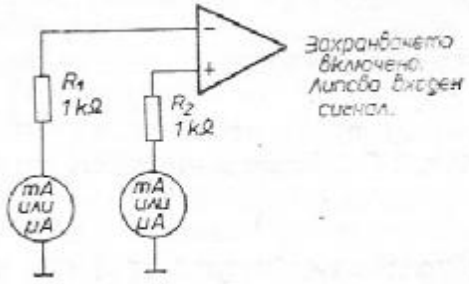
Основната схема за измерване на напрежението на обратната връзка е показана на фиг. 3-58. Въпреки че е възможно да се измери напрежение на обратната връзка и както е показано на фиг. 3-58 *а*, по-голяма точност се постига, когато изходът на веригата за обратна връзка е натоварен с нормалния работен импеданс.

Ако на входа на ОУ нормално е свързан резистор и неговата стойност е значително по-ниска от входния импеданс на интегралната схема, за товар на веригата за обратна връзка може да се използува резистор със същото съпротивление.

Ако се съмнявате в точната стойност на входния импеданс, трябва да го измерите (раздел 3-17.5), след това веригата за обратна връзка се натоварва с импеданс, равен на измерения, и се определя напрежението на обратната връзка.



Фиг. 3-58. Измерване на напрежението на обратната връзка



Фиг. 3-59. Измерване на входния ток на поляризация

3-17.9. Входен ток на поляризация

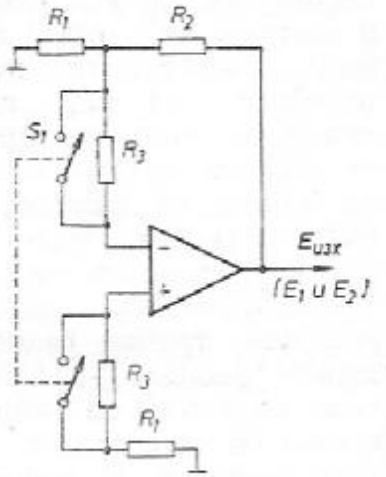
Входният ток на поляризация се измерва по схемата, показана на фиг. 3-59. Съпротивленията на R_1 и R_2 могат да бъдат произволни, стига върху тях да се получи пад на напрежение, който може да бъде измерен. Подходяща стойност на съпротивлението на двата резистора е 1 kΩ.

След като се измери падът на напрежение, може да се изчисли и входният ток. Например, ако върху резисторите се получава пад на напрежение 3 mV (върху съпротивление 1 kΩ), входният ток е 3 μA.

Теоретично входният ток би трябвало да бъде еднакъв и за двата входа. На практика тези два тока трябва да са *почти еднакви*. Всяка по-голяма разлика между тези токове може да доведе до разбалансиране на входното диференциално стъпало на ОУ и да повлияе сериозно на точността на проектирането.

3-17.10. Входно напрежение на несиметрия. Входен ток на несиметрия

Входното напрежение на несиметрия и входният ток на несиметрия (фиг. 3-36) могат да се измерят, като се използува схемата от фиг. 3-60. Както е показано, трябва да се измери изходното напрежение на ОУ при резистор R_3, включен към входовете



R_1=51 Ω (типична стойност)
R_2=5,1 kΩ (типична стойност)
R_3=100 kΩ (типична стойност)
$E_1=U_{изх}$ при S_1 включен (R_3 даден накъсо)
$E_2=U_{изх}$ при S_1 изключен (R_3 включен в схемата)

$$\text{Входно напрежение на несиметрия}=\frac{E_1}{\left(\frac{R_2}{R_1}\right)}$$

$$\text{Входен ток на несиметрия}=\frac{E_2-E_1}{R_3\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)}$$

Фиг. 3-60. Измерване на входния ток и входното напрежение на несиметрия

на усилвателя, и след това при резистор R_3, даден накъсо. Двете изходни напрежения се означават с E_1 (S_1 включен, R_3 даден накъсо) и E_2 (S_1 отворен, R_3 участвува в схемата).

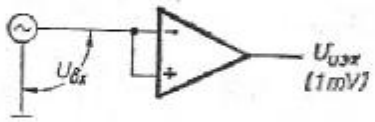
След като са известни двете изходни напрежения, входното напрежение на несиметрия и входният ток на несиметрия могат да бъдат пресметнати, като се използуват уравненията от фиг. 3-60. Например нека приемем, че R_1=51 Ω, R_2=5,1 kΩ, R_3=100 kΩ, E_1=83 mV и E_2=363 mV.

$$\text{Входното напрежение на несиметрия} = \frac{83\ \text{mV}}{100} = 0{,}83\ \text{mV}.$$

$$\text{Входният ток на несиметрия} = \frac{280\ \text{mV}}{100\ \text{k}\Omega(100+1)} = 0{,}0277\ \mu\text{A}.$$

3-17.11. Коефициент на подтискане на синфазни сигнали

Коефициентът на подтискане на синфазни сигнали (фиг. 3-34) може да бъде измерен по схемата от фиг. 3-61. Най-напред се определя коефициентът на усилване по напрежение при отворена



$$\frac{U_{изх}\,(1\text{mV})}{\text{коеф. на усилване при отворена верига на обр. връзка}} = \text{еквивалентен диференциален входен сигнал}$$

$$\text{Коеф. на подтискане на синфазни сигнали} = \frac{U_{вх}}{\text{еквивалентен диференциален входен сигнал}}$$

Фиг. 3-61. Измерване на коефициента на подтискане на синфазни сигнали

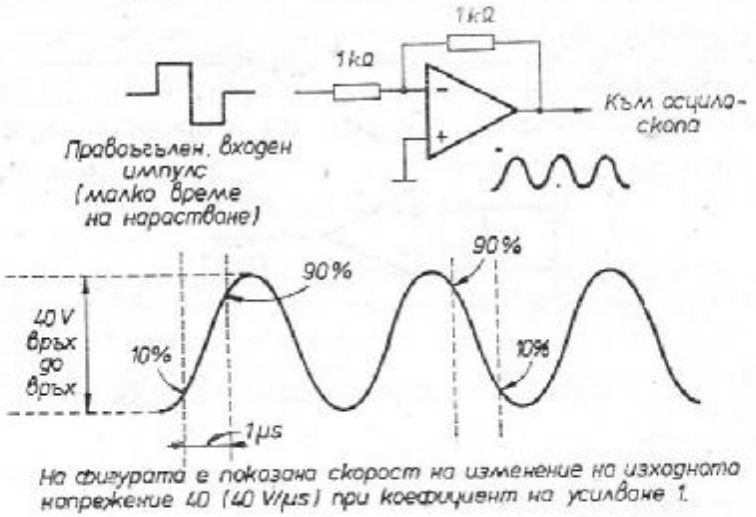
верига на обратната връзка при същата честота, входен сигнал и др. идентични условия, както е показано в раздели 3-17.1 и 3-17.2.

След това на ОУ се подава синфазен входен сигнал, както е показано на фиг. 3-61. Увеличава се входното напрежение ($U_{вх}$), докато на изхода на ОУ се получи напрежение $U_{изх}$, което може да се измери лесно. Внимавайте да не надвишите максимално допустимото входно синфазно напрежение. Ако неговата стойност не е известна, не трябва да се надхвърля нормалното входно напрежение на ОУ.

За да опростите пресмятанията, увеличавайте входното синфазно напрежение, докато се получи изходно напрежение 1 mV. Ако коефициентът на усилване при отворена верига на обратната връзка е 100, то ще отговаря на диференциално входно напрежение 10 μV. След това измерете входното напрежение. За определяне на коефициента на подтискане на синфазни сигнали десетичната точка на стойността на входното напрежение се премества с пет знака надясно.

3-17.12. Скорост на изменение на изходното напрежение

Скоростта на изменение на изходното напрежение може да се наблюдава лесно и да се измери, като се определи наклонът на изходния сигнал на ОУ, получен при подаване на правоъгълно входно напрежение, както е показано на фиг. 3-62. Продължи-



Фиг. 3-62. Измерване на скоростта на изменение на изходното напрежение

телността на предния фронт на импулсите трябва да бъде по-малка от времето за нарастване на изходното напрежение на ОУ. Тогава изходното напрежение вече няма да бъде правоъгълен сигнал, а ще има приблизително формата, показана на фиг. 3-62. В примера, показан на фиг. 3-62, скоростта на нарастване (и на спадане) на изходното напрежение е около 40 V/μs.

Имайте пред вид, че скоростта на изменение на изходното напрежение обикновено се измерва при затворена верига на обратната връзка. Тя нараства при увеличаване на коефициента на усилване.

3-17.13. Чувствителност към изменение на захранващото напрежение

Чувствителността към изменение на захранващото напрежение (фиг. 3-40) може да се измери, като се използува схемата от фиг. 3-60 (тя се използува и при измерването на входното напрежение на несиметрия, раздел 3-17.10). Начинът на измерване е същият, както при определяне на входното напрежение на несиметрия, но тук едното захранващо напрежение се променя на стъпки през 1 V, докато другото остава постоянно. Промяната

на входното напрежение на несиметрия при промяна на едното от захранващите напрежения с 1 V дава *чувствителността към промени на захранващото напрежение* (нарича се още *чувствителност на входното напрежение на несиметрия*).

Например да предположим, че положителното и отрицателното захранващо напрежение имат нормални стойности 10 V и че входното напрежение на несиметрия е 7 mV. Отрицателното захранващо напрежение се намалява на 9 V, а положителното остава непроменено. Ако при това положение входното напрежение на несиметрия стане например 5 mV, значи чувствителността на ОУ към промени на отрицателното захранващо напрежение е 2 mV/V. След това измерването се повтаря, като този път отрицателното захранващо напрежение остава постоянно, а положителното се намалява на 9 V. Нека да предположим, че при това положение входното напрежение на несиметрия намалява на 4 mV. Чувствителността към изменения на положителното захранващо напрежение се оказва равна на 3 mV/V.

Измерването може да бъде направено многократно за широк обхват на изменение на захранващите напрежения (със стъпка 1 V), ако ОУ ще работи в условия, при които захранващото напрежение може да се променя в широки граници.

3-17.14. Фазово изместване

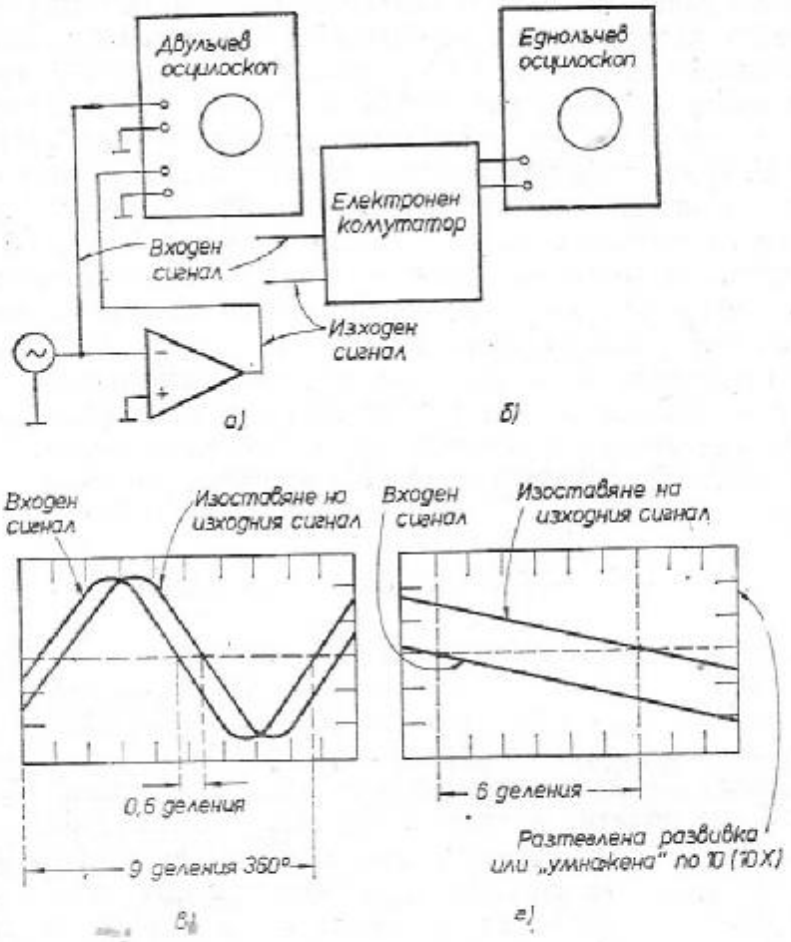
Фазовото изместване на сигнала при преминаването му през ОУ е много по-важно, отколкото при нискочестотни усилватели. Това се дължи на факта, че при ОУ част от изходния сигнал се връща през веригата за обратна връзка към входа. Всички схеми за честотна компенсация използуват такъв принцип. При идеалния ОУ без обратна връзка изходният сигнал трябва да бъде дефазиран на 180° спрямо сигнала на инвертиращия вход и да бъде във фаза със сигнала на неинвертиращия вход.

В следващите раздели са описани два метода за измерване на фазавата разлика между входния и изходния сигнал на ОУ. Същите методи могат да се използуват и при какъв да е усилвател, стига честотата на сигналите да е такава, че те да могат да се наблюдават с осцилоскоп.

Осцилоскопът е много удобен уред за измерване на фазова разлика. Най-подходящо е да се използува двулъчев осцилоскоп или такъв с електронен комутатор, който да позволи едновременното наблюдаване на два сигнала. Даже и да не разполагате с такъв осцилоскоп, все пак е възможно да се направят точни измервания на фазовата разлика за честоти до 100 kHz, като се използува обикновен еднолъчев осцилоскоп (X-Y-метод).

3-17.14.1. Измерване на фазова разлика с двулъчев осцилоскоп

Методиката на измерване на фазова разлика с двулъчев осцилоскоп осигурява голяма точност при всякаква честота на сигнала, но тя е особено полезна за честоти над 100 kHz, при които измерването на метода „X-Y", извършвано с еднолъчев осци-



Фиг. 3-63. Измерване на фазови разлики с двулъчев осцилоскоп

лоскоп, може да се окаже погрешно заради фазовата разлика дължаща се на самия осцилоскоп.

Методът на измерване с двулъчев осцилоскоп има предимство и при сравняване на сигнали с различна форма и нееднакъв размах, а такива са в повечето случаи входните и изходните сигнали на един усилвател. Този метод може да се използува направо, ако разполагате с двулъчев осцилоскоп или с обикновен еднолъчев осцилоскоп с вграден електронен комутатор. И в двата случая методът на измерване е следният: двата сигнала се подават едновременно на двата входа на осцилоскопа и се измерва

разстоянието (в деления на скалата) между входния и изходния сигнал. Трябва да се подберат две характерни точки от сигналите и след това разстоянието между тези точки да се превърне във фазова разлика.

Опитната постановка за едно такова измерване е показана на фиг. 3-63. За да се постигне възможно най-добра точност, кабелите, с които се подават към осцилоскопа входният и изходният сигнал на усилвателя, трябва да са еднакво дълги и да имат еднакви параметри. При по-високите честоти различията в дължината и параметрите на двата кабела също могат да доведат до фазово изместване на сигналите.

Развивката на осцилоскопа се подбира така, че на екрана му един период на входния сигнал да заеме точно 9 деления (например 9 cm в хоризонтално направление). След това се определя на колко градуса съответствува един сантиметър върху екрана на осцикоскопа. Например, ако един период на сигнала (360°) съответствува на 9 cm, то 1 cm разстояние върху екрана отговаря на 40° разлика във фазата (360° : 9 = 40°).

След като е определен този „фазов коефициент", се измерва разстоянието между две съответни точки на входния и изходния сигнал. Измереното разстояние след това се умножава по „фазовия, коефициент" — 40°/cm, и се определя действителната фазова разлика между двата сигнала. Като пример нека да приемем, че разстоянието между две точки на входния и изходния сигнали, отчетено върху екрана на осцилоскопа, е 0,6 cm (фиг. 3-63). Фазовата разлика между входния и изходния сигнал се намира, като това разстояние се умножи по „фазовия коефициент": 0,6 cm × 40°/cm = 24°.

По-точни измервания могат да се направят, ако осцилоскопът има умножител на развивката (×5, ×10 и т. н.). Тогава върху екрана ще се побере само част от периода на сигналите и измерването на фазовата разлика е по-точно. В този случай „фазовият коефициент" и фазовата разлика се намират по следния начин: без да се пипат останалите регулатори и превключватели на осцилоскопа, скоростта на развивката се увеличава (с умножителя на развивката или превключвателя „скорост на развивката") и се измерва новото разстояние между съответните две точки на входния и изходния сигнал (фиг. 3-63 *г*).

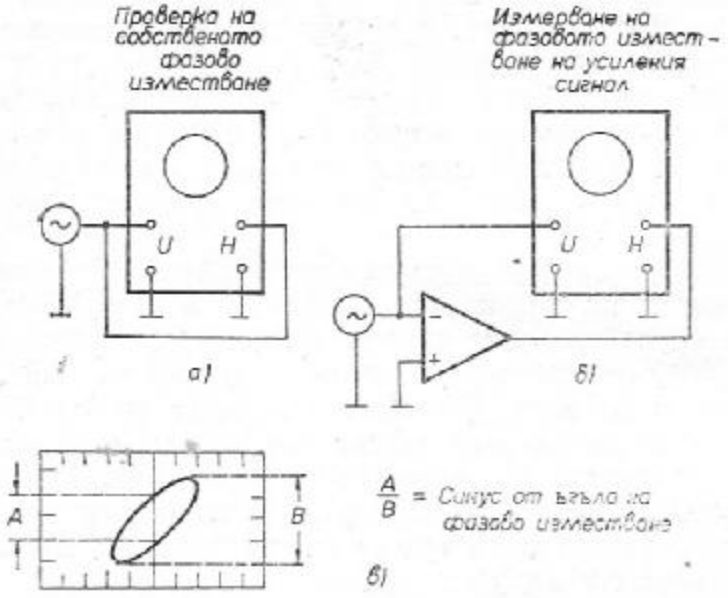
Например, ако скоростта на развивката е била увеличена 10 пъти, новият по-точен „фазов коефициент" е 4°/cm. На фиг. 3-63 *г* е показан същият сигнал както на фиг. 3-63 *в*, но скоростта на развивката е умножена × 10 (чрез съответния превключвател на осцилоскопа). Ако хоризонталното разстояние между двете точки сега е станало 6 cm, фазовата разлика е 6 cm × 4°/cm = 24°.

3-17.14.2. Измерване на фазова разлика с еднолъчев осцилоскоп (X-Y-метод)

При честоти до около 100 kHz за измерване на фазовата разлика между входния и изходния сигнал на усилвателя може да се използува и еднолъчев осцилоскоп. Над тази честота вътрешната фазова разлика между хоризонталната и вертикалната развивка на осцилоскопа затрудняват точното измерване на фазова разлика по описания по-долу начин.

При използуване на метода „X-Y" единият сигнал, обикновено входният, осигурява хоризонталното отклонение (X), а другият — вертикалното отклонение на лъча на осцилоскопа (Y). Фазовата разлика между двата сигнала може да се определи по полученото върху екрана изображение.

Опитната постановка за измерване на фазова разлика между два сигнала с еднолъчев осцилоскоп е показана на фиг. 3-64. На фиг. 3-64 *а* е показано как може да се измери (ако съществува) вътрешната фазова разлика между хоризонталната и вертикалната развивка на осцилоскопа. Ако тази фазова разлика съществува, тя трябва да се измери предварително и да се запомни. При по-

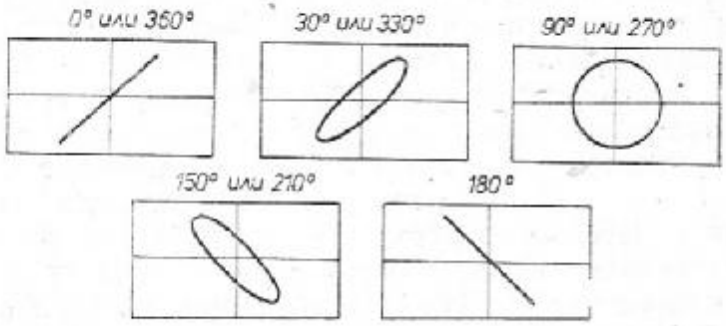


Фиг. 3-64. Измерване на фазови разлики с еднолъчев осциолскоп

ложение, че тя е твърде голяма (по отношение на разликата между измерваните сигнали), този осцилоскоп не бива да се използува. Изключение може да се направи само ако измерваните сигнали са достатъчно големи по размах и могат да се подадат

направо на отклонителните пластини на тръбата, като се прескочат блоковете на хоризонталния и вертикалния усилвател.

Регулаторите и превключвателите на осцилоскопа се поставят в такова положение, че на екрана му да се получи изобра-



Фиг. 3.65. Изображения, получавани на екрана на осцилоскопа при различни фазови разлики между сигналите

жение като показаното на фиг. 3-64 *в*. Когато изходният сигнал на усилвателя се подава на входа на вертикалния усилвател на осцилоскопа, обикновено се налага усилването на последния да се намали, защото трябва да се компенсира коефициентът на усилване по напрежение на изследвания усилвател. След като изображението на екрана се центрира по отношение на вертикалната линия в средата на екрана, трябва да се измерят разстоянията A и B, както е показано на фиг. 3-64 *в*. Разстоянието A се измерва между точките, в които елипсата пресича вертикалната линия в средата на екрана. Разстоянието B е равно на максималната височина на изображението. Разделете A и B, за да определите *синуса на фазовия ъгъл* между двата сигнала. Същият метод може да се използува за определяне на вътрешната фазова разлика на осцилоскопа (фиг. 3-64 *а*) или на фазовата разлика между два сигнала (фиг. 3-64 *б*).

Ако изображението представлява права диагонална линия, двата сигнала са или във фаза (наклонът на линията е от горния десен към долния ляв край на екрана), или са дефазирани на 180° (линията е наклонена от горния ляв към долния десен край на екрана). Ако изображението е окръжност, двата сигнала са дефазирани точно на 90°. На фиг. 3-65 са показани различни изображения, получавани върху екрана на осцилоскопа за фазови разлики между сигналите от 0° до 360°. Забележете, че при фазови разлики над 180° се получават изображения, които са еднакви за двата ъгъла, които се допълват до 360°. По тази причина може да се окаже трудно да се определи дали даден сигнал е изостанал или избързал по фаза. Един от начините да се определи точният знак на фазовата разлика е да се въведе някакво

малко и предварително известно фазово изместване на единия от сигналите. Истинският ъгъл може да бъде определен, след като се види посоката, в която се измества изображението.

След като е определена вътрешната фазова разлика на осцилоскопа (фиг. 3-64 *а*) и е измерена фазовата разлика между входния и изходния сигнал на осцилоскопа (фиг. 3-64 *б*), трябва от измерената стойност да се извади стойността, съответстваща на вътрешната фазова разлика на осцилоскопа. Например да приемем, че е измерена вътрешна фазова разлика на осцилоскопа 2° и след това на екрана е получено изображението, показано на фиг. 3-64 *в*, където A е 2 cm и B е 4 cm. Синусът на фазовия ъгъл е равен на A/B, или $2:4=0{,}5$. От таблицата за синусите може да се отчете, че синусът на ъгъл 30° е равен на 0,5. Истинската фазова разлика между двата сигнала се намира, като от 30° се извади вътрешната фазова разлика на осцилоскопа или $30°-2°=28°$.

4

ВИСОКОЧЕСТОТНИ УСИЛВАТЕЛИ

4.1. РЕЗОНАНСНИ ВЕРИГИ

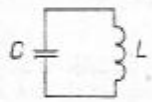
В повечето високочестотни схеми се използуват трептящи кръгове, състоящи се от бобина и кондензатор, свързани последователно или паралелно, както е показано на фиг. 4-1. При резонансната честота реактивните съпротивления на индуктивността и капацитета стават равни и импедансът на кръга става голям (при паралелен кръг) или малък (при последователен кръг). Във всички случаи комбинацията от някакъв капацитет и някаква индуктивност ще има определена резонансна честота.

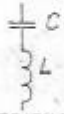
За да се настрои трептящият кръг в даден честотен обхват, капацитетът или индуктивността (или и двете) трябва да бъдат променливи. При използуване на променлива индуктивност настройката обикновено се извършва с помощта на метална сърцевина, поставена в бобината. Сърцевината е с резба и тя може да се навива навътре в тялото на бобината, като по този начин изменя индуктивността ѝ.

Типичните високочестотни усилватели, използувани в радиоприемниците (за дълги, средни, къси, ултракъси вълни и за служебна връзка), често използуват комбинации от два трептящи кръга с индуктивна връзка (високочестотни или междинночестотни трансформатори). В тези трептящи кръгове променливи могат да бъдат също и капацитетът, и индуктивността. Тъй като такива трансформатори се продават готови, тук няма да се занимаваме с тяхното проектиране. Въпреки това в края на главата е обяснено как се измерват параметрите на трептящите кръгове и на ВЧ и МЧ-трансформаторите, защото те имат значение за проектирането.

При високочестотните предаватели понякога се налага да се извърши конструктивно изчисление на *бобината на трептящия кръг*, защото не винаги може да се намери такава с подходяща индуктивност и размери. Затова са дадени методи за проектиране на основните типове високочестотни бобини.

Резонанс и импеданс





Паралелен трептящ кръг* (безкрайно голям импеданс)

Последователен трептящ кръг (импеданс, равен на нула)

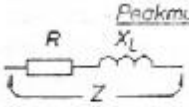
$$f\,(kHz) = \frac{10^6}{6{,}28\sqrt{L(\mu H)\times C(pF)}} \qquad f = \frac{1}{6{,}28\sqrt{LC}}$$

$$L\,(\mu H) = \frac{2{,}54\times 10^4}{f\,(kHz)^2\times C(\mu F)} \qquad f\,(kHz) = \frac{159}{\sqrt{L(\mu H)\times C(\mu F)}}$$

$$C\,(\mu F) = \frac{2{,}54\times 10^4}{f\,(kHz)^2\times L(\mu H)} \qquad f\,(MHz) = \frac{0{,}159}{\sqrt{L(\mu H)\times C(\mu F)}}$$

* Приблизително; точно, ако Q-факторът на кръга е 10 или повече

Реактивно съпротивление с индуктивен характер



$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2} \qquad Q = \frac{X_L}{R} \qquad L = \frac{X_L}{6{,}28 f}$$

Последователно

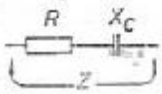


$$Z = \frac{RX_L}{\sqrt{R^2+X_L^2}} \qquad Q = \frac{R}{X_L} \qquad f = \frac{X_L}{6{,}28\,L}$$

Паралелно

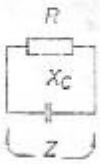
$$X_L = 6{,}28\times f\,(Hz)\times L\,(H)$$
$$X_L = 6{,}28\times f\,(kHz)\times L\,(mH)$$
$$X_L = 6{,}28\times f\,(MHz)\times L\,(\mu H)$$

Реактивно съпротивление с капацитивен характер



$$Z = \sqrt{R^2+X_C^2} \qquad Q = \frac{X_C}{R} \qquad f = \frac{1}{6{,}28\,CX_C}$$

Последователно



$$Z = \frac{RX_C}{R^2+X_C^2} \qquad Q = \frac{R}{X_C} \qquad C = \frac{1}{6{,}28 f X_C}$$

Паралелно

$$X_C = \frac{1}{6{,}28\times f\,(Hz)\times C(F)} \qquad X_C = \frac{159}{f\,(kHz)\times C(\mu F)}$$

Фиг. 4-1. Равенства за пресмятане на елементите и резонансната честота на резонансни вериги

4-1.1. Основни параметри на трептящите кръгове

Двата основни параметъра на високочестотните трептящи кръгове са резонансната честота и Q (или качественият) фактор.

4-1.1.1. РЕЗОНАНСНА ЧЕСТОТА

На фиг. 4-1 са дадени равенства, които показват връзката между капацитета, индуктивността, реактивното съпротивление и резонансната честота на трептящите кръгове. В едната група уравнения влиза реактивното съпротивление (индуктивно и капацитивно), а във втората група това съпротивление не участвува. Тези две групи уравнения се дават, защото в някои случаи при проектирането се налага да се пресметне реактивното съпротивление на трептящия кръг. Типичен пример за това са трептящите кръгове в предавателите, използуващи полупроводникови елементи.

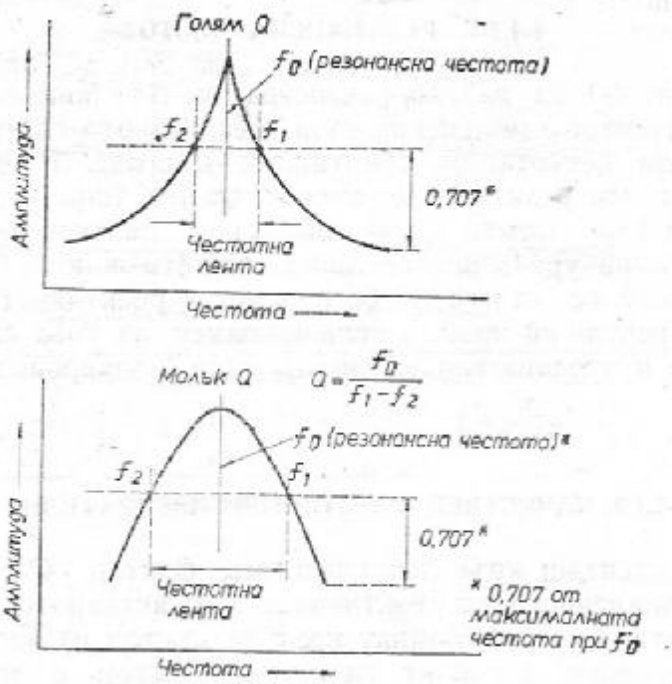
4-1.1.2. КАЧЕСТВЕН ФАКТОР ИЛИ ИЗБИРАТЕЛНОСТ

Всеки трептящ кръг има качествен фактор. Q-факторът зависи от отношението на реактивното към активното съпротивление на кръга. Ако трептящият кръг се състои от чисто реактивни съпротивления, неговият качествен фактор е много голям (теоретично безкраен). Практически обаче това не е така. Например всяка бобина има известно постояннотоково съпротивление, също така и изводите на кондензатора. Поради наличието на повърхностен ефект (скин-ефект) при увеличаване на честотата променливотоковото съпротивление на изводите също нараства. Всички такива съпротивления обикновено се обединяват и се заместват с един еквивалентен резистор, включен последователно или паралелно на кръга. Общото им съпротивление се нарича *ефективно съпротивление* и не бива да се смесва с реактивното съпротивление на кръга.

Качественият фактор на кръга зависи от Q-факторите на използуваните в него индуктивност и капацитет. Ако и бобината, и кондензаторът имат голям качествен фактор, трептящият кръг също ще има голям Q-фактор, стига при свързването на бобината и кондензатора един към друг да не се въведе някакво голямо активно съпротивление.

От гледна точка на практическото проектиране е важно да се каже, че трептящ кръг с голям качествен фактор има остра резонансна крива (тясна пропускана честотна лента), докато малкият качествен фактор на кръга обуславя широка резонансна крива (широка честотна лента). Например трептящ кръг с висок

качествен фактор ще осигури по-добро подтискане на хармониците (ще пропусне само основната честота) и ще има по-голяма ефективност от кръг с малък Q-фактор, ако всички останали параметри са равни. Следователно *избирателността* на трептящия



Фиг. 4-2. Зависимост на широчината на пропусканата честотна лента от Q-фактора на кръга

кръг зависи пряко от Q. Не винаги обаче е желателно да се получи много висок качествен фактор (или голяма избирателност). Понякога се налага към кръга да се добави активно съпротивление (резистор), за да се разшири пропусканата честотна лента (да се намали избирателността).

Обикновено качественият фактор на кръга се измерва, като се определят върху резонансната характеристика двете точки от двете страни на резонансната честота, в които размахът на сигнала намалява до 0,707 от максималната си стойност. Това е показано на фиг. 4-2. Повече подробности за измерването на качествения фактор на трептящи кръгове са дадени в края на тази глава.

Имайте пред вид, че ако при нарастване на резонансната честота широчината на пропусканата честотна лента трябва да остане непроменена, се налага да се увеличи качественият фактор на кръга. Например, ако при резонансна честота 10 MHz широчината на пропусканата честотна лента е 2 MHz, необходимият

Q-фактор на кръга е 5. Ако резонансната честота се увеличи на 50 MHz, но широчината на пропусканата честотна лента трябва да остане 2 MHz, налага се качественият фактор на кръга да бъде 25. Обратно, ако при една и съща резонансна честота се наложи да се увеличи широчината на пропусканата честотна лента, качественият фактор на кръга трябва да се намали. Например, ако резонансната честота е 30 kHz и широчината на пропусканата честотна лента е 2 kHz, качественият фактор на кръга е 15. Ако широчината на пропусканата честотна лента се увеличи на 10 kHz, при същата резонансна честота на кръга е необходим качествен фактор 3.

4-1.2. Примери за проектиране

Нека да определим резонансната честота на трептящ кръг, съставен от бобина с индуктивност 0,02 mH и кондензатор с капацитет 0,002 μF. Като се използуват уравненията на фиг. 4-1 (предварително индуктивността от 0,02 mH се превръща в микрохенри), се получава

$$f = \frac{0{,}159}{\sqrt{20\ (\mu H) \times 0{,}002\ (\mu F)}}$$

$$= \frac{0{,}159}{\sqrt{0{,}4}}$$

$$= \frac{0{,}159}{0{,}2}$$

$$= 0{,}795 \text{ MHz, или } 795 \text{ kHz.}$$

Нека да предположим, че трябва да се проектира трептящ кръг с резонансна честота 400 kHz, като се използува бобина с индуктивност 10 μH. Какъв е капацитетът на необходимия за целта кондензатор?

Като се използуват уравненията от фиг. 4-1, се получава

$$C = \frac{2{,}54 \times 10^4}{400^2 \times 10} = 0{,}0158\ \mu F.$$

Най-близката стандартна стойност е 0,016 μF.

Нека да предположим, че трябва да се проектира кръг с резонансна честота 2,65 MHz, като се използува кондензатор с капацитет 360 pF. Каква индуктивност трябва да има бобината? Като се използуват уравненията от фиг. 4-1, се получава

$$L = \frac{2{,}54 \times 10^4}{2650^2 \times (360 \times 10^{-6})}$$

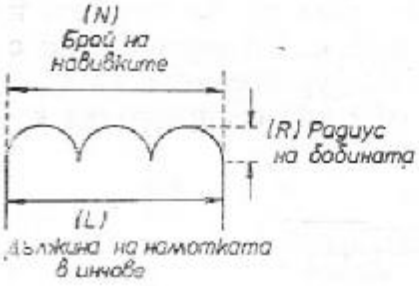
$$= 10\ \mu H.$$

Нека да приемем, че един трептящ кръг трябва да работи при резонансна честота 40 MHz, като пропуска честотна лента 8 MHz. Какъв трябва да бъде качественият му фактор? Като се използуват уравненията от фиг. 4-2, се получава

$$Q=\frac{40}{8}=5.$$

4-1.3. Проектиране на бобини

На фиг. 4-3 са дадени уравненията, необходими за проектирането на собствената индуктивност на еднослойна въздушна бобина. Забележете, че максимална индуктивност се получава,



$$L(\mu\text{H})\approx\frac{(RN)^2}{9R+10L},$$

където L (дължина) $=0{,}8\times R$ или $R/L=1{,}25$

$$N\approx\sqrt{\frac{17\times(\text{индуктивност в }\mu\text{H})}{R}}$$

$$L\ (\text{в }\mu\text{H})\approx\frac{(RN)^2}{R\,17}$$

Фиг. 4-3. Пресмятане на собствената индуктивност на еднослойна въздушна бобина

когато отношението на радиуса на бобината към нейната дължина е равно на 1,25, т. е. когато дължината на бобината е равна на 0,8 от нейния радиус. Високочестотните бобини, навити, като е спазено това съотношение, имат най-добра ефективност (т. е. максимална индуктивност при минимални размери).

4-1.4. Пример за проектиране

Нека да предположим, че е необходимо да се проектира бобина с индуктивност 0,5 μH, радиус 0,25 инча (6,35 mm). Бобината да бъде еднослойна, без сърцевина. Като се използуват уравненията от фиг. 4-3, за да се получи максимална индуктивност, дължината на бобината трябва да бъде равна на 0,8 R, или 0,2 инча (5,08 mm). Тогава

$$N=\sqrt{\frac{17\times0{,}5}{0{,}25}}$$
$$=\sqrt{34}$$
$$=5{,}8 \text{ навивки.}$$

На практика е правилно да се навият 6 навивки и бобината леко да се разтегне. Допълнителната част от навивка ще увеличи с малко индуктивността, но разтягането на бобината ще я намали. След като изработите бобината, нейната индуктивност трябва да се провери на мост за индуктивности или както е описано в края на тази глава.

4-2. ОСНОВНИ МЕТОДИ ЗА ПРОЕКТИРАНЕ НА ВИСОКОЧЕСТОТНИ УСИЛВАТЕЛИ

Транзисторните високочестотни усилватели могат да се проектират, като се използува *теорията на четириполюсниците*. Основната идея е да се представи транзисторът като линеен активен четириполюсник, който се характеризира със своите *y*-параметри (проводимости). Тези параметри се използуват за решаване на основните въпроси по отношение на стабилността, коефициента на усилване и проводимостта вход-изход. Представянето на транзистора като четириполюсник е особено подходящо при проектирането *на усилватели на напрежение*, като се използуват *малосигналните* параметри. Този метод се препоръчва най-вече за маломощни високочестотни усилватели с биполярни транзистори. Методите за проектиране чрез използуване на голямосигналните параметри на транзистора (входно и изходно съпротивление и капацитет) са по-подходящи за високочестотните усилватели на мощност (използуващи мощни транзистори). В тази глава са обяснени и двата метода за проектиране.

Какъвто и метод обаче да се използува, трудно е да се предложи един опростен начин за проектиране на високочестотни усилватели, при който да се удовлетворят всички изисквания, поставени към схемата. На практика съществуват редица причини, поради които проектирането по тези методи в някои случаи може да доведе до грешки и излишни експерименти.

Първо, не винаги всички необходими параметри се дават в справочниците. Например входните и изходните проводимости може да са посочени за някаква ниска честота, но не и за желаната работна честота.

Често различните фирми-производители използуват различни означения за един и същи параметър. Характерен пример за това са използуваните индекси за *y*-параметрите. На едни места се срещат буквени индекси (y_{fs}), на други — цифрови (y_{21}). Разбира се, това не е особено голяма пречка, защото, общо взето, е известно съответствието между означените по такъв начин параметри.

В някои случаи фирмите-производители дават в справочниците необходимата информация, но не в подходяща форма. Например някъде може да намерите посочена не входната проводимост в S, а входния капацитет във фаради. Входната проводимост

тогава може да се изчисли, като входният капацитет се умножи с 6,28 f (където f е работната честота, която ни интересува). Това изчисление се прави при предположение, че входната проводимост има предимно капацитивен характер. Това обаче не винаги е вярно за използуваната работна честота, затова може да се окаже необходимо използуването на сложна измервателна апаратура, за да се установят действителните параметри на транзистора.

Входните и изходните настройваеми кръгове на високочестотните усилватели трябва да изпълняват три функции. Очевидно кръгът (бобините и кондензаторите) трябва да настроят усилвателя на желаната резонансна честота. Освен това чрез кръга трябва да се съгласуват входният и изходният импеданс на транзистора към импедансите на източника на сигнал и на товара. В противен случай ще се получи чувствителна загуба на сигнал. И накрая, както при всеки усилвател, съществува някакъв вид обратна връзка между изхода и входа. Дори всички проводимости да са отчетени правилно, сигналът на обратната връзка може да се окаже с достатъчна амплитуда и с такава фаза, че да предизвика самовъзбуждане на усилвателя. Ако това стане, усилвателят се счита за *нестабилен*.

Нестабилността на усилвателя във всички случаи е нежелателна и може да се отстрани чрез обратна връзка (наречена *неутрализация*) или чрез промяна на параметрите на настройващите трептящи кръгове, включени на входа и на изхода на усилвателя. Обикновено промените се свеждат до известно слабо разсъгласуване с цел да се подобри стабилността. Въпреки че веригите за неутрализация и трептящите кръгове са сравнително прости, уравненията за определяне на стабилността (или нестабилността) са дълги и сложни. Общо взето, те се решават най-добре с електронноизчислителни машини.

В желанието си да преминем през този лабиринт от информация и сложни уравнения ще разгледаме всички етапи при проектирането на високочестотни усилватели. Въоръжен с такива познания, читателят ще бъде в състояние да тълкува правилно данните от справочниците или от измерванията и да ги използува за проектиране на резонансни схеми, които осигуряват стабилно усилване при високи честоти. На всеки етап ще се обсъждат възможните варианти и различните налични данни. Дадени са типични примери за проектиране, в които се обобщава получената от Вас информация. Тъй като предполагаме, че не всички читатели са запознати с четириполюсниците, ще започнем с преглед на системата на y-параметри.

4-2.1. *y*-параметри

Импедансът (Z) представлява комбинация от активно съпротивление (R, реална част) и реактивно съпротивление (X, имагинерна част). Комплексната проводимост (y) е равна на реципрочната стойност на импеданса и се състои от активна проводимост (g, реалната част) и от реактивна проводимост (jb, имагинерна част). Следователно g е числено равна на реципрочната стойност на R, а jb — на реципрочната стойност на X. За да се определи g, трябва 1 да се раздели на R; за да се определи R, трябва 1 да се раздели на g. Z се измерва в омове. y, която числено е равна на реципрочната стойност на Z, се измерва в S. Например импеданс от 50 Ω съответствува на комплексна проводимост 20 mS (1:50=0,02 S, 0,02 S=20 mS).

y-параметърът представлява израз на проводимостта във вида

$$y_i = g_i + jb_i,$$

където g_i е реалната (активната) част на входната проводимост;

jb_i е имагинерната (реактивната) част на входната проводимост;

y_i е комплексната входна проводимост (числено равна на реципрочната стойност на z_i).

Формулата $y_i = g_i + jb_i$ изразява y-параметъра в правоъгълна координатна система. Някои фирми-производители дават y-параметрите, изразени в система с полярни координати. Тогава те означават амплитудата (големината) на входната проводимост като $|y_i|$ и фазовия (полярния) ъгъл, като $\angle y_i$. Много често в един и същ справочник се срещат и двете системи означения.

Преминаване от една система в друга. Предполага се, че читателят е запознат с основите на векторната алгебра. Въпреки това по-долу са дадени някои основни сведения. След като се запознае с тях, читателят би трябвало да може сам да извършва всички изчисления, необходими при проектирането на високочестотни усилватели чрез използуване на y-параметри.

Преминаване от правоъгълна в полярна координатна система

1. Намерете абсолютната стойност на корен квадратен от сумата на квадратите на реалната и имагинерната част на проводимостта

$$\text{полярен радиус-вектор} = \sqrt{g^2 + jb^2}.$$

2. Намерете полярния ъгъл, който представлява отношение на стойностите на реалната и имагинерната част на проводимостта

$$\text{полярен ъгъл} = \operatorname{arctg} \frac{jb}{g}.$$

Полярният ъгъл се отчита срещу часовниковата стрелка, ако jb има положителна стойност, и по часовниковата стрелка, ако jb има отрицателна стойност.

Например нека да предположим, че y_{fs} е зададена като $g_{fs}=30$ и $jb_{fs}=70$. В полярна координатна система съответните стойности са

$$|y_{fs}| = \text{полярен радиус-вектор} = \sqrt{(30)^2+(70)^2} = 76$$

$$\underline{/y_{fs}} = \text{полярен ъгъл} = \text{arctg}\ \frac{70}{30} = 67°.$$

Преминаване от полярна в правоъгълна координатна система

1. Определете реалната (активната) част, като умножите полярният радиус-вектор на косинуса на полярния ъгъл.

2. Определете имагинерната (реактивната) част, като умножите полярния радиус-вектор на синуса на полярния ъгъл.

Ако полярният ъгъл е положителен, jb също има положителна стойност. Когато полярният ъгъл е отрицателен, jb има отрицателна стойност.

Например нека да приемем, че y_{fs} е зададена като $|y_{fs}|=20$ и $\underline{/y_{fs}} = -33°$. Тези стойности се превръщат в съответните за правоъгълна координатна система по следния начин:

$$20 \times \cos 33° = g_{fs} = 16{,}8,$$

$$20 \times \sin 33° = jb_{fs} = 11.$$

Основни четири y-параметри. Еквивалентната схема на транзистора като четириполюсник е показана на фиг. 4-4. Тази еквивалентна схема се прилага при *полеви транзистори* (FET), но подобна схема може да се състави и за биполярни транзистори, когато се използуват малосигналните им параметри.

Имайте пред вид, че y-параметрите могат да имат буквени или цифрови индекси. Числените индекси са универсални, защото те могат да се използуват при биполярни транзистори, при полеви транзистори и дори при операционни усилватели. Буквени индекси се срещат най-често в справочниците за полеви транзистори.

y_{11} е входната проводимост. Тя може да бъде означена и като y_{is}.

y_{12} е обратната проходна проводимост. Тя може да бъде означена и като y_{rs}.

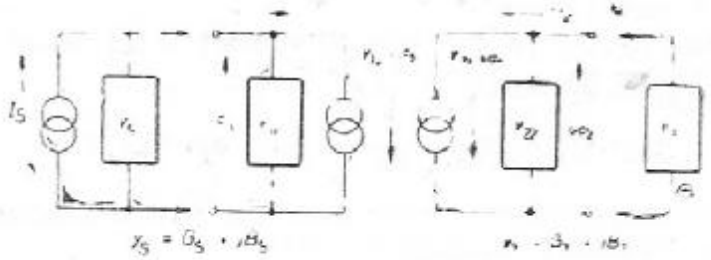
y_{21} е правата проходна проводимост. Тя може да бъде означена и като y_{fs}.

y_{22} е изходната проводимост. Тя може да бъде означена и като y_{os}.

Входната проводимост при $y_т = \infty$ (късо съединение в изхода) се изразява като

$$y_{11} = g_{11} + jb_{11} = \frac{di_1}{de_1} \quad (\text{при } e_2 = 0).$$

Това означава, че y_{11} е числено равна на изменението на то-



Фиг. 4-4. Еквивалентна схема на транзистора като четириполюсник (за полеви транзистор)

ка i_1, разделено на изменението на напрежението e_1, когато на прежението e_2 е равно на 0. Тези токове и напрежения са показани на фиг. 4-4.

В някои справочници вместо y_{11} за дадена определена честота се дава стойността на входния капацитет. Ако се приеме, че входната проводимост има изцяло (или предимно) капацитивен характер, нейната стойност може да се намери, като капацитетът на входния капацитет се умножи с 6,28 f (f е честотата в Hz). Тъй като стойността на входния импеданс е равна на реципрочната стойност на входната проводимост, тя може да се определи, като входният капацитет се умножи с 6,28 f и се вземе реципрочната стойност на получената величина. Например, ако честотата е 100 MHz и входният капацитет е 8 pF, входната проводимост е $6{,}28 \times (100 \times 10^6) \times (8 \times 10^{-12}) = 5$ mS.

Може да се приеме, че входната проводимост има капацитивен характер само когато реалната част на y_{11} (или g_{11}) е пренебрежимо малка. Едно такова предположение е оправдано, ако се отнася до полевите транзистори, но не съвсем вярно и за биполярните транзистори. Активната част на входната проводимост при биполярните транзистори може да бъде твърде голяма в сравнение с имагинерната част jb_{11}.

Правата проходна проводимост при $y_т$ = безкрайност (късо съединение на изхода) се дава с израза

$$y_{21} = g_{21} + jb_{21} = \frac{di_2}{de_1} \qquad (\text{при } e_2 = 0).$$

Това означава, че y_{21} е равен на изменението на тока i_2, раз-

делено на изменението на напрежението e_1, когато напрежението e_2 е равно на 0. С други думи, y_{21} изразява изменението на изходния ток в зависимост от промяната на входното напрежение.

В справочниците за биполярни транзистори често не се дават никакви данни за y_{21}. Вместо тях се дава h_{fe} или h_{21}, които означават коефициент на усилване по ток за схема общ емитер. Независимо от това, каква система от параметри се използува, трябва да се има пред вид, че правата проходна проводимост се задава за определена честота.

Изходната проводимост при y_S=безкрайност (късо съединение на входа) се изразява като

$$y_{22} = g_{22} + jb_{22} = \frac{di_2}{de_2} \quad (\text{при } e_1 = 0).$$

Обратната проходна проводимост при y_S=безкрайност (късо съединение на входа) се изразява с

$$y_{12} = g_{12} + jb_{12} = \frac{di_1}{de_2} \quad (\text{при } e_1 = 0).$$

Счита се, че y_{12} е параметър, който не е особено важен при биполярните транзистори. Но той може да се срещне във формули, използувани при проектирането на високочестотни стъпала.

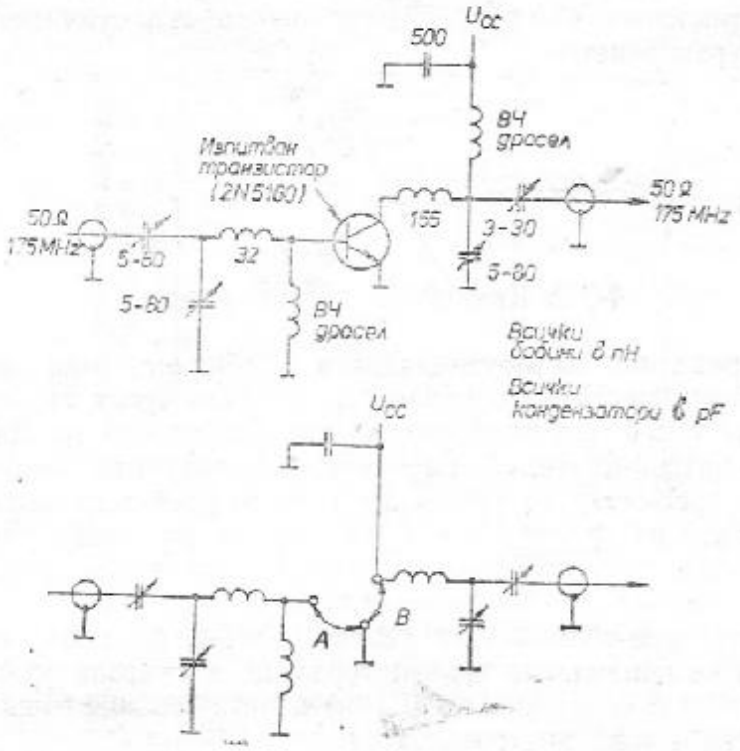
Измерване на y-параметрите. Както вече стана дума, в справочниците не винаги се дава информация за y-параметрите или приведените данни не са в удобен вид. На практика може да се окаже необходимо y-параметрите да се измерят, като се използуват лабораторни уреди. Главното съображение е измерванията да се провеждат при условия, близки до реалните. Ако например захранващите напрежения, преднапрежението и работната честота не са еднаки (или близки) до тези, които се използуват в окончателния вариант на схемата, резултатите от измерването могат да доведат до заблуждение.

В справочниците за транзистори, които се използуват като усилватели на мощност, обикновено се дава информация за входната и изходната проводимост на транзистора. Въпреки това е полезно да се каже как се получава тази информация.

Типична схема за измерване на параметрите на биполярни транзистори е показана на фиг. 4-5. По време на измерването транзисторът се включва в схемата заедно с променливите елементи, чието предназначение е да осигурят възможност за настройка в широк честотен обхват. Това е необходимо, за да се получи правилно съгласуване при определяне характеристиките на транзистора за няколко различни нива на мощността. Схемата се настройва така, че да се получи максимална изходна мощност при всяко ниво на входната мощност, за която трябва да се определи проводимостта.

След като експерименталният усилвател се настрои на мак-

симална мощност, постояннотоковото захранващо напрежение, източникът на сигнал, товарът на усилвателя и самият транзистор се изключват от схемата. За да се запази общият импеданс на схемата непроменен, изводите към източника на сигнал и към то-



Фиг. 4-5. Схема за измерване на *y*-параметрите на биполярен транзистор

вара се свързват към кабел с характеристично съпротивление равно на това на източника на сигнал (и на товара). След като са направени всички тези промени, комплексната проводимост може да се измери в точките A и B (на фиг. 4-5), които съответстват на входната (базовата) и на изходната (колекторната) верига на транзистора.

Действителната входна и изходна проводимост на транзистора, измерени по описания начин, имат стойност, *конюктивно свързана* с получения при измерването резултат. Например, ако при измерването на входната верига на транзистора е получена проводимост $8+j3$, входната проводимост на транзистора е $8-j3$.

При някои методи за проектиране на високочестотни усилватели отделните вериги се изчисляват, като вместо проводимости се използуват входните и изходните съпротивления и капацитети. В тези случаи проводимостите, измерени по метода, показан на фиг. 4-5, трябва да се превърнат в съпротивления и капацитети.

Единицата за измерване на проводимост е S (сименс). Съпротивлението може да се получи, като 1 се раздели на реалната част на комплексната проводимост. Капацитетът се изчислява по следния начин: 1 се дели на имагинерната част на комплексната проводимост. Така се определя стойността на съответното реактивно съпротивление. След това реактивното съпротивление се замества в уравнението

$$C=\frac{1}{6{,}28\,fX_C}$$

и се намира стойността на капацитета.

4-2.2. Критерий за стабилност

За определяне на потенциалната стабилност (или нестабилност) на високочестотните усилватели се използуват два критерия. Единият от тях е известен под името C-критерий на Линвил, а другият — като k-критерий на Щерн. Съответните коефициенти (C и k) се пресмятат по уравнения, в които трябва да се заместват y-параметрите на транзистора. Тези параметри трябва да са известни от справочниците или да бъдат определени експериментално.

Главната разлика между двата критерия е, че при критерия на Линвил се приема, че транзисторът не е свързан към товара. Коефициентът k (критерии на Щерн) отчита влиянието на съответен товар на изхода на транзистора.

Коефициентът C се пресмята по формулата

$$C=\frac{y_{12}y_{21}}{2g_{11}g_{22}-R_e(y_{12}y_{21})},$$

където $R_e(y_{12}y_{21})$ е реалната част на $y_{12}y_{21}$.

Ако C е по-малък от 1, транзисторът е безусловно стабилен. Това означава, че ако се използува обикновена (немодифицирана) схема, не може да се намери такава комбинация от проводимостите на товара и на източника на сигнала, която да причини самовъзбуждане на усилвателя. Ако C е по-голям от 1, транзисторът е потенциално нестабилен, т. е. при определена стойност на проводимостите на източника на сигнал и на товара усилвателят ще се самовъзбуди.

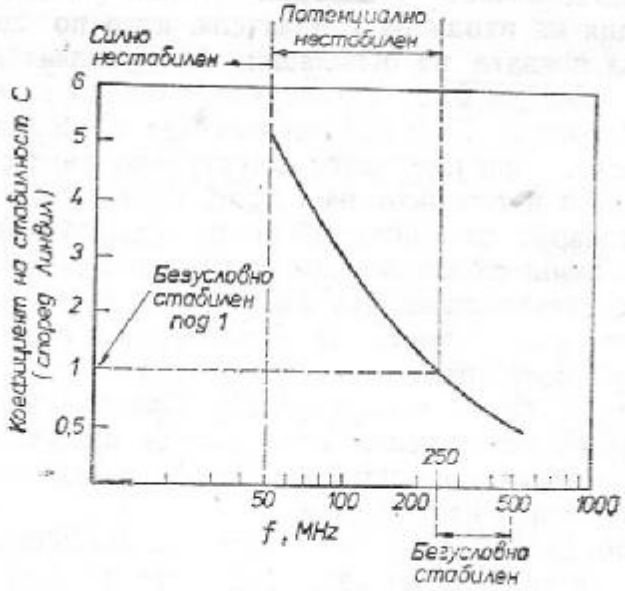
Коефициентът k (критерий на Щерн) се пресмята по формулата

$$k=\frac{2(g_{11}+G_s)(g_{22}+G_т)}{y_{12}y_{21}+R_e(y_{12}y_{21})},$$

където G_s и $G_т$ са активните проводимости на източника на сиг-

нал и на товара. (G_S=1/съпротивление на източника на сигнал; G_T=1/съпротивление на товара.)

Ако k е по-голям от 1, усилвателят е стабилен (обратно на критерия на Линвил). Ако k е по-малко от 1, усилвателят е не-



Фиг. 4-6. Коефициент на стабилност C по критерия на Линвил за типичен полеви транзистор

стабилен. На практика се препоръчва използването на коефициенти k от 3 или 4 вместо k=1, за да се осигури известен резерв по отношение на стабилността. Така ще се гарантира стабилна работа при промени на параметрите на транзистора и на стойностите на елементите (особено като се има пред вид избирателната честотна характеристика на усилвателя).

Имайте пред вид, че и двете уравнения са доста сложни и за решаването им е необходимо значително време. На практика за решаване на проблемите на стабилността се използват изчислителни машини.

Някои фирми-производители имат друг подход към проблемите за стабилността и съгласуването към товара. Те дават графики като показаната на фиг. 4-6, по които може да се съди за стабилността на усилвателя при различни условия. От тази графика може да отчете, че транзисторът ще бъде безусловно стабилен за честоти над 250 MHz. При честоти под 50 MHz той става силно нестабилен.

4-2.3. Решения на проблемите на стабилността

Има два основни начина за отстраняване нестабилността на високочестотните усилватели. Първо, усилвателят може да бъде неутрализиран, т. е. част от изходния сигнал (след изместване по фаза) се връща на входа на усилвателя, като по този начин се предотвратява появата на осцилации. Ако усилвателят е неутрализиран, той може да бъде съгласуван идеално към източника на сигнал и към товара. Този вид съгласуване се нарича *двустранно съгласуване*. При идеалното двустранно съгласуване входът на транзистора и източникът на сигнал, както и изходът на транзистора, и товарът са съгласувани по съпротивление и всички реактивни съставни са компенсирани чрез настройката на трептящите кръгове. Неутрализацията изисква включването на допълнителни елементи към схемата на усилвателя и създава проблеми при промяна на честотата.

Второ, може да се въведе известно разсъгласуване на входа или на изхода на усилвателя. Този метод, известен като *метод на Щери*, не изисква допълнителни елементи, но води до намаляване на коефициента на усилване.

Едно сравнение на тези два метода за стабилизиране на усилватели може да се направи чрез графиките на фиг. 4-7. Кривата, съответстваща на по-големите коефициенти на усилване, се отнася за усилвател с неутрализация. Долната графика показва коефициент на усилване по мощност, когато коефициентът k е равен на 3.

Да предположим, че честотата, която ни интересува, е 100 MHz. Ако усилвателят се съгласува направо към товара (идеално двустранно съгласуване) без оглед на стабилността или ако се използува неутрализация за постигане на необходимата стабилност, се използува горната от двете графики и коефициентът на усилване по мощност е около 38 dB. Ако усилвателят се разсъгласува с товара и с източника на сигнал така, че коефициентът k да стане равен на 3, се използува долната графика и коефициентът на усилване по мощност при същата честота ще бъде 29 dB.

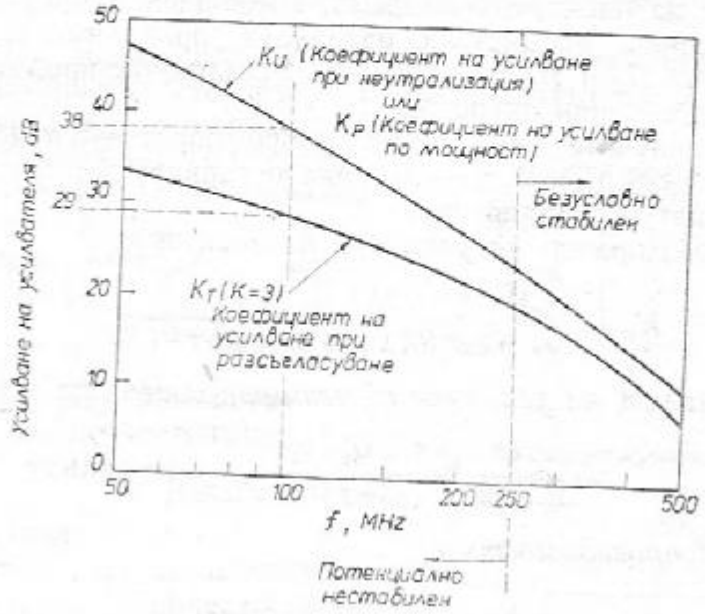
Горната графика от фиг. 4-7 се получава от израза за общия коефициент на усилване по мощност:

$$k_P = \frac{\text{мощност, отдадена към товара}}{\text{мощност, подадена към входа}} = \frac{(y_{21})^2\, G_т}{(Y_т + y_{22})^2\, R_e \left| y_{11} - \dfrac{y_{12} y_{21}}{y_{22} + Y_т} \right|}.$$

Общото равенство за коефициента на усилване по мощност се прилага за схеми без външна обратна връзка и за схеми с външна обратна връзка (неутрализация), като в последния случай y-параметрите на транзистора трябва да се заместят с еквивалентните y-параметри на транзистора и веригата за обратна връзка.

Долната крива от фиг. 4-7 се получава от уравнението за коефициента на усилване на четириполюсника:

$$K_T = \frac{\text{мощност, отдадена към товара}}{\text{максимална мощност от източника}} = \frac{4G_S\, G_T\, (y_{21})^2}{[(y_{11}+Y_S)(y_{22}+Y_T)-y_{12}y_{21}]^2}.$$



Фиг. 4-7. Сравняване на коефициента на усилване при неутрализация G_U с коеф. на усилване при разсъгласуване G_T. Коефициентът k според критерия на Щери е равен на 3

Изразът за коефициента на усилване по мощност отчита и разсъгласуването на входа. Долната крива от фиг. 4-7 е построена при разсъгласуване, което отговаря на коефициент $k=3$ (според критерия на Щерн). При извеждане на израза за коефициента на усилване на четириполюсника е прието, че входната и изходната верига са части от източника на сигнал и от товара.

При използуването на които и да е от двата израза входната и изходната проводимост на четириполюсника се изменят в зависимост от проводимостите на товара и на източника на сигнал.

Входната проводимост на транзистора се дава с израза

$$Y_{вх} = y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22}+Y_T}.$$

Изходната проводимост на транзистора се определя по формулата

$$Y_{изх} = y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11}+Y_S}.$$

При ниски честоти вторият член в уравненията за входната и изходната проводимост не е особено важен. При честотите от дециметровия обхват този втори член обаче има съществен принос в оформянето на входната и изходната проводимост.

Имагинерните части на Y_S и Y_T (съответно B_S и B_T) трябва да бъдат известни, за да може да се пресметнат стойностите на коефициента на усилване по мощност, коефициентът на усилване на четириполюсника, входната и изходната проводимост. Точното определяне на B_S и B_T почти винаги е свързано с продължителни и сложни алгебрични операции.

За да получите едно доста добро опростено приближение, приемете $B_S \approx -b_{11}$ и $B_T \approx -b_{22}$, така че горните формули да могат да се напишат в следния вид:

Общ коефициент на усилване по мощност:

$$K_P \approx \frac{(y_{21})^2 G_T}{(G_T + g_{22})^2 R_e[y_{11} - y_{12}y_{21}/(g_{22}+G_T)]}.$$

Коефициент на усилване на четириполюсника:

$$K_T \approx \frac{4G_S G_T (y_{21})^2}{(g_{11}+G_S g_{22}+G_T - y_{12}y_{21})^2}.$$

Входна проводимост:

$$Y_{вх} \approx y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{g_{22}+G_T}.$$

Изходна проводимост:

$$Y_{изх} \approx y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{g_{11}+G_T}.$$

В някои справочници могат да се срещнат и други изрази, които при транзисторите, използувани във високочестотни схеми, определят максималното възможно усилване (на английски се съкръщава MAG) и максималното използуваемо усилване (на английски съкращението е MUG),

Максималното възможно усилване се използува при двустранно съгласувани стъпала с неутрализация и се равнява на

$$\text{MAG} = \frac{(y_{21})^2 R_{вх} R_{изх}}{4},$$

където $R_{вх}$ и $R_{изх}$ са съответно входното и изходното съпротивление на транзистора.

Друг начин за изразяване на MAG е

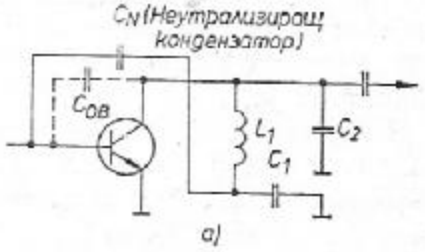
$$\text{MAG} = \frac{(y_{21})^2}{4 R_e(y_{11}) R_e(y_{22})},$$

където $R_e(y_{11})$ е реалната част g_{11} на входната проводимост, а $R_e(y_{22})$ е реалната част g_{22} на изходната проводимост.

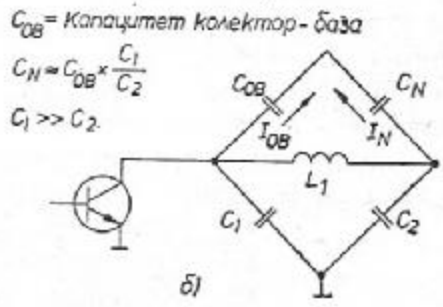
MUG обикновено се използува, за да се определи реалното, *стабилно усилване*, което може да се постигне на практика при един високочестотен усилвател със или без неутрализация. При типичните схеми без неутрализация

$$\text{MUG} \approx \frac{0{,}4\, y_{21}}{6{,}28\, f \times \text{обратния проходен капацитет}}.$$

MAG и MUG често се изпускат в справочниците за биполярни транзистори; вместо чрез тях коефициентът на усилване се изразява чрез h_{fe} за определена честота. Привеждат се и графики, които показват максимално възможната изходна мощност при дадена честота и дален входен сигнал.



а)



б)

Фиг. 4-8. Неутрализация с капацитивен мост

4-2.4. Неутрализация на високочестотните усилватели

Има няколко метода за неутрализация на високочестотни усилватели. Най-често срещаният е *методът с капацитивен мост*, показан на фиг. 4-8 *а*. Неутрализацията с капацитивен мост става по-ясна, ако схемата се пречертае, както е показано на фиг. 4-8 *б*. Условието за неутрализация е $I_{OB}=I_N$, т. е. неутрализиращият ток I_N трябва да бъде равен на тока на обратната връзка I_{OB}, но да има обратна фаза.

Уравненията, които се използуват нормално за определяне на капацитета на кондензатора за неутрализация, са дълги и сложни. На практика обаче, ако стойността на C_1 се направи твърде голяма в сравнение с тази на C_2 (най-малко 4 пъти по-голяма), капацитетът на C_N може да се изчисли по формулата

$$C_N \approx \frac{C_1}{C_2}\ C_{OB},$$

където C_{OB} е обратният капацитет на транзистора.

С други думи, капацитетът на кондензатора за неутрализация е равен на обратния капацитет на транзистора, умножен по отношението на C_1 към C_2. Например, ако обратният капацитет на транзистора (даден понякога в справочниците и като капацитет колектор-база) е равен на 7 pF, C_1 е равен на 30 pF и отношението C_1/C_2 е 10, $C_N \approx 10 \times 7$ pF ≈ 70 pF.

4-2.5. Стабилизация по метода на Щерн

При подходящ избор на проводимостите на генератора на сигнал и на товара може да се проектира стабилен високочестотен усилвател без външна обратна връзка (неутрализация), като се използува потенциално нестабилен транзистор. Това се вижда, като се разтълкува изразът за коефициента k според критерия на Щерн. G_S и G_T могат да бъдат направени достатъчно големи, за да се постигне стабилно усилване независимо от степента на потенциална нестабилност. Като се използува този подход, се избира коефициентът на стабилност k (обикновено $k=3$), след което уравнението за коефициента на Щерн се използува, за да се получат тези стойности на G_T и G_S, които ще осигурят желаната стойност на k.

В действителност обаче не може да се променя G на източника на сигнал и на товара и на практика вместо това входните и изходните трептящи кръгове се проектират така, като че ли истинските стойности на G са били променени. В резултат на това се получава известно разсъгласуване и намаляване на коефициента на усилване по мощност, за сметка на което се постига желаната степен на стабилност.

За да се получи желаният коефициент на стабилност на схемата, при проектирането на усилвателя може да се избере всяка от следните комбинации на съгласуване и разсъгласуване на G_T и G_S към входните и изходните проводимости на транзистора:

G_S е съгласувана, G_T разсъгласувана.
G_T е съгласувана, G_S е разсъгласувана.
G_T и G_S са разсъгласувани.

Често пъти изборът на един или друг вариант се определя от други изисквания към схемата или от някакви практически съображения. Например може да се окаже неподходящо да се прави разсъгласуване към някаква крайна стойност на G_T или G_S.

След като G_T и G_S са вече определени, останалата част на проектирането се извършва, като се използуват уравнения, отнасящи се за усилвател без обратна връзка. Коефициентът на усилване по мощност, входната и изходната проводимост могат да се пресметнат, като се използуват приблизителни равенства (вж. раздел 4-2.3).

Опростен метод на Щерн. Въпреки че описаният по-горе метод може в много случаи да се окаже подходящ, желателно е да има по-систематичен метод за изчисление, при който да се постига максимален коефициент на усилване по мощност при определена степен на стабилност на схемата. Този проблем е анализиран от Щерн. Той е извел уравнения за определяне на G_T, G_S, B_T и B_S при зададен коефициент на стабилност на схемата (коефициент k). За съжаление тези уравнения са твърде сложни и стават доста обременяващи, ако трябва да се използуват често. Най-добре е те да се решават от изчислителна машина.

Създадени са програми, които описват основните характеристики на транзисторите, използувани като високочестотни усилватели, включително и влиянието на различните източници на сигнал и на различните товари. Те дават възможност за няколко секунди да се „моделира“ и „експериментира“ даден теоретически описан високочестотен усилвател.

Когато уравненията на Щерн трябва да се решат *без помощта на изчислителна машина*, най-добре е да се използува някой от опростените методи, разработвани в продължение на години. Описаният по-долу метод е действително най-простият от известните и неговата точност се доближава на тази, достигана при проектиране с изчислителна машина.

1. Нека $B_S \approx -b_{11}$ и $B_T \approx -b_{22}$, както е в случая, разгледан в раздел 4-2.3. Този метод позволява при проектирането да се достигне плътно приближаване до точното решение на уравненията на Щерн, като при това се избягва най-сложната и отнемаща най-много време част от изчисленията. Освен това в схемата могат да бъдат предвидени елементи за настройка, които да позволят да се изменя стойността на B_S и B_T, като по този начин се създават възможности за получаване на такива B_S и B_T, които биха дали максимален коефициент на усилване така добре, както при точното решаване на уравненията на Щерн за Y_S и Y_T.
2. Извършва се разсъгласуване в еднаква степен между G_S и g_{11} и между G_T и g_{22}. Трябва да се намери отношението, при което се получава необходимият коефициент k, след това се разсъгласува G_S спрямо g_{11} и G_T спрямо g_{22}. Например, ако отношението е 4:1, трябва G_S да стане 4 пъти по-голяма от g_{11}, а G_T — 4 пъти по-голяма от g_{22}.

Ако отношението на разсъгласуване R се дефинира като

$$R = \frac{G_T}{g_{22}} = \frac{G_S}{g_{11}},$$

то може да бъде пресметнато за всеки коефициент на стабилност на усилвателя k (според критерия на Щерн), като се използува формулата

$$R = \sqrt{k \frac{y_{21}\, y_{12} + R_e(y_{12}\, y_{21})}{2 g_{11} g_{22}}} - 1.$$

Като пример нека приемем, че входната и изходната верига на усилвателя трябва да се разсъгласуват така, че коефициентът на Щерн да бъде $k = 4$, като се използува транзистор със следните параметри: $y_{12} y_{21} = 0{,}5$, $g_{11} = 5{,}0$ $g_{22} = 0{,}05$ и $R_e(y_{12} y_{21}) = 0{,}2$ (всички стойности са в mS). Тогава

$$R = \sqrt{4 \cdot \frac{0{,}5 + 0{,}2}{(2) \cdot (5) \cdot (0{,}05)}} - 1 \approx 1{,}37.$$

Като се използува за R стойността 1,37 в уравнението

$$1{,}37=\frac{G_S}{g_{11}}=\frac{G_T}{g_{22}},$$

тогава

$$G_S=1{,}37\times5\times10^{-3}=6{,}85\ \text{mS}$$

и

$$R_S=\frac{1}{G_S}\approx146\ \Omega.$$

$$G_T=1{,}37\times0{,}05\times10^{-3}=0{,}0685\ \text{mS}$$

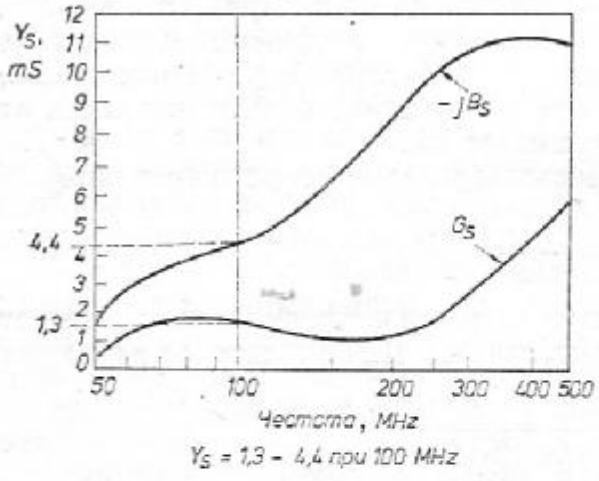
и

$$R_T=\frac{1}{G_T}\approx14600\ \Omega.$$

Опростеният критерий на Щерн може да се използува успешно, когато трябва да се определят проводимостите на източника на сигнал и на товара и коефициентът на усилване по мощност за няколко различни стойности на k. След като е определено вече R за даден коефициент k, R за всеки друг k може да се определи бързо от уравнението

$$R=\frac{(1+R_1)^2}{(1+R_2)^2}=\frac{k_1}{k_2},$$

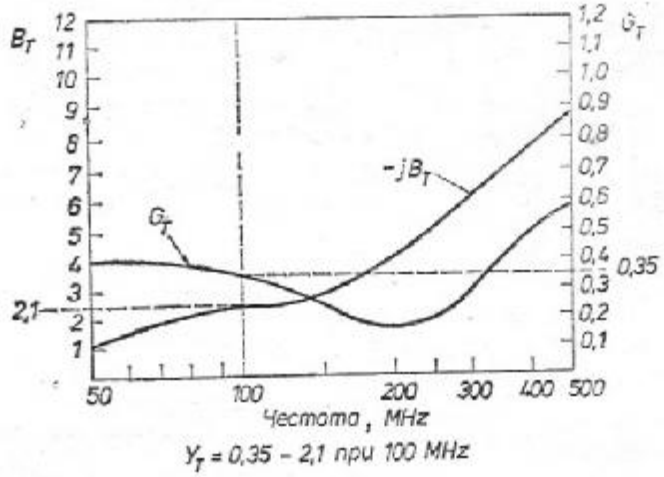
където R_1 и R_2 са стойностите на R, съответстващи на k_1 и k_2.



Фиг. 4-9. Оптимална проводимост на източника на сигнал, $Y_S=G_S+jB_S$

Определяне на стабилността по критерия на Щерн чрез използуване на графиките от справочниците. Вижда се, че независимо от използуването на опростени методи определянето на стабилността на усилвателя по критерия на Щерн не винаги се оказва просто. Затова много фирми-производители дават в справочниците си графики, които позволяват да се избере най-подходящата проводимост на източника на сигнал и на товара за определен тип транзистор и в достатъчно широк честотен обхват. Графики от този вид са показани на фиг. 4-9 и 4-10.

На фиг. 4-9 са показани както реалната част G_S, така и имагинерната част B_S на проводимостта на източника на сигнал, при които се осигурява най-голям коефициент на усилване при коефициент на стабилност $k=3$ за честоти от 50 до 500 MHz. На фиг. 4-10 са дадени съответните графики за G_T и B_T.



Фиг. 4-10. Оптимална проводимост на товара, $Y_L = G_L + jB_L$

За да използвате тези графики, просто изберете желаната честота и отбележете къде перпендикулярът, издигнат от тази точка, пресича кривите за G и B. Например, ако приемем, че работната честота ще бъде 100 MHz, $y_T = 0,35 - j\,2,1$ mS и $y_S = 1,3 - j\,4,4$ mS.

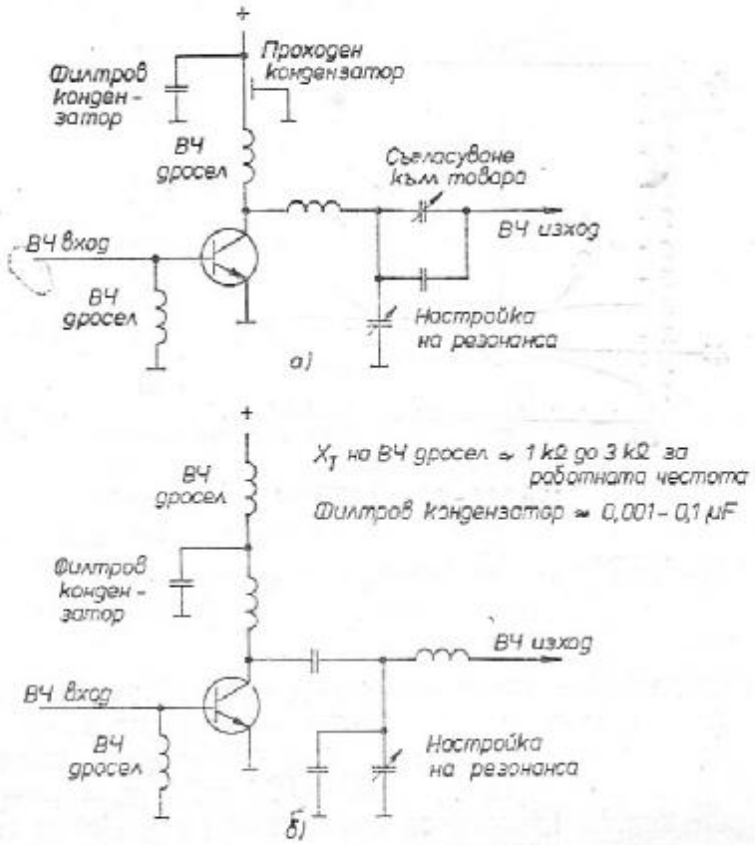
Ако трептящите кръгове са проектирани така, че да се съгласуват именно към тези проводимости, а не към действителните проводимости на източника на сигнал и на товара, усилвателят ще работи стабилно. Разбира се, коефициентът на усилване ще бъде по-малък. За определяне на *действителния коефициент на усилване* използвайте израза за K_T, даден в раздел 4-2.3.

4-3. УСИЛВАТЕЛИ НА МОЩНОСТ И УМНОЖИТЕЛИ НА ЧЕСТОТА

На фиг. 4-11 е показана схема на типичен високочестотен усилвател на мощност. Същата основна схема може да се използува и като схема на умножител на честота. Все пак при умножение на честотата изходните трептящи кръгове трябва да се настроят на някоя хармонична на честотата на входния сигнал. Умножителят на честота може да дава, а може и да не дава усилване. Обикновено по-голямата част от усилването се осигурява от крайния усилвател на мощност, който не работи в режим на умножение на

честотата. Това означава, че входният и изходният трептящ кръг на крайния усилвател са настроени на една и съща честота.

Един типичен предавател трябва да има следните стъпала:



Фиг. 4-11. Типична схема на високочестотен усилвател на мощност или на умножител на честотата

генератор, който осигурява сигнал с основната честота, междинно стъпало, което служи за усилване и (или) умножение на честотата, модулатор и краен усилвател на мощност.

Различните видове генератори (високочестотни, нискочестотни и др.) са описани в глава 5.

4-3.1. Анализ на схемите на усилватели на мощност и на умножители на честота

Всички съображения, дадени в глава 1, се отнасят и за високочестотните усилватели на мощност, и за умножителите на честота. Особено важно е тълкуването на справочните данни (раздел 1-2), определянето на параметрите на транзистора при раз-

лични честоти (раздел 1-3) и проблемите при проектирането, свързани с температурния режим (раздел 1-4). В допълнение към това трябва да се има пред вид, че при проектирането на високочестотните усилватели възникват и нови проблеми.

Обърнете внимание на това, че в схема (*а*) от фиг. 4-11 има два елемента за настройка (променливи кондензатори) в изходната верига, докато схемата (*б*) от същата фигура е само с един настройващ елемент. Схемата от фиг. 4-11*а* е типична за усилвателите на мощност в предавателите, където изходът трябва с единия променлив кондензатор да се настрои на съответната резонансна честота, а с другия — да бъде съгласуван по импеданс с товара. На практика и двата променливи кондензатора влияят и върху настройката на усилвателя, и върху съгласуването на импедансите. Схемата от фиг. 4-11*б* е типична за един умножител на честота или за междинен усилвател, където главната цел е да се постигне точна настройка на резонансната честота.

Трябва да се отбележи, че и при двете схеми паралелно на променливите кондензатори са свързани кондензатори с постоянен капацитет. Това се прави по две причини. Първо, така се осигурява някаква минимална стойност на общия капацитет, когато променливият кондензатор е настроен на минимален капацитет. В някои случаи при липса на постоянен кондензатор и при променлив кондензатор, настроен на минимална стойност, може да се получи силно разсъгласуване и то да причини повреждане на транзистора. Втората причина е, че по този начин се намалява необходимата максимална стойност на променливия кондензатор (и неговите размери).

При проектирането на вериги като показаните на фиг. 4-11 използувайте променлив кондензатор със средна стойност, равна на необходимия за случая капацитет. Например, ако е необходим капацитет от 25 pF, за да се получи резонанс при желаната работна честота, трябва да се използува променлив кондензатор от 1 до 50 pF. Ако не разполагате с такива кондензатори, тогава свържете паралелно един постоянен кондензатор с капацитет 15 pF и един променлив кондензатор с максимален капацитет 15 pF. Така ще се осигури изменение на капацитета на трептящия кръг от 16 до 30 pF и средна стойност на капацитета около 23 pF. Разбира се, максималният капацитет зависи от желания обхват на настройка в резонанс. (При по-широк обхват на резонансните честоти е необходим променлив кондензатор с по-голям максимален капацитет.)

Докато не се приложи входен сигнал, транзисторите остават запушени. Следователно транзисторите не пропускат никога повече от една полувълна (180°) от периода на входния сигнал. На практика транзисторите остават отпушени за около 140° от периода на входния сигнал, за положителната или за отрицателната полувълна — в зависимост от типа на транзистора (PNP или NPN). При този режим на работа не е необходимо преднапрежение.

Емитерът на транзистора се свързва направо към земя. При тези транзистори, при които емитерът е съединен с корпуса (типично за много от високочестотните мощни транзистори), е допустимо корпусът на транзистора да се монтира към шаси, което се свързва с извода за земя на захранващия постояннотоков източник. При високите честоти непосредствената връзка между емитера на транзистора и земя е особено важна. Ако емитерът е свързан към земя през някакъв резистор (или чрез дълъг свързващ проводник), при високи честоти се получава индуктивно или капацитивно съпротивление, което може да предизвика нежелани промени в настройката на схемата.

Базата на транзистора е свързана към земя през високочестотен дросел. Така се осигурява път на базовия ток и се разделят базата и емитерът на транзистора (земята) по висока честота. Колекторът на транзистора е свързан към захранващото напрежение също през високочестотен дросел и (в някои случаи) през част от бобината на трептящия кръг. Дроселът осигурява постояннотокова връзка на колектора със захранващото напрежение, но не позволява преминаването на сигналите с висока честота. Когато колекторът е свързан към захранващото напрежение през бобината на трептящия кръг, тя трябва да може да издържи на цялото колекторно напрежение. По тази причина схемата на крайния усилвател на мощност трябва да се избере така, че колекторният ток да не протича през бобината, както се вижда от фиг. 4-11 *а*. Схемата от фиг. 4-11 *б* трябва да се използува при такива мощности, при които токът не е голям.

Понякога сведенията за параметрите на високочестотните дросели са твърде противоречиви. Някои фирми-производители дават пълен списък на параметрите: индуктивност, постояннотоково съпротивление, променливотоково съпротивление, качествен фактор, допустим ток и работен честотен обхват. В други фирмени материали се срещат само един или два от тези параметри. Променливотоковото съпротивление и качественият фактор обикновено са честотно зависими. Работният честотен обхват е полезен, но не винаги особено важен параметър. Ако всички други условия са равни, постояннотоковото съпротивление трябва да бъде минимално при всички схеми, в които се предвижда протичането на голям ток. Например едно голямо постояннотоково съпротивление в колекторната верига на един краен високочестотен усилвател на мощност може да доведе до голям пад на напрежение между захранващия източник и колектора на транзистора. Обикновено първите опитни стойности на високочестотните дросели се избират компромисно, като се отчита необходимата индуктивност и допустимият ток. Стойността на този ток трябва да бъде по-голяма (най-малко с 10%) от максималния предвиден постоянен ток на колектора на транзистора. Индуктивността зависи от работната честота. За начало използувайте индуктивност, която ще осигури

при работната честота индуктивно съпротивление между 1000 и 3000 Ω.

Захранващите източници на усилвателите на мощност и на умножителите на честота трябва да бъдат „развързани" от схемата чрез филтриращи кондензатори, както е показано на фиг. 4-11. Проходните кондензатори, показани на фиг. 4-11, се използуват при по-високи честоти, когато се налага високочестотните стъпала да бъдат екранирани от захранващия източник и от другите стъпала.

Проходният кондензатор позволява свободно преминаване на постоянния ток, но пречи на високочестотните сигнали да излизат извън екрана (високочестотните сигнали се отвеждат към земя). Като първоначална стойност при експерементите може да се използуват филтриращи кондензатори с капацитет от 0,001 до 0,1 μF.

На практика най-добрият признак за правилния избор на стойностите на блокиращите високочестотни дросели и на филтриращи кондензатори е липсата на високочестотни сигнали в шините, по които се подава захранващото напрежение. Ако по тези шини извън екрана се наблюдават високочестотни сигнали, капацитетът на филтриращите кондензатори и/или индуктивността на високочестотните дросели не са подходящо подбрани. (Възможно е като изключение проникването на високочестотни сигнали в други стъпала на схемата и по токозахранващите шини да се дължи на некачествено екраниране.) Ако екранирането е добро, но в захранващото напрежение все още има високочестотни паразитни сигнали, увеличете стойността на филтриращите кондензатори. Като втора стъпка увеличете и индуктивността на високочестотните дросели. Разбира се, действието на схемата трябва да се проверява при всяка промяна на стойността на капацитета на филтриращите кондензатори или на индуктивността на дроселите. Например един твърде голям филтриращ кондензатор може да предизвика нежелана обратна връзка и да причини самовъзбуждане. Голямата стойност на индуктивността на високочестотните дросели може да намали изходната мощност на усилвателя и неговата ефективност. В края на тази глава са дадени методите за измерване на високочестотни сигнали.

Един високочестотен усилвател клас С ще има обикновено коефициент на полезно действие между 65 и 70%. Това значи, че високочестотната мощност ще бъде равна на 65 до 70% от постояннотоковата мощност на стъпалото. За да се определи необходимата постояннотокова мощност, трябва да се раздели променливотоковата изходна мощност на 0,65÷0,70. Например, ако желаната изходна високочестотна мощност е 50 W, постояннотоковата захранваща мощност трябва да бъде 50/0,7, или приблизително 70 W. Тъй като потенциалът на колектора на транзистора е приблизително равен по стойност на захранващото напрежение (мал-

ко по-малък заради пада на напрежение върху високочестотния дросел и/или върху бобината), разделете постояннотоковата захранваща мощност на захранващото напрежение, за да определите колекторния ток на транзистора. Например при постояннотокова захранваща мощност 70 W и захранващо напрежение 28 V колекторният ток би бил приблизително 2,7 А.

Очевидно е, че транзисторите трябва да са в състояние да понесат пълното захранващо напрежение, приложено на колектора им, и че допустимите стойности на колекторния ток и на разсейваната мощност трябва да са по-големи от изчислените при проектирането на стъпалото. Освен това транзисторът трябва да бъде в състояние да осигури желаната изходна мощност при съответната работна честота. Тези проблеми са обсъдени в раздели 1-2, 1-3 и 1-4.

Транзисторът трябва да може да осигури и необходимия коефициент на усилване по мощност също за желаната работна честота. Трябва да се прецени и каква да бъде входната мощност, за да се получи необходимата изходна мощност при известен коефициент на усилване по мощност. Например нека да предположим, че трябва да се проектира предавател с изходна мощност 50 W за работна честота 50 MHz и че разполагате с транзистори с коефициент на усилване по мощност, равен на 10. Крайният усилвател трябва да даде изходна мощност 50 W при входна мощност 5 W. Обикновено генераторите имат изходна мощност по-малко от 1 W. Следователно е необходим междинен усилвател, който да повиши изходната мощност на генератора, за да се получат необходимите за входа на крайния усилвател 5 W. Междинният усилвател трябва да бъде подсигурен с постояннотокова мощност 7 W ($5/0{,}7 \approx 7$). Ако се предположи, че междинният усилвател също усилва по мощност 10 пъти, необходимо е изходната мощност на генератора да бъде поне 0,5 W.

Когато междинният усилвател се използува и като умножител на честота, неговият коефициент на полезно действие намалява далеч под 65÷70%. Като правило к. п. д. на усилвател на втора хармонична (изходната честота е два пъти по-висока от входната) е около 42%, при усилвател на трета хармонична — около 28%, на четвърта хармонична — 21% и на пета хармонична — 18%. Следователно, ако междинният усилвател работи на втора хармонична и трябва да даде изходна мощност 5 W, трябва да му се осигури постояннотокова мощност приблизително 12 W ($5 . 0{,}42 = 12$).

Друг проблем, който трябва да се отчете при умножителите на честота, е, че коефициентът на усилване по мощност (както е посочено в справочниците) не остава същия, ако се смени честотата на изхода на усилвателя. В някои справочници се дава коефициентът на усилване за основната честота и след това се посочва как той намалява при работа на втора хармонична.

Като правило използувайте винаги най-малкия посочен коефициент на усилване по-мощност, когато пресмятате входната и изходната мощност.

4-3.1.1. Проектиране на резонансни вериги

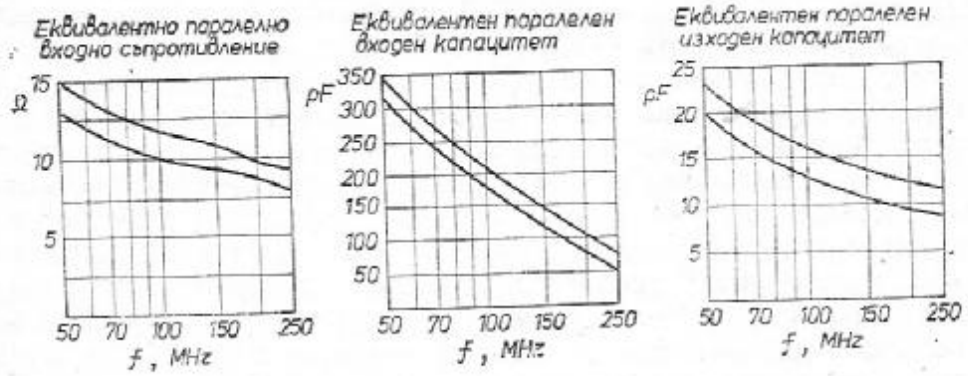
Сега стигаме до най-важния елемент на високочестотния усилвател — *трептящия кръг*. Той трябва да бъде настроен в резонанс при работната честота. Това значи, че при тази честота индуктивното и капацитивното реактивно съпротивление на кръга трябва да бъдат равни. Освен това трептящият кръг трябва да съгласува изходния импеданс на транзисторна към импеданса на товара. Обикновено товарният импеданс (на антената) е около 50 Ω, докато изходният импеданс на транзистора при високи честоти е от порядъка на няколко ома. Когато един усилвател захранва друг усилвател, трептящият кръг трябва да съгласува изходния импеданс на единия транзистор към входния импеданс на другия. Всяко разсъгласуване води до загуба на мощност в междинните стъпала или в крайния усилвател.

Импедансите на транзистора (както входният, така и изходният) имат и активна, и реактивна съставна и следователно се изменят в зависимост от честотата. За да се проектира трептящият кръг на изхода на транзисторното стъпало, трябва да се знае изходното реактивно съпротивление (обикновено капацитивно), активното изходно съпротивление за работната честота и изходната мощност. Освен това е необходимо да се знаят активното и реактивното входно съпротивление на транзистора при дадени честота и мощност, за да се проектира трептящият кръг на стъпалото, захранващо със сигнал съответния транзисторен усилвател.

Обикновено активното входно съпротивление, реактивното входно капацитивно съпротивление и изходното капацитивно съпротивление на високочестотните мощни транзистори се задават чрез графики като показаните на фиг. 4-12. След това може да се определи реактивното съпротивление, като се използуват съответните капацитет и честота. Например изходният капацитет, отчетен по графиката от фиг. 4-12, е около 15 pF за честота 80 MHz. Това означава, че при същата честота реактивното капацитивно съпротивление е около 130 Ω. Реактивното и активното съпротивление могат да послужат за определяне на импеданса, както е показано на фиг. 4-12.

В справочниците входният и изходният импеданс на транзистора обикновено са дават с паралелната си еквивалентна схема, т. е. там се предполага, че активното съпротивление е включено паралелно на капацитета. Но при някои трептящи кръгове е необходимо импедансът да бъде даден в последователен вид. Следователно е необходимо импедансът да се преобразува от пара-

лелна в последователна форма и обратно. Необходимите равенства са дадени на фиг. 4-12. Изходното активно съпротивление обикновено не се дава в справочниците за мощни високочестотни транзистори, но то може да бъде пресметнато, като се използуват формулите от фиг. 4-12.



Фиг. 4-12. Типични характеристики на мощни високочестотни транзистори

$$\text{Паралелно изх. съпротивление} \approx \frac{\text{напрежение на колектора}^2}{2 \times \text{изходната мощност}}$$

R_S — последователно съпротивление
R_R — паралелно съпротивление
X_S — последователно реактивно съпротивление
X_R — паралелно реактивно съпротивление
Преминаване от X_S и R_S към X_P и R_P:

$$R_P = R_S \left[1 + \left(\frac{X_S}{R_S}\right)^2\right]$$

$$X_P = \frac{R_P R_S}{X_S}$$

Преминаване от X_P и R_P към X_S и R_S:

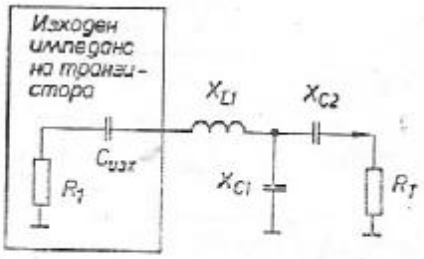
$$R_S = \frac{R_P}{1 + \left(\frac{R_P}{X_P}\right)^2}$$

$$X_S = \frac{R_S R_P}{X_P}$$

На фиг. 4-13÷4=17 са показани пет типични трептящи кръга заедно с уравненията, необходими за пресмятане на стойностите на елементите. Тези трептящи кръгове могат да се използуват в схеми на усилватели и/или умножители на честота. Обърнете

внимание на това, че схемата от фиг. 4-13 е подобна на тази от фиг. 4-11*а*, а схемата от фиг. 4-15 — на показаната на фиг. 4-11*б*.

Резисторът и кондензаторът, начертани в правоъгълника с надпис „изходен импеданс на транзистора", представят комплекс-



$$X_{L_1} = QR_1 + X_{C\ изх} \qquad L = \frac{X_L}{6{,}28\,f}$$

$$X_{C_2} = AR_T \qquad C = \frac{1}{6{,}28\,f X_C}$$

$$X_{C_1} = \frac{(B/A)\,(B/Q)}{(B/A)-(B/Q)} = \frac{B}{Q-A} \qquad f = \frac{X_L}{6{,}28\,L}$$

$$A = \sqrt{\left(\frac{R_1(1+Q^2)}{R_T}\right) - 1} \qquad f = \frac{1}{6{,}28\,CX_C}$$

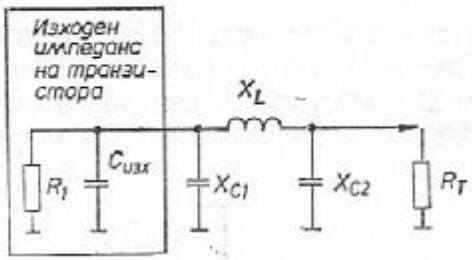
$$B = R_1(1+Q^2)$$

Q — според желаната честотна лента
R_1 — изходно съпротивление
$C_{изх}$ — изходен капацитет

Фиг. 4-13. Високочестотна верига, при която R_1 е по-малко от R_T. С разрешение на Моторола

ният изходен импеданс на транзистора, който трябва да бъде съгласуван към импеданса на следващото стъпало или към товара. Когато трептящият кръг е включен в крайния усилвател на мощност, резисторът, означен R_T, представлява импедансът на антената или на някакъв друг товар. Когато трептящият кръг се използува в междинен усилвател, R_T означава входния импеданс на следващия транзистор. Следователно е необходимо да се пресметне входният импеданс на транзистора, захранван със сигнал от въпросния трептящ кръг, като се използуват формулите от фиг. 4-12.

Комплексните импеданси се дават в някои случаи в последователна форма, в други случаи — в паралелна в зависимост от това, коя форма е по-удобна за изчисляване на елементите на кръга. Резултантният импеданс на кръга, натоварен с даден товар, трябва да бъде равен на комплексно спрегнатото число на стойността на изходния импеданс на транзистора. Например нека да предположим, че един транзистор има последователен изходен импеданс $7{,}33 - j\ 3{,}87$. Това значи, че съпротивлението (активната част на импеданса) е 7,33 Ω, а капацитивното съпротивление (имагинерната част на импеданса) е 3,87. За да се получи макси-



$$X_{C_1} = R_1/Q \qquad L=\frac{X_L}{6{,}28\,f}$$

$$X_{C_2} = R_T\sqrt{\frac{R_1/R_T}{(Q^2+1)-(R_1/R_T)}} \qquad C=\frac{1}{6{,}28\,fX_C}$$

$$X_L = \frac{QR_1+(R_1R_T/X_{C_2})}{Q^2+1} \qquad f=\frac{X_L}{6{,}28\,L}$$

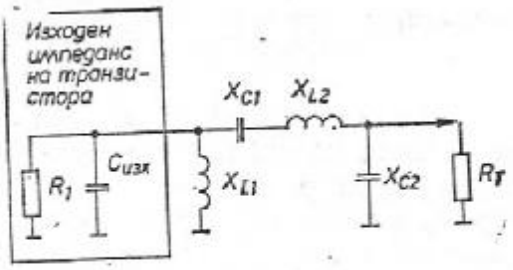
$$f=\frac{1}{6{,}28\,CX_C}$$

Q — според желаната честотна лента

R_1 — изходно съпротивление

$C_{изх}$ — изходен капацитет

Фиг. 4-14. Високочестотна верига, при която R_1 е приблизително равно на R_T. С разрешение на Моторола



$$X_{L_1}=X_{C\ изх} \qquad L=\frac{X_L}{6{,}28\,f}$$

$$X_{C_1} = QR_1 \qquad C=\frac{1}{6{,}28\,fX_C}$$

$$X_{C_2} = R_T\sqrt{\frac{R_1}{R_T-R_1}} \qquad f=\frac{1}{6{,}28\,L}$$

$$X_{L_2}=X_{C_1}+\frac{R_1R_T}{X_{C_2}} \qquad f=\frac{1}{6{,}28\,CX_C}$$

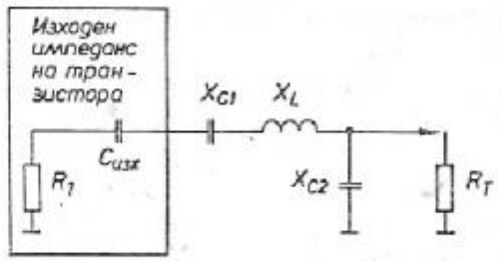
Q — според желаната честотна лента

R_1 — изходно съпротивление

$C_{изх}$ — изходен капацитет

Фиг. 4-15. Високочестотна верига, при която R_1 е много по-малко от R_T. С разрешение на Моторола

мално предаване на мощност от транзистора към товара, импедансът на товара трябва да има стойност, равна на комплексно спрегнатото число на стойността на изходния импеданс на транзистора или (7,33+j 3,87) Ω. Ако предавателят трябва да работи с



$$X_L = X_{C1} + \left(\frac{R_T R_1}{X_{C_2}}\right) + X_{C\ изх} \qquad L = \frac{X_L}{6{,}28 f}$$

$$X_{C1} = QR_1 \qquad C = \frac{1}{6{,}28 f X_C}$$

$$X_{C2} = R_T \sqrt{\frac{R_1}{R_T - R_1}} \qquad f = \frac{X_L}{6{,}28 L}$$

$$f = \frac{1}{6{,}28 C X_C}$$

Q — според желаната честотна лента
R_1 — изходно съпротивление
$C_{изх}$ — изходен капацитет

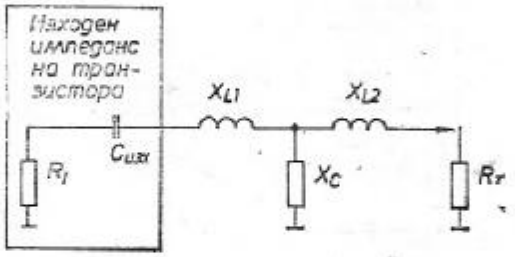
Фиг. 4-16. Високочестотна верига, при която R_1 е много по-малко от R_T (друг вариант). С разрешение на Моторола

товар (50+j0)Ω, резонансната верига трябва да трансформира този товар в такъв с посочения по-горе импеданс (7,33+j 3,87) Ω. Освен че извършва тази трансформация, резонансната верига осигурява подтискане на висшите хармонични (освен ако те не са необходими за работата на схемата като умножител на честота), малки загуби на мощност и възможност за настройка в резонанс и съгласуване към товара.

Всяка от посочените схеми има своите предимства и ограничения. По-долу са дадени основните сведения за проектирането и приложението на различните типове резонансни вериги.

Схемата от фиг. 4-13 се използува в повечето високочестотни усилватели на мощност и е особено подходяща в случаите, когато последователната активна част (съпротивлението R_1) от изходния импеданс на транзистора е по-малка от 50 Ω. Ако товарът има типичната стойност 50 Ω, а съпротивлението на R_1 доближи по стойност 50 Ω, необходимият капацитет на C_1 става с нереално голяма стойност.

Схемата от фиг. 4-14 (често наричана *П-звено*) е най-подходяща за случаите, когато съпротивлението на паралелния резистор R_1 е голямо (близко по стойност до това на R_T, обикновено 50 Ω). Ако схема като показаната на фиг. 4-14 че използува



$$X_{L1}=R_1Q+X_{C\text{изх}} \qquad L=\frac{X_L}{6{,}28\,f}$$

$$X_{L2}=R_T\,B \qquad C=\frac{1}{6{,}28\,fX_C}$$

$$X_{C1}=\frac{(A/Q)(A/B)}{(A/Q)+(A/B)}=\frac{A}{Q+B} \qquad f=\frac{X_L}{6{,}28\,L}$$

$$A=R_1(1+Q^2) \qquad B=\sqrt{\frac{A}{R_T}-1} \qquad f=\frac{1}{6{,}28\,CX_C}$$

Q — според желаната честотна лента
R_1 — изходно съпротивление
$C_{изх}$ — изходен капацитет

Фиг. 4-17. Високочестотна верига, при която R_1 е много по-малко или много по-голямо от R_T. С разрешение на Моторола

при малка стойност на R_1, индуктивността на L_1 трябва да бъде много малка, а капацитетът на C_1 и C_2 — извънредно голям (практически нереален).

При схемите от фиг. 4-15 и 4-16 се получават разумни стойности за L и C, особено когато R_1 е много малко. Единственото ограничение, което трябва да се спазва, е винаги стойността на R_1 да бъде значително по-малка от тази на R_T. Тези схеми или техни варианти се използуват често в междинни стъпала, когато ниският изходен импеданс на един транзистор трябва да бъде съгласуван с ниския входен импеданс на следващия транзистор.

Схемата от фиг. 4-17 (наричана често *Т-звено*) е подходяща за случаите, като R_1 е много по-малко или много по-голямо от R_T.

4-3.2. Пример за проектиране

Да предположим, че трябва да се проектира схема като показаната на фиг. 4-13. Тя трябва да съгласува изходния импеданс на транзистора към антена с импеданс 50 Ω. От справочника е известно, че за работната честота изходният капацитет на транзистора е 200 pF. Необходимата изходна мощност е 50 W при честота 50 MHz и при захранващо напрежение 28 V. Приема се, че избраният транзистор е в състояние да осигури изходната мощност при наличния входен сигнал, както е обяснено в раздел 4-3.1.

При захранващо напрежение 28 V и изходна мощност 50 W стойността на R_1 може да се пресметне по формулата от фиг. 4-12:

$$R_1=\frac{28^2}{2\times 50}=7{,}84\ \Omega.$$

Капацитивното съпротивление при честота 50 MHz и изходен капацитет на транзистора 200 pF, изчислено също по формулата от фиг. 4-12, е

$$X_C=\frac{1}{6{,}28\times(50\times10^6)\times(200\times10^{-12})}=16\ \Omega.$$

Тези две стойности дават възможност да се определи и *паралелният изходен импеданс на транзистора*, или $7{,}84-j\,16$.

Обикновено в справочниците изходният капацитет на транзистора се дава, като се има пред вид, че той е свързан паралелно на R_1. За схемата от фиг. 4-13 импедансът трябва да се представи в последователна форма.

Като се използуват уравненията от фиг. 4-12, за еквивалентния последователен изходен импеданс се получава

$$R_{\text{посл}}=\frac{7{,}84}{1+(7{,}84/16)^2}=6{,}32\ \Omega \quad (R_1),$$

$$X_{\text{посл}}=6{,}32\times\frac{7{,}84}{16}=3{,}1\ \Omega \quad (X_{C_{\text{изх}}}).$$

Комбинацията от тези две стойности представлява *последователният изходен импеданс* $6{,}32-j\,3{,}1$.

Като се използуват уравненията от фиг. 4-13 и като се приеме за простота, че качественият фактор на кръга е 10, могат да се определят съответните реактивни съпротивления:

$$X_L=(10\times6{,}32)+3{,}1=66{,}6\ \Omega,$$

$$A=\sqrt{\frac{6{,}32\ (1+10^2)}{50}-1}=3{,}3.$$

$$X_{C2}=3{,}3\times50=165\ \Omega.$$

$$B = 6{,}32\ (1 + 10^2) = 638{,}32,$$

$$X_{C1} = \frac{(638{,}32 : 3{,}3)\ (638{,}32 : 10)}{(638{,}32 : 3{,}3) - (638{,}32 : 10)} = 95\ \Omega.$$

Съответните стойности на индуктивността и капацитета се определят от уравненията, дадени на фиг. 4-13:

$$L_1 = \frac{66{,}6}{6{,}28 \times 50.10^6} = 0{,}21\ \mu H,$$

$$C_1 = \frac{1}{6{,}28 \times (50 \times 10^6) \times 95} = 33\ pF,$$

$$C_2 = \frac{1}{6{,}28 \times (50 \times 10^6) \times 165} = 19\ pF.$$

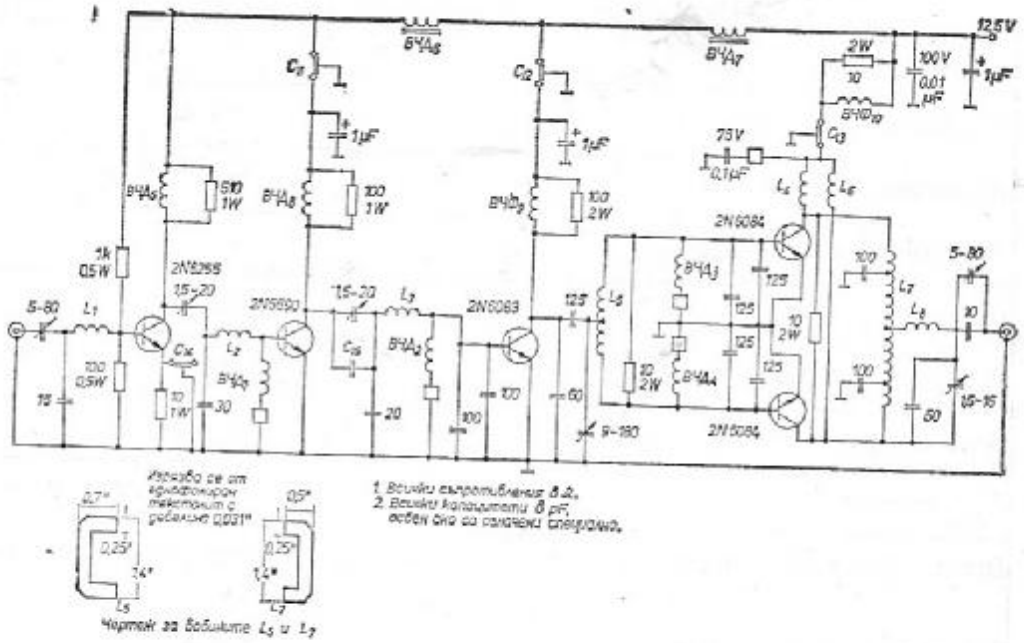
Ако кондензаторите C_1 и C_2 са променливи, получените стойности трябва да съответстват на средата на обхвата на изменение на капацитета.

4-4. ИЗПОЛЗУВАНЕ НА ГРАФИКИ ОТ СПРАВОЧНИЦИТЕ ПРИ ПРОЕКТИРАНЕ НА ВИСОКОЧЕСТОТНИ УСИЛВАТЕЛНИ СХЕМИ

Високочестотните параметри на транзисторите са много важни при проектирането на високочестотни стъпала. За съжаление информацията, която се дава в справочниците в табличен вид, не е удобна за използуване при опростено проектиране. За да се съгласуват правилно импедансите, трябва да се отчетат както активната, така и реактивната съставна на импеданса. Реактивната съставна (индуктивна или капацитивна) се изменя в зависимост от честотата. На практика е нужно да се знаят стойностите на реактивното съпротивление в широк честотен обхват, а не само за определена честота (освен ако схемата трябва да работи само на тази единствена честота).

Най-добрият начин да се покаже как активното и реактивното съпротивление се изменят в зависимост от честотата е начертаването на съответните графики. Обикновено фирмите, които произвеждат транзистори за използуване във високочестотни усилвателни схеми, дават в справочниците си такива графики, които показват изменението на параметрите на транзисторите в интересуващия ни честотен обхват.

Усилвателят, показан на фиг. 4-18, има изходна мощност 80 W при честота 175 MHz, коефициент на усилване по мощност около 26 dB и общ к. п. д. около 50%. Коефициентът на усилване по мощност се изменя с по-малко от 0,3 dB, когато температурата на корпусите на изходните и драйверните транзистори нарасне от 25° на 100° C.



ВЧД 1, 2, 3, 4 — 0,15 μH, залят дросел с феритен пръстен 5659065/3B в извода към земя
ВЧД 5 — 0,15 μH, залят дросел
ВЧД 6,7 — Ferroxcube VK-200 19/4B
ВЧД 8 — 4 навивки от проводник № 16, навит на резистор 100 Ω, 1 W (75 nH)
ВЧД 9 — 2 навивки от проводник № 15, навити върху резистор 100 Ω, 2 W (45 nH)
ВЧД 10 — 10 навивки от проводник № 14, навити върху резистор 10 Ω, 2 W
$L_{1, 2, 3}$ — 1 навивка от проводник № 18, диаметър 1/4", дължина 3/4" (25 nH)
$L_{4, 6}$ — 2 навивки от проводник № 15, диаметър 1/4", дължина 1/2" (30 nH)
$L_{5, 7}$ — вижте чертежа
L_8 — парче от проводник № 12 с дължина прибл. 1" (9 nH)
$C_{11, 12, 13}$ — 680 pF
C_{14} — 470 pF
C_{15} — 5 pF, слюден, посребрен

Фиг. 4-18. Принципна схема на високочестотен усилвател на мощност. С разрешение на Моторола

4-4.1. Анализ на схемата

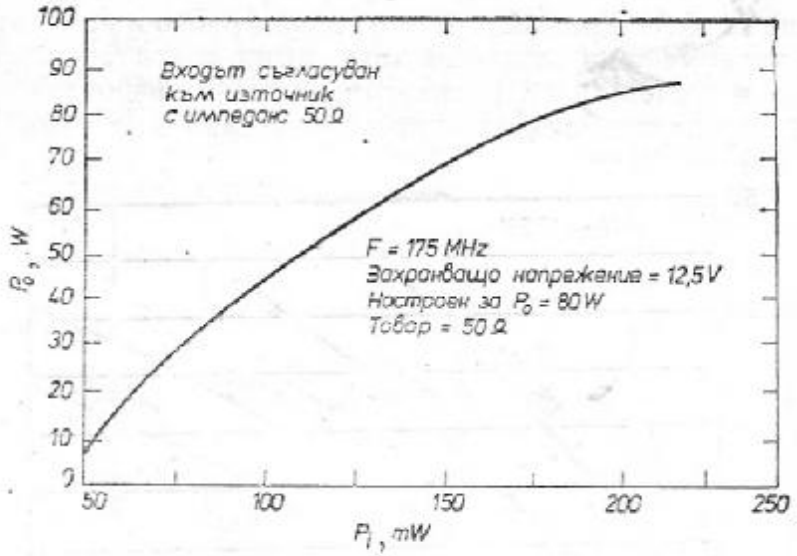
В таблицата на фиг. 4-19 са събрани основните параметри на усилвателя. На фиг. 4-20 е показана зависимостта на изходната мощност от постъпващата на входа на усилвателя мощност. Схемата работи със захранващо напрежение 12,5 V и консумира при изходна мощност 80 W ток 12,9 А. Всички стъпала на усилвателя работят в схема общ емитер и освен входното всички стъпа-

Параметър	
ВЧ изходна мощност	80 W
ВЧ входна мощност	180 mW
Захранващо напрежение	12,5 V
Общ ток	12,9 A
К. п. д. на изходното стъпало	76%
Общ к. п. д.	49,5%
2-ри хармоник	подтиснат с 38 dB
Всички други хармоници	подтиснати с повече от 50 dB
Ток на изходното стъпало	8,4 A
Ток на драйверното стъпало	3,4 A
Ток на преддрайверното стъпало	0,94 A
Ток на входното стъпало	0,16 A
Стабилност	— Всички паразитни честоти в изхода на усилвателя са подтиснати с повече от 40 dB при входни сигнали с ниво от 0 до 400 mW и стойности на захранващото напрежение от 6 до 15 V.
Пробив	— Няма опасност от повреда на транзистор при липса на товар или при късо съединение в товара и дефазиране между тока и напрежението от 0° до 180°.

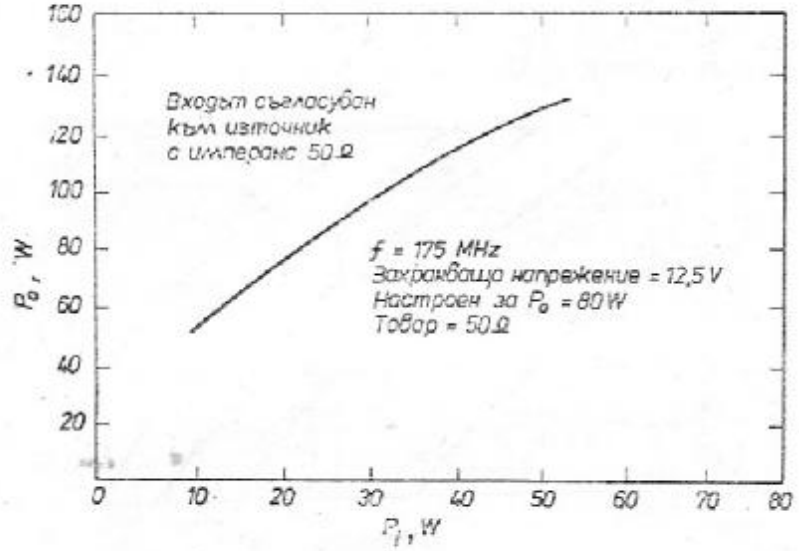
Фиг. 4-19. Параметри на високочестотния усилвател. С разрешение на Моторола

ла работят в режим клас С. Преднапрежението на входния транзистор е подбрано така, че той пропуска ток около 40 mA при липса на входен сигнал. Така се подобрява действието на схемата при особено ниски нива на входния сигнал.

Високата изходна мощност се осигурява чрез паралелното свързване на двата транзистора 2 N 6084 в изходното стъпало. Дълготрайност и надеждност се осигуряват, като се използува изходно стъпало, годно да даде изходна мощност над 120 W (вж. фиг. 4-21)., В резултат на това усилвателят е в състояние да издържи късо съединение или изключване на товара при всякакъв фазов ъгъл на изходния сигнал, без да се повреди някой от транзисторите.



Фиг. 4-20. Зависимост на изходната мощност на усилвателя от мощността, постъпваща на входа. С разрешение на Моторола

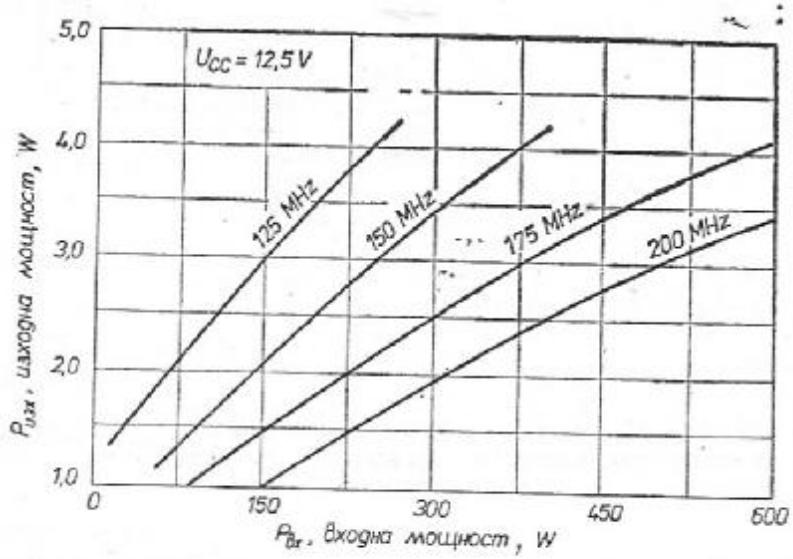


Фиг. 4-21. Зависимост на изходната мощност на крайното стъпало от постъпващата на входа му мощност. С разрешение на Моторола

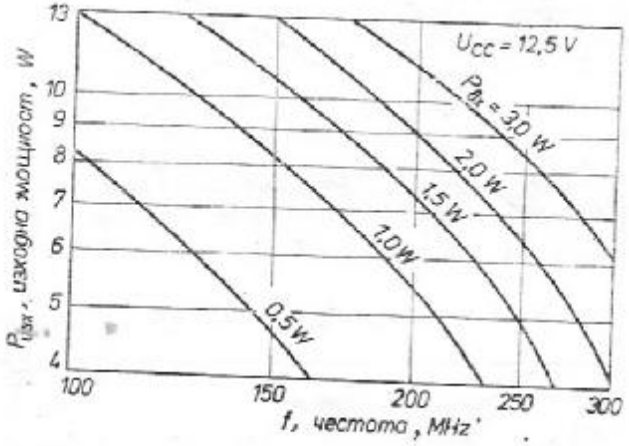
4-4.2. Описание на схемата

Транзисторите, използувани при проектирането на този усилвател, са произведени от Моторола специално за използуване в автомобилни радиотелефони с честотна модулация и захранващо

напрежение 12 5 V. Транзисторите от драйверното и крайното стъпало са произведени по специална технология, която гарантира дълготрайност и надеждност. Главното при нея е използването на резистори от нихром, свързани последователно към емитера на



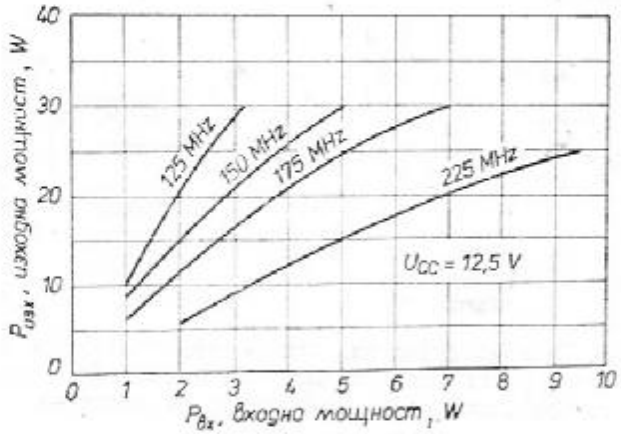
Фиг. 4-22. Зависимост на изходната от входната мощност за транзистор 2N6255. С разрешение на Моторола



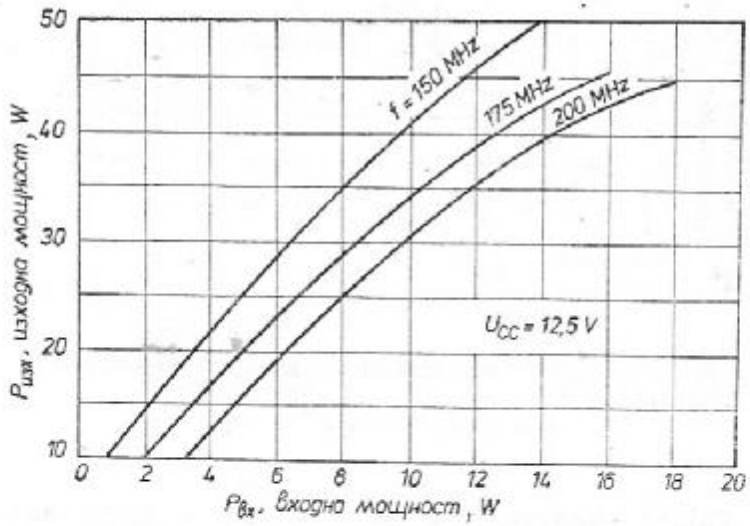
Фиг. 4.23. Зависимост на изходната от входната мощност за транзистор 2N5590. С разрешение на Моторола

всеки от транзисторите. Така се получава оптимално разпределение на тока между емитера и резистора. Намаляват се измененията на температурата на кристала и се повишава устойчивостта на транзистора срещу повреди, дължащи се на топлинно претоварване или на голям коефициент на стоящите вълни на напрежение.

На фиг. 4-22÷4-25 са дадени графики, отразяващи типични параметри на използуваните транзистори. Трите мощни транзистора са монтирани в специален високочестотен корпус с радиални лентови изводи и щифт за закрепване към радиатора. Транзисторът 2N6255 е в корпус тип TO-39.



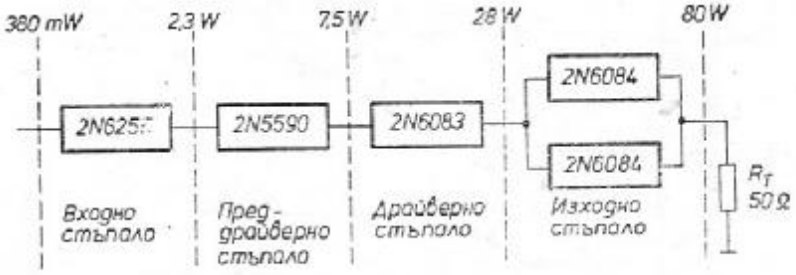
Фиг. 4-24. Зависимост на изходната от входната мощност за транзистор 2N6083 С разрешение на Моторола



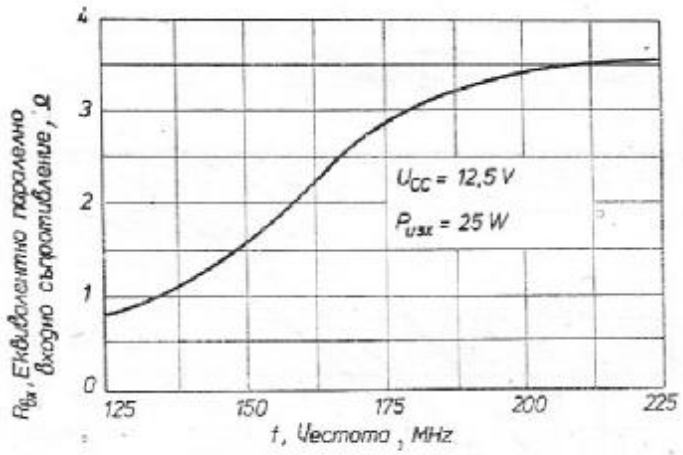
Фиг. 4-25. Зависимост на изходната от входната мощност за транзистор 2N6084 С разрешение на Моторола

Нивата на мощността след всяко стъпало (когато усилвателят се използува за получаване на изходна мощност 80 W при честота 175 MHz) са показани на блоковата схема от фиг. 4-26. Тези нива на мощността са определени, като се използува захранващото напрежение 12,5 V и минималните коефициенти на

усилване по мощност, посочени в справочника. Нормално е да се очаква, че усилвателят ще работи добре и при по-ниски нива на входната мощност и на мощностите след всяко от стъпалата, защото обикновено коефициентите на усилване по мощност на стандартните транзистори са по-големи от минималните, посочени в справочника.



Фиг. 4-26. Блокова схема на усилвателя, показваща нивата на мощността в отделните стъпала при минимални параметри на транзисторите. С разрешение на Моторола



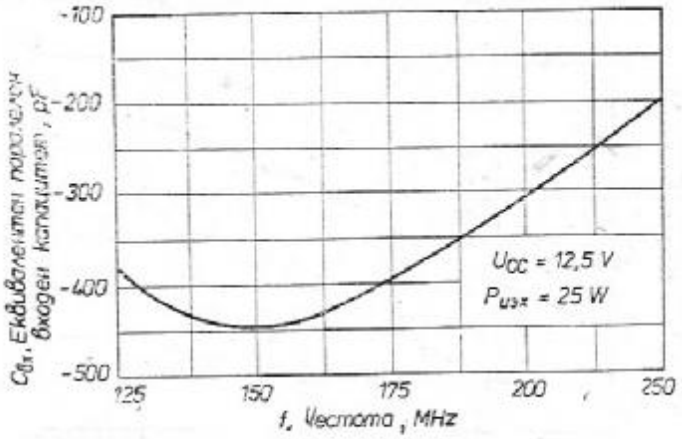
Фиг. 4-27. Паралелно еквивалентно входно съпротивление в зависимост от честотата, транзистор 2N6083.
С разрешение на Моторола

4-4.3. Общи сведения за проектирането на усилвателя

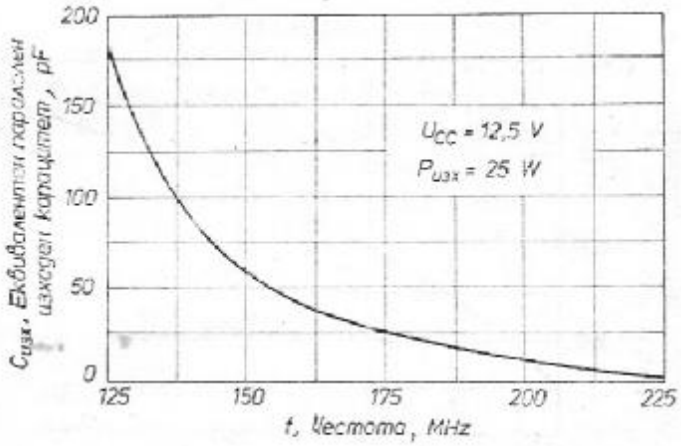
При проектирането на веригите за съгласуване между отделните стъпала са използувани импедансите на транзистора при голям входен сигнал. За транзисторите 2N6083 и 2N6084 тези импеданси са дадени на графиките от фиг. 4-27÷4-32. Сведения за голямосигналните параметри на транзисторите 2N 6255 и 2N 5590 могат да бъдат намерени в съответните справочници. Тези данни са получени при изходни мощности и захранващи напрежения

които са отбелязани на фигурите, при свързване на транзисторите в схема общ емитер (базата и емитерът на транзистора са свързани по постоянен ток към земя).

Активната ($R_{вх}$) и реактивната ($C_{вх}$, $C_{изх}$) съставни на пара-



Фиг. 4-28. Паралелен еквивалентен входен капацитет в зависимост от честотата, транзистор 2N6083. С разрешение на Моторола

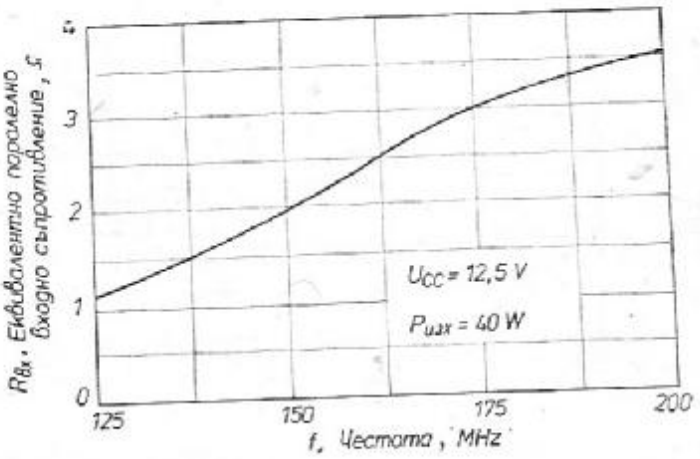


Фиг. 4-29. Паралелен еквивалентен изходен капацитет в зависимост от честотата, транзистор 2N6083. С разрешение на Моторола

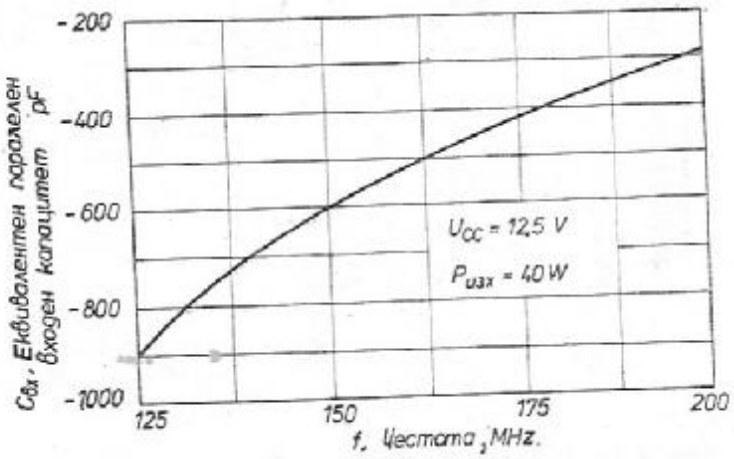
лелния еквивалентен импеданс могат да се отчетат от графиките. Приблизителната стойност на активната част на товарния импеданс, която трябва да натовари колектора на транзистора чрез веригата за съгласуване, може да се пресметне за съответната изходна мощност P и при съответното захранващо напрежение U_{CC} от уравнението

$$R=\frac{(U_{CC})^2}{2R},$$

както е показано на фиг. 4-12. Тъй като стойността на $U_{CE_{нас}}$ е много по-малка от тази на U_{CC} (за използуваните транзистори), се предполага, че изходният сигнал от връх до връх има ампли-



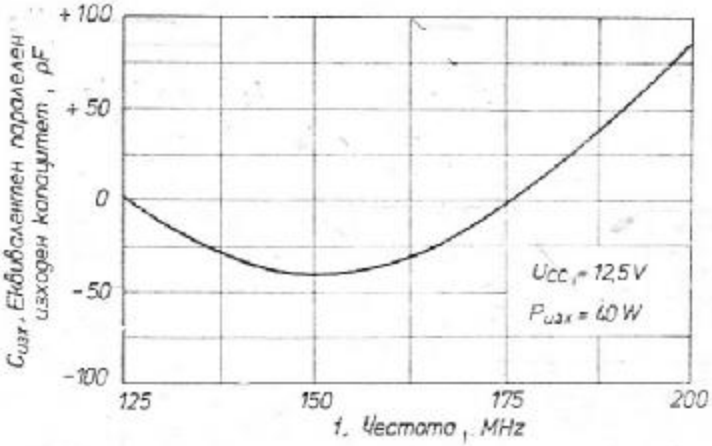
Фиг. 4-30. Паралелно еквивалентно входно съпротивление в зависимост от честотата, транзистор 2N6084. С разрешение на Моторола



Фиг. 4-31. Паралелен еквивалентен входен капацитет в зависимост от честотата, транзистор 2N6084. С разрешение на Моторола

туда, два пъти по-голяма от захранващото напрежение. Действителното оптимално колекторно товарно съпротивление ще се различава донякъде от изчислената стойност. Но при проектирането на веригите за двустранно съгласуване на транзистора към R_L и $C_{изх}$ по този начин е постигната задоволителна точност, що се отнася до използуваните типове транзистори.

Трябва да се отбележи, че паралелното входно или изходно съпротивление ($C_{вх}$ или $C_{изх}$) има капацитивен характер само ако стойността, отчетена по графиките, е положителна. Когато стойността е отрицателна, реактивното съпротивление има индукти-



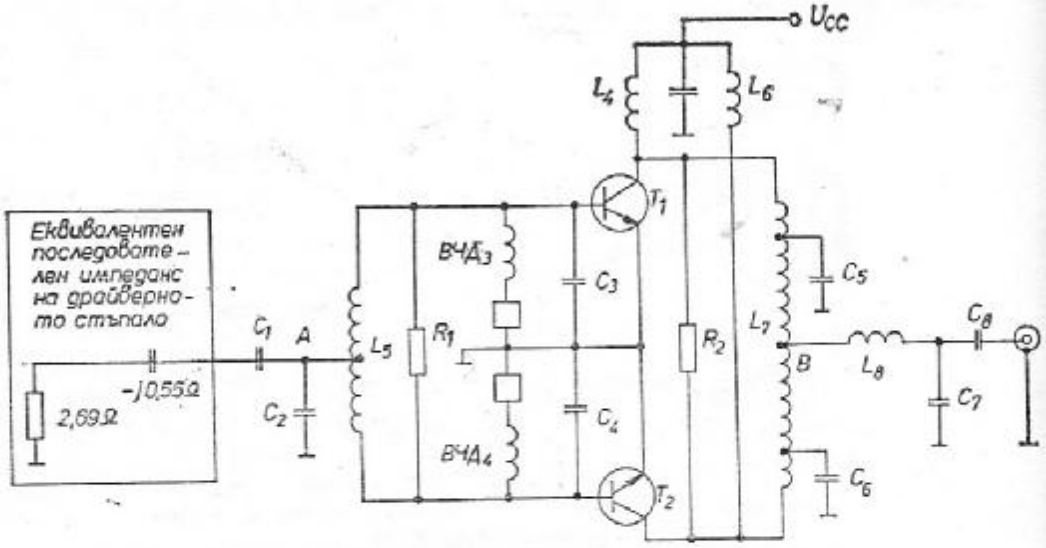
Фиг. 4-32. Паралелен еквивалентен изходен капацитет в зависимост от честотата. транзистор 2N6084. С разрешение на Моторола

вен характер. *Стойността на индуктивното съпротивление е тази, която би осигурила резонанс при стойност на капацитивното съпротивление, равна на отчетената по графиките.* Резонансната честота, която ще се използува за пресмятане на индуктивността, е тази честота, за която са били определени реактивните съставни на изходния импеданс. За да се определи еквивалентният паралелен капацитет, трябва да се използува формулата за капацитивното реактивно съпротивление.

4-4.4. Изходно стъпало

Когато един единствен транзистор не е в състояние да даде необходимата изходна мощност или когато се налага да се използуват повече транзистори, за да се осигури по-добро разпределение на топлината и по-висока надеждност, два или повече транзистори трябва да се свържат в схема, която да бъде и икономична, и с висок к. п. д. Различните варианти предвиждат използуването на трансформатори, някои от многото видове хибридни съединители или метода, използуван в тази схема (обикновени *LC*-елементи). Трудностите, предизвикани обикновено от неравномерното разпределение на товара и от съгласуването към много ниски по стойност импеданс и, когато мощни транзистори се свързват паралелно, тук са преодолени чрез разделянето на сигнала както във входната, така и в изходната съгласуваща верига.

Опростената схема на изходното стъпало е показана на фиг. 4-33. Бобината L_5 се използува за повишаване на входния импеданс на T_1 и T_2, за да се получи по-голям импеданс в точка A и по този начин да се облекчи съгласуването с драйверното стъ-



Фиг. 4-33. Опростена схема на изходното стъпало

пало. Колекторната бобина L_7 разделя товара между T_1 и T_2 и позволява изходната мощност на двата транзистора да бъде събрана при по-високо ниво на импедансите в точка B. За да се подобри к. п. д. на усилвателя и да се осигури отвеждането на втория хармоник на сигнала към земя, както и за грубо съгласуване на импедансите за работната честота към базите и колекторите на транзисторите са включени допълнителни кондензатори.

Кондензаторите C_3 и C_4, свързани към базите на транзисторите, са разположени непосредствено до корпусите им. Кондензаторите C_5 и C_6, включени в колекторите, са разположени приблизително в средата на всяка от половините на бобината L_7. Винаги трябва да се използуват кондензатори с малка индуктивност на изводите. Индуктивността може да бъде намалена, ако C_3 и C_4 се заменят от две двойки паралелно свързани кондензатори със същия общ капацитет.

Резисторите R_1 и R_2 компенсират разликите, които могат да се получат между коефициентите на усилване по мощност и между входните импеданси на двата транзистора. Така че те спомагат да се разпредели правилно товарът между двата транзистора. По този начин значително се подобрява стабилността на усилвателя при изменения на U_{CC} и на размаха на входния сигнал. За да бъде схемата идеално симетрирана, в двата края на R_1 и R_2 се подават сигнали с еднаква фаза и равни по размах и през ре-

зисторите не протича никакъв ток. На практика все пак протича някакъв малък ток, но той няма значение при проектирането на веригите за съгласуване.

Постоянните кондензатори с капацитет от 10 до 125 pF са слюдени и техният капацитет за стойности до 60 pF се изменя съвсем малко при повишаване на честотата. Кондензаторите от този тип с по-голям капацитет са измерени за честота 175 MHz и техните стойности са дадени на фиг. 4-34.

Номинален капацитет при ниски честоти, pF	Капацитет при 175 MHz, pF	Паралелно реактивно съпротивление през 175 MHz, X_P (Ω)
80	88	—10,3
100	115	— 7,9
125	151	— 6,0
250	372	— 2,4
Тип на кондензатора: J-101, Underwood electric & Mgf. Co. Inc. Maywood, Ill. 60153		

Фиг. 4-34. Стойности на капацитета на кондензаторите при честота 175 MHz
С разрешение на Моторола

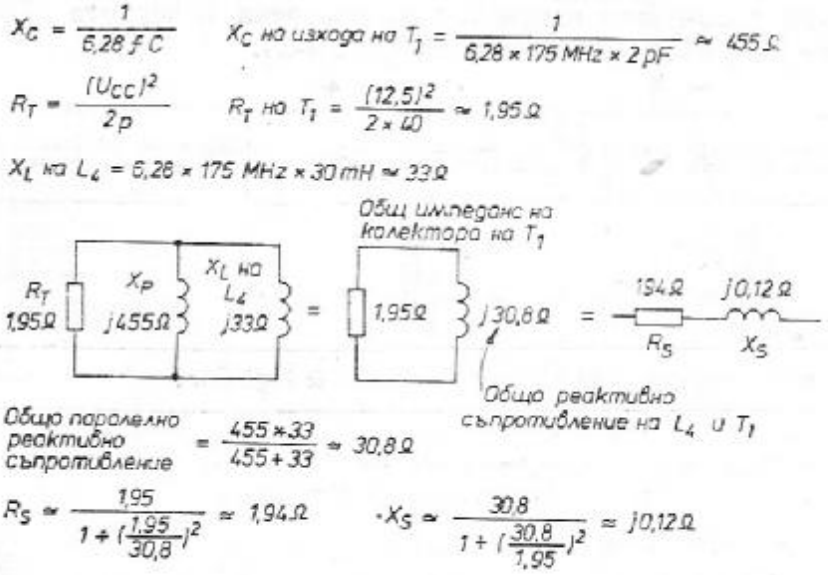
4-4.5. Проектиране на изходния трептящ кръг

От графиката на фиг. 4.32 може да се отчете, че паралелният еквивалентен изходен капацитет за всеки от транзисторите 2N6084 е 2 pF при изходна мощност 40 W и честота 175 MHz. Според уравненията от фиг. 4-35 той съответствува на реактивно съпротивление от 455 Ω. (Отрицателният знак на стойността на капацитета, отчетен на фиг. 4-32, обаче показва, че въпросната съставна част на действителния паралелен изходен импеданс е индуктивност.) $R_т$ за всеки от транзисторите 2N6084 е 1,95 Ω при изходна мощност 40 W и захранващо напрежение 12,5 V.

Другата част на паралелния изходен импеданс, която трябва да се вземе пред вид, е съпротивлението на бобината L_4, която осигурява постояннотоковото захранване на колектора на T_1. Тази бобина би трябвало да има малък импеданс за честоти под 30 MHz. Това се налага, защото коефициентът на усилване на транзистора е много голям, а товарът е практически изключен за тези ниски честоти поради наличието на кондензатора C_8. Следователно бобината L_4 трябва да има малко постояннотоково съпротивление, за да позволи стабилна и ефективна работа на транзистора при протичащите постоянни токове. (Всяко по-голямо съпротивление на бобината ще предизвика значителен пад на напрежение и спадане на колекторното напрежение на T_1.) Една индуктивност на бобината от 30 nH удовлетворява горните изисквания

и представлява достатъчна преграда по пътя на сигнала с честота 175 MHz към шината на постояннотоковото захранване.

Както е показано на фиг. 4-35, индуктивното съпротивление на L_4 е 33 Ω и заедно с реактивното съпротивление на изхода



Фиг. 4-35. Общ импеданс в колектора на T_1

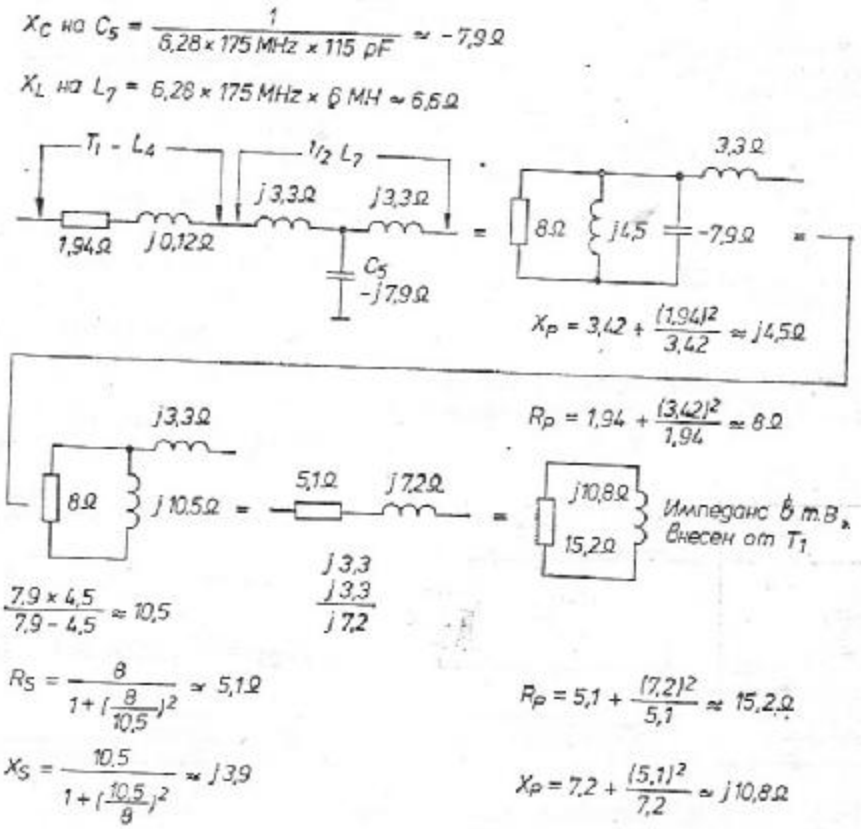
на T_1 (455 Ω) има еквивалентна стойност 30,8 Ω. Следващата стъпка е стойностите на паралелно свързаните изходно съпротивление на T_1 и на бобината L_4 да се представят в последователна форма. Необходимите за това формули и получените резултати са показани на фиг. 4-35.

Стойността на бобината L_7, разположението и капацитетът на кондензатора C_5 се избират компромисно в зависимост от качествения фактор на кръга и с цел осигуряване в точка B на такъв импеданс, който може да бъде съгласуван добре с товара от 50 Ω, както и осигуряване на верига с ниско съпротивление за сигналите с честотата на втория хармоник от колектора на транзистора към земя.

Добри резултати са постигнати, като се използува индуктивност 6 nH за едната половина на L_7 и кондензатор C_5 с номинален (нискочестотен) капацитет 100 pF. Както се вижда от фиг. 4-34, капацитетът на C_5 нараства на 115 pF при честота 175 MHz. Кондензаторът се запоява приблизително на „разстояние" 3 nH от колектора на транзистора T_1. Както е показано на фиг. 4-36, веригата $L_7 - C_5$ заедно с тази на $T_1 - L_4$ определя импеданса в точка B от фиг. 4-33. Необходимите формули и получените резултати са дадени на фиг. 4-36.

Крайната стойност на паралелния импеданс, внесен от тран-

зистора T_1 в точка B от схемата на фиг. 4-33, е пресметната по формулите от фиг. 4-36. Нарастването на активното съпротивление от 1,95 Ω на 15,2 Ω се дължи на проектираните дотук вериги. Повтарянето на тези изчисления за транзистора T_2 води до съ-



Фиг. 4-36. Паралелен импеданс в т. B, внесен от T_1

щия резултат. Общият импеданс, внесен в т. B от T_1, T_2, L_4, L_6, L_7, C_5 и C_6, е показан на фиг. 4-37.

Изходната верига от т. B нататък трябва да бъде проектирана така, че да трансформира външния товар от 50 Ω в импеданс със стойност, равна на комплексно спрегнатото число на $2,5+j3,6$ Ω. Необходимият товарен импеданс в т. B следователно е $2,5-j3,6$ Ω, както е показано на фиг. 4-38. Обърнете внимание ра това, че схемите от фиг. 4-38 и 4-13 са почти еднакви. Затова формулите от фиг. 4-13 също могат да бъдат използувани, но тук се подхожда по малко по-различен начин.

В нашия пример качественият фактор (Q или Q_L) на веригата от фиг. 4-38 при наличието на товар се дефинира като $Q=(X_{LS}+X_B):R_B$. При така дефиниран качествен фактор една негова стойност между 5 и 8 представлява разумен компромис между изискванията за подтискане на висшите хармоници, мал-

ки постояннотокови загуби и допустимите напрежения, които могат да се появят при голям коефициент на стоящи вълни в изхода на усилвателя. В нашия пример е избрана индуктивност на L_8, равна на 9 nH, при което се получава качествен фактор на изходната верига

$$Q_L = \frac{9{,}9+3{,}6}{2{,}5} = 5{,}4,$$

където $X_{LB} = 6{,}28 \times 175$ MHz $\times 9$ nH $\approx 9{,}9$ Ω.

След като е определена стойността на Q_L, като се използуват формулите от фиг. 4-13, може да се определят стойностите на C_7 и C_8:

$$A = \sqrt{\frac{2{,}5\ (1+5{,}4^2)}{50} - 1} \approx 0{,}71,$$

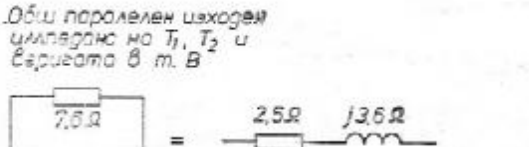
$$B = 2{,}5(1+5{,}4^2) \approx 75{,}4,$$

$$X_{C7} = \frac{75{,}4}{5{,}4-0{,}71} \approx 16{,}1\ \Omega,$$

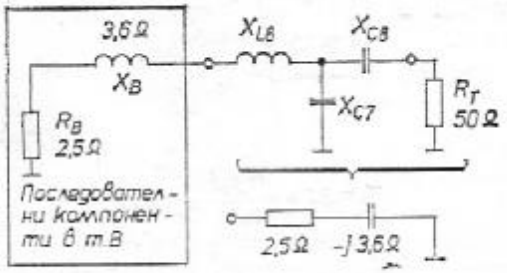
$$X_{C8} = 0{,}71 \times 50 \approx 35{,}5\ \Omega,$$

$$C_7 = \frac{1}{6{,}28 \times 175\ \text{MHz} \times 16{,}1} \approx$$

$$\approx 56{,}5\ \text{pF},$$



Фиг. 4-37. Общ последователен изходен импеданс на T_1, T_2 и на високочестотната верига в т. B



Фиг. 4-38. Схема на изходната верига. С разрешение на Моторола

$$C_8 = \frac{1}{6{,}28 \times 175\ \text{MHz} \times 35{,}5} \approx 25{,}6\ \text{pF}.$$

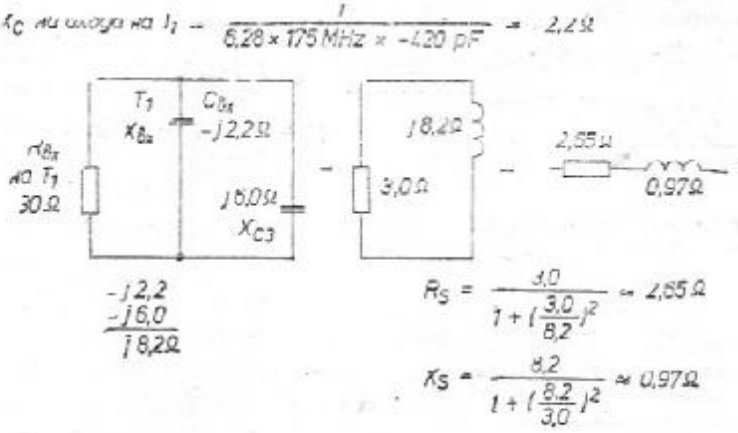
Както е показано на фиг. 4-18, C_7 и C_8 са съставени от постоянни кондензатори с малки загуби, свързани паралелно с тримерконденсатори, чието предназначение е да намалят загубите на мощност и да облекчат настройката в резонанс.

4-4.6. Съгласуване на драйверното с крайното стъпало на усилвателя

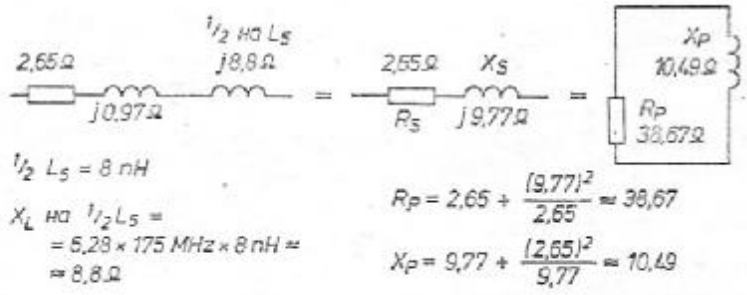
Съставните на паралелния входен импеданс за всеки от транзисторите 2N 6084, отчетени по графиките от фиг. 4-30 и 4-31, са $R_{вх} = 3\ \Omega$, $C_{вх} = -420$ pF. $C_{вх}$ със стойност -420 pF създава реактивно съпротивление 2,2 Ω при честота 175 MHz, както е показано чрез формулите от фиг. 4-39. Отрицателният знак на $C_{вх}$

обаче показва, че в действителност реактивното съпротивление има индуктивен характер.)

Като се пренебрегне влиянието на $ВЧД_3$ и $ВЧД_4$ (фиг. 4-33), но се вземат пред вид действителните стойности на двата външни



Фиг. 4-39. Последователен импеданс база на транзистор—земя за един от транзисторите 2N6084



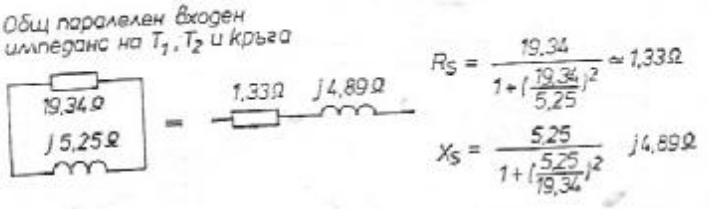
Фиг. 4-40. 1/2 от импеданса в т. *A*

кондензатора, свързани между базите на транзисторите и земя (тези стойности за кондензатори с капацитет 125 pF са дадени на фиг. 4-34), може да се пресметне импедансът база/земя за един от транзисторите 2N6084. Както е показано на фиг. 4-39, той е 2,65 Ω, *j* 0,97 Ω.

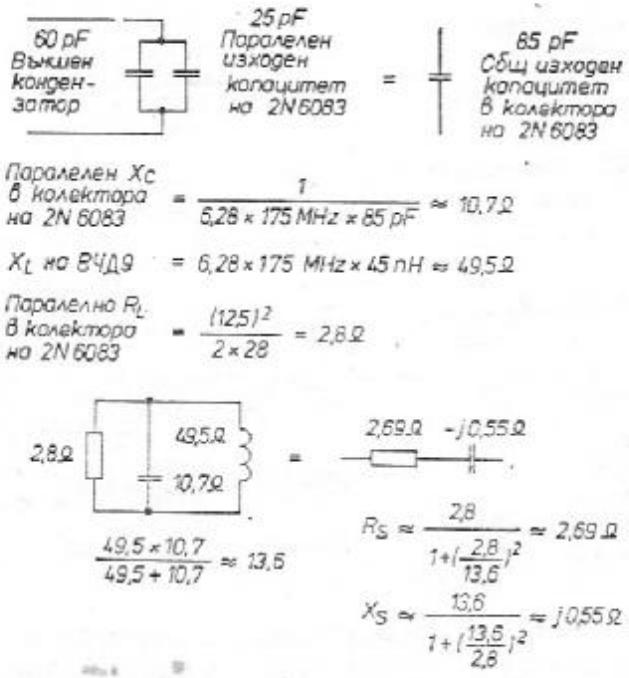
За едната половина на бобината L_5, която разделя сигнала за крайното стъпало, е подходяща индуктивност от 8 nH. Такава стойност осигурява ниски загуби, съответно подтискане на висшите хармоници и удобен начин за съгласуване на драйверното стъпало. Като се пресметне индуктивното съпротивление на половината от бобината L_5 за честота 175 MHz (8,8 Ω), може да се определи и импедансът в точка *A* (фиг. 4-33), който е

38,67 Ω, свързани паралелно на j 10.49 Ω, както е показано на фиг. 4-40.

Същият импеданс се получава и за другата половина на изходното стъпало, така че общият импеданс между точка A и зе-



Фиг. 4-41. Общ последователен импеданс между т. A и земя



Фиг. 4-42. Товарен импеданс в колектора на драйверния транзистор 2N6083

мя (фиг. 4-33) е 1,33 Ω, свързани последователно на j 4,89 Ω, както е показано на фиг. 4.41.

Еквивалентният паралелен изходен капацитет на транзистора 2 N 6083 се определя по графиката от фиг. 4-29 и е равен на 25 pF при изходна мощност 28 W и честота 175 MHz. Както е показано на фиг. 4-18, паралелно на изхода на транзистора 2 N6083 е свързан кондензатор с капацитет 60 pF. Така се получава общ изходен капацитет 85 pF (60+25). Той създава реактивно съпротивление 10,7 Ω, както се вижда от формулите на

фиг. 4-42. В колектора на транзистора 2N 6083 е свързана бобината $ВЧД_9$ (с индуктивност 45 nH, вж. фиг. 4-18). Тя създава реактивно съпротивление 48,5 Ω (фиг. 4-42). Активното паралелно съпротивление, част от импеданса в колектора на транзистора 2N 6083, е 2,8 Ω, както е пресметнато по формулите от фиг. 4-42.

$$X_{C2} = \frac{D}{Q_T - C} = \frac{19,2}{3,7 - 2,5} \approx 16\,\Omega$$

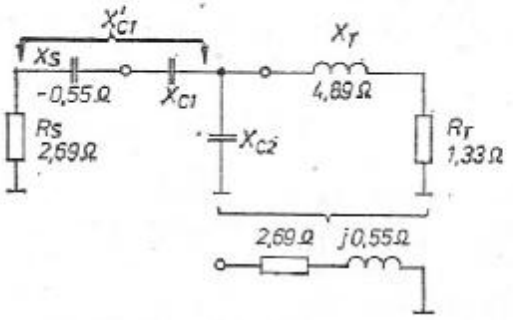
$$X'_{C1} = CR_S = (2,5)(2,69) \approx 6,72\,\Omega$$

$$X_{C1} = (X'_{C1}) - (X_S) = 6,72 - 0,55 = 6,17\,\Omega$$

$$C = \sqrt{\frac{R_T(1+Q_T^2)}{R_S}} - 1 = \sqrt{\frac{1,33(1+3,7^2)}{2,69}} - 1 \approx 2,5$$

$$D = R_T(1+Q_T^2) = (1,33)(1+3,7^2) \approx 19,2$$

$$Q_T = \frac{X_T}{R_T} = \frac{4,89}{1,33} \approx 3,7$$



Фиг. 4-43. Верига за съгласуване между драйверното и крайното стъпало

Паралелните съставни на импеданса могат да се преобразуват в последователни (фиг. 4-42) и се получава товарът в колектора на транзистора 2,69 — j0,55 Ω. Следователно веригата за съгласуване между драйверното и крайното стъпало трябва да съгласува импеданса в точка A от фиг. 4-33 (1,33—j4,89Ω) към товарния импеданс в колектора на транзистора 2N 6083 (т. е. към комплексно спрегнатото число на 2,60—j0,55 Ω), както е показано на фиг. 4-43. Съответната стойност на реактивното съпротивление на кондензаторите C_1 и C_2 може да се изчисли, като се решат уравненията, в които са заместени стойностите от фиг. 4-43.

Капацитетът на C_1 и C_2 се определя, като се пресметне какъв кондензатор има реактивно съпротивление X_{C1}, съответно X_{C2} при честота 175 MHz. Получените стойности са $C_1 = 147$ pF и $C_2 = 57$ pF.

Трябва да се използува кондензатор с номинална стойност 125 pF(C_1), защото, както беше обяснено, при честота 175 MHz неговият капацитет ще нарасне приблизително до 150 pF (фиг. 4-34). Кондензаторът C_2 трябва да бъде променлив (от 9 до 180 pF), защото чрез него се извършва настройка в резонанс.

Веригите за сумиране на изходната мощност от двата транзистора и за съгласуване са проектирани така, че да осигурят максимална ефективност при работа на честота 175 MHz. Ако трябва да се работи при значително по-ниски честоти или трябва да се покрие целият обхват от 144 MHz до 175 MHz, ще се използува същата схема, като се направят някои изменения. Боби-

ната L_5 трябва да бъде разделена на две части, всяка с индуктивност от 12 до 15 nH. Изходната верига също трябва да бъде променена и да се използува само един кондензатор с капацитет 250 pF, свързан между точка B и земя, вместо двата конденза-тора C_5 и C_6 с капацитет по 100 pF (фиг. 4-33). По този начин се намалява мощността, дължаща се на протичането на токове с честотата на втория хармоник, който има тенденция към нарастване при честоти под 160 MHz.

Изходни стъпала от този вид са изпитвани при изходна мощност 80 W и показват отлични качества при честоти от 144 до 175 MHz. К. п. д. на транзистора е по-голям от 72% и мощността на втората хармонична обикновено се подтиска с повече от 20 dB.

Дотук беше обяснено проектирането на веригите за съгласуване, свързани към крайното стъпало на усилвателя. Подобна методика може да бъде използувана и за проектирането на входната верига и на резонансните кръгове на междинните стъпала, показани на фиг. 4-18. Повече подробности са дадени в раздел 4-3.

4-4.7. Температурен режим

Важността на проблема за подходящия температурен режим и на конструктивните особености не бива да се пренебрегва, когато става дума за мощни високочестотни усилватели. При монтирането на транзисторите трябва да се спазят следните изисквания

1. Качествено обработена повърхност на топлоотвеждащия радиатор, за да се увеличи контактната повърхност между корпуса на транзистора и радиатора.

2. Поставяне на необходимото количество топлопроводима паста между корпуса на транзистора и радиатора.

3. Затягане на транзистора към радиатора с необходимото усилие.

4. Избиране на подходящ радиатор, който позволява мощните транзистори да бъдат монтирани в тази негова част, която разсейва най-голямо количество топлина.

Мощността, разсейвана от всяко стъпало на усилвателя, може да се определи, като са известни измерените стойности на токовете (фиг. 4-19) и номиналните нива на високочестотната мощност, дадени на фиг. 4-22÷4-25:

$$P_D = P_{\text{вх вч}} + P_{\text{вх пост}} - P_{\text{изх вч}}.$$

На практика, като се вземе пред вид най-лошият случай, действителната мощност, разсейвана от всяко стъпало, е 1,2 W от входното стъпало, 6,5 W от преддрайверното, 22 W от драйверното и 52 W от крайното. (Имайте пред вид, че входното стъпало пропуска около 40 mA ток даже и при липса на входен сигнал, така че винаги разсейва не по-малко от 0,5 W.)

На фиг. 4-44 са дадени сведения, необходими за определяне на температурния режим на усилвателя. За всяко стъпало с един транзистор изискванията за топлинното съпротивление ($R\theta_{SA}$) между радиатора и околната среда може да се изчисли, като се използуват

Транзистор	$R\Theta_{JC}$ °C/W	$R\Theta_{CS}$ °C/W	$T_{J(max)}$ °C
2N6255	35	—	200
2N5590	5,58	0,3	200
2N6083	1,92	0,3	200
2N6084	1,56	0,3	200

$R\Theta_{JC}$ — топлинно съпротивление между прехода и корпуса на транзистора

$R_{\Theta CS}$ — топлинно съпротивление между корпуса и радиатора. Стойностите са валидни при използуване на топлопроводима паста и при затягане на гайката с въртящ момент 6,5 инч. фунт.

$T_{J(max)}$ — максимална температура на прехода.

Фиг. 4-44. Данни за определяне на температурния режим на транзисторите. С разрешение на Моторола

формулите:

$$R\Theta_{JS}=R\Theta_{JC}+R\Theta_{CS}$$

$$R\Theta_{SA}=\frac{T_{J(max)}-T_A}{P_D}-R\Theta_{JS},$$

където $R\Theta_{JS}$ е топлинното съпротивление между прехода на транзистора и радиатора, T_A е температурата на околната среда.

Когато два транзистора се монтират близо един до друг върху един и същи радиатор (както се прави с двата изходни транзистора 2N6084), уравненията трябва да се изменят, за да изразят двете топлинни съпротивления на транзисторите като свързани паралелно. Общата стойност на $R\theta_{JS}$ (получена при използуването на отделните стойности на $R\theta$ от фиг. 4-44) е

$$R\Theta_{JS(изх)}=\frac{(1,56+0,3)(1,56+0,3)}{(1,56+0,3)+(1,56+0,3)}=0,93^\circ\,C/W.$$

Изискванията към радиатора за изходното стъпало се определят в зависимост от стойността на $R\Theta_{JS(изх)}$. Ако максималната допустима температура на околната среда не надхвърля 60 °C.

$$R\Theta_{SA(изх)}=\frac{200-60}{52}-0,93=1,77^\circ\,C/W.$$

Следователно радиаторът на изходното стъпало трябва да осигури топлинно съпротивление към околната среда 1,77° C/W при максимална температура на околната среда 60° C. Ако вместо два по-маломощни паралелно свързани транзистора в изходното стъпало се използува един мощен транзистор, изискванията

към радиатора при същата разсейвана мощност ще бъдат потежки, освен ако $R\Theta_{JS}$ на мощния транзистор не е равно на (или по-малко от) $R\Theta_{JS}$ /2 за всеки от паралелно свързаните транзистори.

Съответните мощности P_O, разсейвани от всяко стъпало, и данните за транзисторите, дадени на фиг. 4-44, могат да бъдат използувани за определяне на изискванията към радиаторите за транзисторите от драйверното и преддрайверното стъпало. При температура на околната среда $T_A = 60°$

$$R\Theta_{SA(\text{драйвер})} = \frac{200-60}{22} - 2{,}22 = 4{,}14° \text{ C/W},$$

$$R\Theta_{SA(\text{преддрайвер})} = \frac{200-60}{6{,}5} - 6{,}15 = 15{,}45° \text{ C/W}.$$

Ако входният транзистор 2N 6255 е монтиран на метална повърхност, за него обикновено не е необходим радиатор. Този транзистор е поставен в корпус тип TO-39.

При определяне на изискванията към радиаторите трябва да се обърне внимание на следното:

1. Пресметнатите стойности на $R\Theta_{SA}$ осигуряват доста голям резерв, тъй като те се базират на най-неизгодната стойност на топлинното съпротивление между прехода на транзистора и корпуса.

2. Ако се предполага, че може да се работи и при неточно съгласуване към товара, стойностите на $R\Theta_{SA}$ трябва да се увеличат, за да се разсее допълнителната мощност при тези условия.

3. За да бъде напълно вярно уравнението за $R\Theta_{JSизх}$, двата транзистора трябва да са монтирани *на едно и също място върху радиатора*. Разбира се, на практика това не е възможно, но при изходното стъпало монтажът трябва да се извърши така, че да се удовлетвори в най-голяма степен това изискване.

4. Стойностите на $R\Theta_{SA}$ са пресметнати за работа с непрекъснат входен сигнал. При работа с прекъсвания, например 1 минута включен, 3 минути изключен предавател, изискванията могат да бъдат значително по-ниски. Повече подробности са дадени в раздел 1-4.3.6.

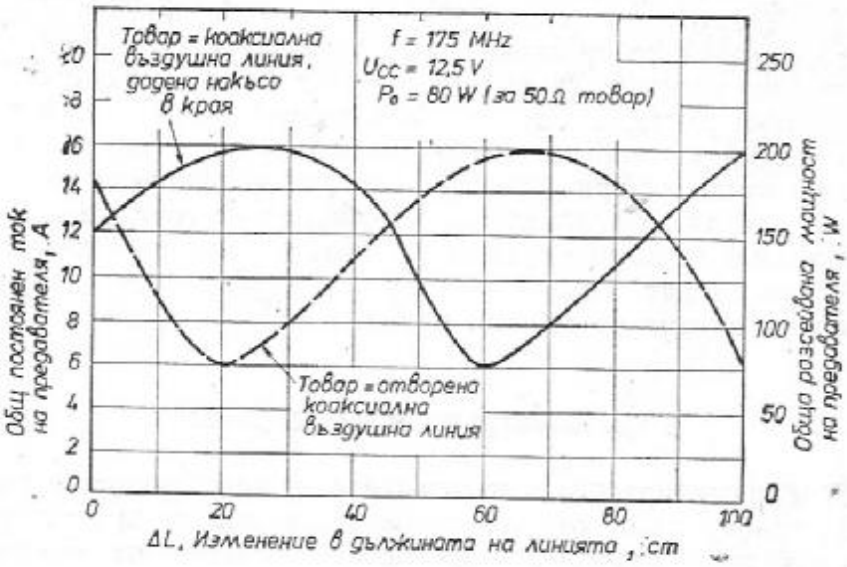
4-4.8. Други общи съображения

За да се получи голям коефициент на усилване по мощност, трябва задължително да се осигури нискоомна верига между емитера на транзистора и земя. Надеждното заземяване винаги е важно, още повече в случаи като разглеждания, когато през крайното стъпало протичат токове с голяма върхова стойност.

Малкият постояннотоков импеданс, включен между базата на транзистора и земя, за да се осигури работа в режим клас С, трябва:

1. Да има малък качествен фактор, за да се избягнат резонансите.

2. Да представлява висок импеданс за сигналите с работна честота, за да се предотврати загубата на мощност.



Фиг. 4-45. Консумиран ток и изходна мощност на предавателя при различни товари. С разрешение на Моторола

Тези изисквания могат да бъдат спазени, ако се използува дросел с индуктивност 0,15 μH, навит върху феритен пръстен, който се включва към извода на транзистора, свързан към земя.

За да се избегне самовъзбуждането на усилвателя, трябва да се подберат начинът на подаване на високочестотната мощност към отделните стъпала и елементите, използувани за тази цел. За да се осигури достатъчно развързване в широк честотен обхват, са използувани съставни (няколко свързани паралелно) кондензатори. Паралелно на бобините, осигуряващи постояннотоковото захранване на колекторите на транзисторите, са включени въглеродни баластни резистори, чието предназначение е да понижат качествения фактор на бобините и да влошат условията за поява на нежелани резонанси.

Въпреки че усилвателят е изпробван в различни условия на работа при даден накъсо товар и без товар и при различни фазови ъгли на сигнала в товара, без да се повреди някой от транзисторите, при такива условия се повишават рязко изискванията по отношение на топлоотвеждащите радиатори. На фиг. 4-45 е показана общата разсейвана мощност на усилвателя и общият протичащ ток, когато изходът му е натоварен с двупроводна въздушна линия с различни дължини, отворена или дадена на-

късо на края. В най-лошия случай мощността, разсейвана само от крайното стъпало, нараства при отворена или дадена накъсо линия от 52 на 160 W. При температура на околната среда само 30° С сега изискванията за топлинното съпротивление между радиатора на изходното стъпало и околната среда нарастват от 2,35° С/W, както е в нормални условия, на приблизително 0,14° С/W. Ако радиаторът се проектира така, че да бъде подходящ за тези необичайни условия на работа, той ще бъде неикономичен и с неприемливи размери. Затова е необходимо да се помисли за някаква схема за защита, която да намалява подаваната високочестотна мощност при появата на висок коефициент на стоящи вълни в изхода на предавателя независимо от това, че в конкретния случай в крайното стъпало са използувани транзистори, годни да издържат натоварването, предизвикано от „безкрайно" голям коефициент на стоящи вълни.

4-4.9. Конструкция на усилвателя

При проектирането и изготвянето на конструкцията на усилвателя трябва да се отдели специално внимание за симетрирането на изходното стъпало. Това значи, че изходните транзистори трябва да се разположат на една линия и еднакво отдалечени от линията, на която са разположени останалите транзистори. Като правило транзисторите от входното, преддрайверното и драйверното стъпало трябва да са разположени на една права линия.

При монтирането на крайните транзистори трябва да се спазят следните правила, за да не се стигне до механичното им увреждане:

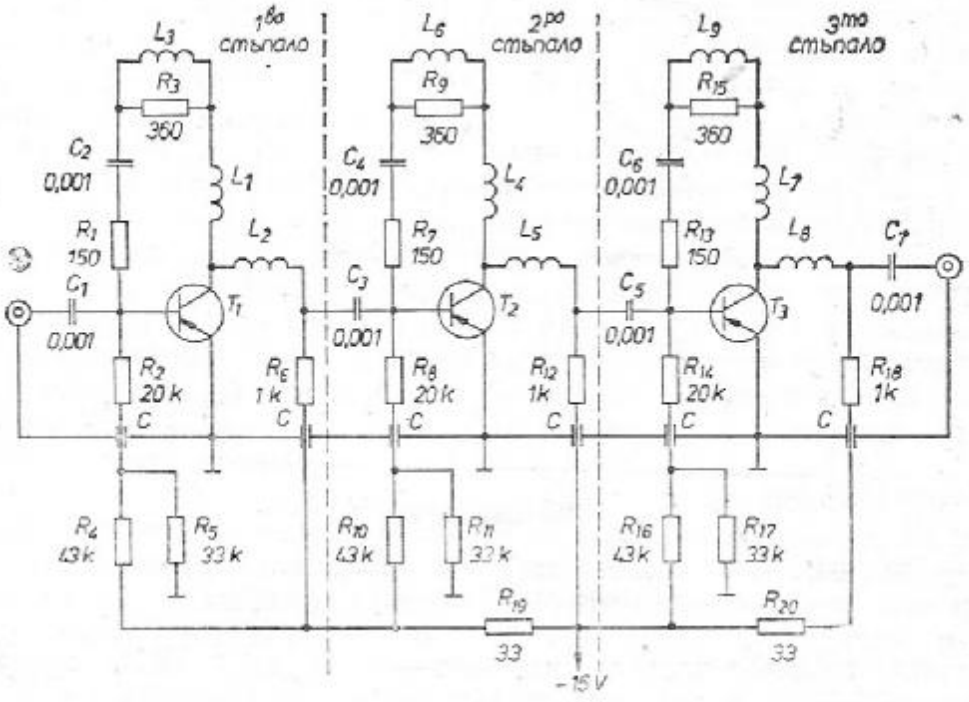
1. Гайката трябва да се постави на щифта и да се затегне с необходимото усилие, преди изводите на транзистора да се запоят към платката. Тази последователност на работа се препоръчва, за да се избегне механичното напрежение, което се появява в изводите близо до корпуса на транзистора.

2. Не бива да се надвишава допустимото усилие при затягането, за всеки от транзисторите това усилие е дадено в справочника.

3. Може да се очаква, че заради паразитната индуктивност на изводите, корпуса и свързващите писти капацитетът на кондензаторите ще се отличава от първоначално определения. Дължината на изводите и на свързващите писти (и тяхната паразитна интдуктивност) може да бъде намалена чрез подходящо разполагане на елементите. Индуктивността на корпуса на кондензаторите може да бъде по-малка, ако се използуват специални високочестотни керамични кондензатори.

4-5. ОПРОСТЕН МЕТОД ЗА ПРОЕКТИРАНЕ НА ВИСОКОЧЕСТОТНИ УСИЛВАТЕЛИ ЧРЕЗ ИЗПОЛЗУВАНЕ НА У-ПАРАМЕТРИТЕ

В този раздел се описва проектирането на широколентови усиватели за дециметровия обхват по опростен метод, използуващ *y*-параметрите, който е разработен от фирмата Моторола. Показано е как се използува диаграмата на Смит за изчисление



L_1, L_4, L_7 —3,5 навивки от гъвкав гол проводник № 20, вътрешен диаметър 6,4 mm, дължина 25,4 mm;

L_2, $_5$, $_8$ —6 навивки от гъвкав гол проводник № 20, вътрешен диаметър 6,4 mm дължина 19,2 mm;

L_3, L_6, L_9—6 навивки от налайдисан проводник № 24; L_9—с тороидален тефлонов корпус;

C=500pF—миниатюрен кондензатор 500 pF и керамичен дисков кондензатор 20 nF. Всички останали са дискови керамични кондензатори.

Широчина на честотната лента ÷3,1—405 MHz на ниво—3 dB

Коеф. на усилване÷31 dB±1 dB

Чувствителност÷100 μV $\left(\frac{\text{сигнал}+\text{шум}}{\text{шум}}=10\text{ dB}\right)$

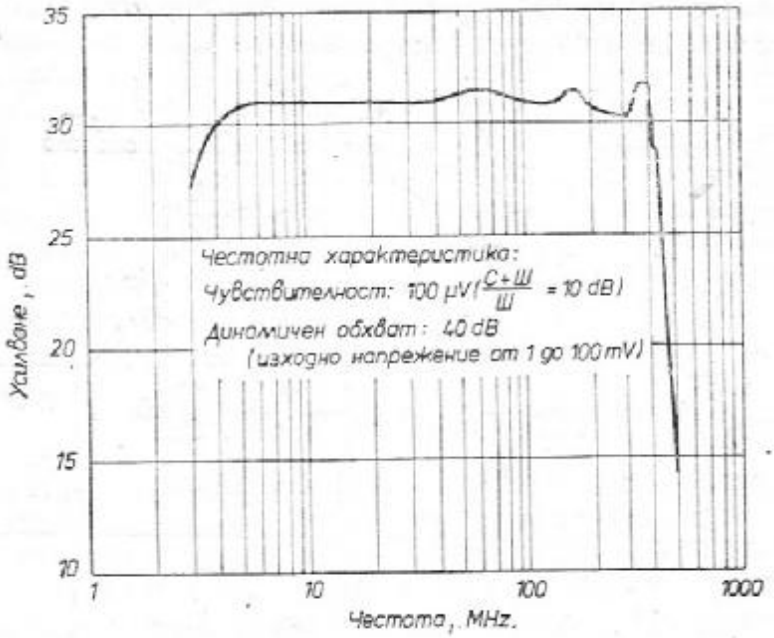
I_C=5 mA, U_{CE}=10 V за всички транзистори.

Фиг 4-46. Високочестотен усилвател с пропускана честотна лента 400 MHz. С разрешение на Моторола

на *y*-параметрите (проводимостите). Опростеният метод и по-нататъшно развитие на метода за проектиране чрез използуване на малосигналните *y*-параметри, описан в предишните раздели на та-

зи глава, и особено подходящ при проектиране на устройства за работа в СВЧ-обхвата.

Усилвателят, показан на фиг. 4-46, има коефициент на усилване за средната честота на пропусканата честотна лента 31dB±1dB.



Фиг. 4-47. Честотна характеристика на усилвателя. С разрешение на Моторола

Долната гранична честота на ниво —3 dB е 3,1 MHz, а горната — 405 MHz. Честотната характеристика на усилвателя е показана на фиг. 4-47. Реалната чувствителност се дефинира като входен сигнал, необходим за получаване на отношение (сигнал+ +шум):шум = 10 dB, и е 100 μV. Динамичният обхват е 40 dB, което отговаря на ефективна стойност на изходното напрежение от 1 до 100 mV.

4-5.1. Анализ на схемата

Както се вижда от схемата на фиг. 4-46, широколентовият усилвател с пропускана честотна лента 400 MHz се състои от три еднакви стъпала. Входът и изходът на усилвателя са натоварени с импеданси 50 Ω. Тъй като стъпалата са еднакви, ще разгледаме само едно от тях.

За стабилизиране на усилването в целия обхват от 400 MHz се използува паралелна обратна връзка, съставена от L_1, L_3, R_1, R_3 и C_2. Кондензаторът C_2 се използува за разделяне по постоянен ток и може да бъде заменен с подходящ ценеров диод. Бо-

бината L_2 се използува за връзка между стъпалата и осъществява съгласуването на изходния импеданс на едното стъпало с входния импеданс на следващото.

Избран е транзистор 2N 4957, защото за този честотен обхват той има голям коефициент на усилване и много малко шумово число. При колекторен ток 5 mA транзисторът 2N 4957 има коефициент на усилване по ток 50. Входният му импеданс е приблизително равен на коефициента на усилване по ток, разделен на активната динамична проводимост, или на 250 Ω. За намаляване на входния импеданс на 50 Ω, колкото е изходният импеданс на източника на сигнал, е необходима сравнително малка дълбочина на обратната връзка (малка проводимост на веригата за обратна връзка). В резултат на това не се намалява особено коефициентът на усилване при затваряне на веригата за обратна връзка.

Ако главното съображение при проектирането на усилвателя е получаването на минимален шум, колекторният ток на транзистора 2N 4957 може да бъде намален на 2 mA, което осигурява оптимален постояннотоков режим от гледна точка на шума. Но при колекторен ток 2 mA входният импеданс от 50 Ω може да се постигне при по-голяма дълбочина на обратната връзка, което води до по-голяма разлика в коефициентите на усилване със и без обратна връзка.

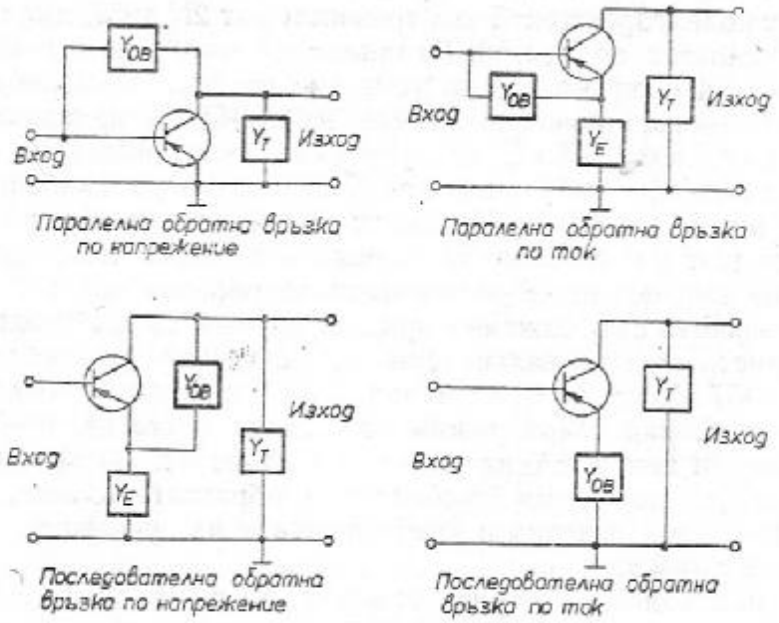
Не е необходимо за трите стъпала да се подбира еднакъв постояннотоков режим. За първото стъпало той може да бъде избран с оглед получаване на минимален шум, а за следващите — на голямо усилване и така параметрите на усилвателя като цяло ще бъдат оптимални. В такъв случай обаче проектирането ще отнеме повече време.

4-5.2. Методика за проектиране

Проектирането на многостъпален широколентов усилвател без обща верига на обратна връзка може да се сведе до проектиране на отделните стъпала. За да се намали взаимното влияние между стъпалата, се използуват вериги за връзка, чието предназначение е да съгласуват изходния импеданс на едното стъпало с входния импеданс на следващото. Ако всяко от стъпалата е проектирано да работи при съпротивление на източника на сигнал и при товарно съпротивление 50 Ω, свързването на стъпалата едно към друго може да стане, без да възникне взаимно влияние между тях.

За получаване на равномерна амплитудно-честотна характеристика обикновено се използува отрицателна обратна връзка. Съществуват четири възможни схеми на обратна връзка, показани на фиг. 4-48. Всяка от тях има своите предимства и се характеризира със съответните параметри на четириполюсника: пара-

лелната обратна връзка по напрежение — чрез y-параметрите; паралелната обратна връзка по ток — чрез g-параметрите; последователната обратна връзка по напрежение — чрез h-параметрите и последователната обратна връзка по ток — чрез z-параметрите.



Фиг. 4-48. Схеми за обратна връзка. С разрешение на Моторола

Когато входният импеданс на транзистора е по-голям от импеданса на източника на сигнал, за съгласуване на двата импеданса е правилно да се използува паралелна обратна връзка по напрежение, която намалява входния импеданс на транзистора. Освен това в този случай при проектирането на усилвателя може при изчисленията да се използуват направо y-параметрите.

Проектирането се извършва в следната последователност:

1. Определят се необходимите изходни данни за проектирането, като коефициент на усилване, широчина на пропусканата честотна лента, импеданс на източника на сигнал и на товара.

2. Определя се веригата за обратна връзка.

а. Използува се еквивалентната схема на транзистора за ниски честоти и се изчислява проводимостта във веригата за обратна връзка, при която се получават необходимите коефициент на усилване и входен импеданс.

б. Използува се графиката за постоянен G_{00} (при $y_T = y_{22}$, т. е. проводимостта на товара, равна на изходната проводимост на транзистора, представлява коефициентът на усилване по мощност), за да се оценят възможностите на транзистора за усилване на сигнали с висока честота при избрания постояннотоков режим.

в. Използува се формулата за постоянен коефициент на усилване, за да се изчисли индуктивността във веригата за обратна връзка, която удовлетворява изискванията за коефициент на усилване и широчина на пропусканата честотна лента.

3. Реализира се веригата за обратна връзка.

4. Определя се веригата за връзка между стъпалата.

4-5.3. Пример за проектиране

По-долу е показано как са изпълнени тези четири етапа на проектирането в един конкретен случай

1. Изходни данни:

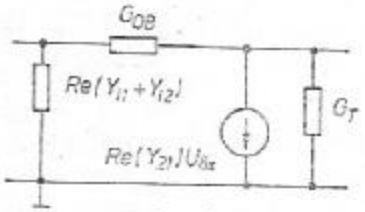
Коефициент на усилване: 30 dB$\pm$1 dB.

Широчина на пропусканата честотна лента: 400 MHz.

Изходен импеданс на източника на сигнал: 50 Ω.

Импеданс на товара: 50 Ω.

2а. *Начертава се нискочестотният модел (еквивалентната схема) на транзистора,* показан на фиг. 4-49. На същата фигура са дадени и формулите за изчисление на коефициента на усилване по напрежение и на входната проводимост. След като е избрана стойността на товара G_T, съществува еднозначна зависимост между G_{OB} и коефициента на усилване и между Y_{BX} и G_{OB}. Ако G_{OB} се избере с цел получаване определен коефициент на усилване, с това автоматично се задава и стойността на входния импеданс.



$$K = \frac{\left(\frac{G_m - G_{OB}}{G_{OB}+G_T}\right)^2 G_T}{G_1 + G_{OB}\left(1 + \frac{G_m - G_{OB}}{G_{OB}+G_T}\right)}$$

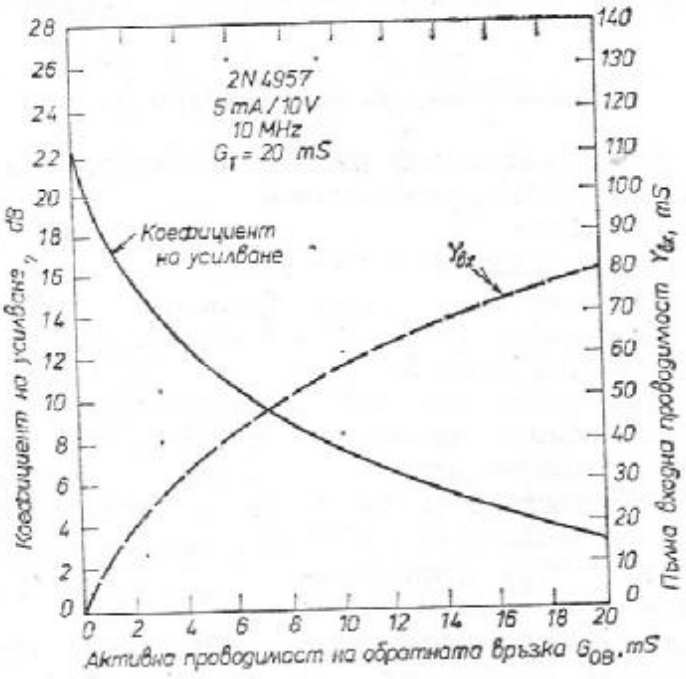
$$Y_{BX} = G_1 - G_{OB}\left(1 + \frac{G_m - G_{OB}}{G_{OB}+G_T}\right)$$

Фиг. 4-49. Нискочестотен модел на транзистор и съответните изрази за коефициента на усилване и за входния импеданс. С разрешение на Моторола

На фиг. 4-50 са показани коефициентът на усилване по напрежение и съответната му входна проводимост като функция на G_{OB}. Ако кривата за постоянен коефициент на усилване се нанесе върху Z_{OB}-равнината на една импедансна диаграма (известна като диаграма на Смит), тя ще представлява кръг на постоянно-R_{OB}, което е равно на реципрочната стойност на G_{OB}. На фиг. 4-51 са показани две окръжности на постоянен коефициент на усилване 10 и 12 dB, прекарани върху диаграмата на Смит.

2б. *Оценява се възможността за усилване на сигнали с висока честота.* Това се прави чрез нанасяне на G_{00} върху равнината $Y_{OB}=1/Z_{OB}$ на диаграмата на Смит. Формулите за пресмятане на G_{00} заедно с необходимите стойности за начертаване

на кривата са дадени на фиг. 4-51. На фиг. 4-51 са показани кривите за постоянно G_{00}, равно на 10 и 12 dB при честота 400 MHz, наложени върху кривите за постоянен коефициент на усилване при ниски честоти. Ако кривата за постоянно G_{00} преси-

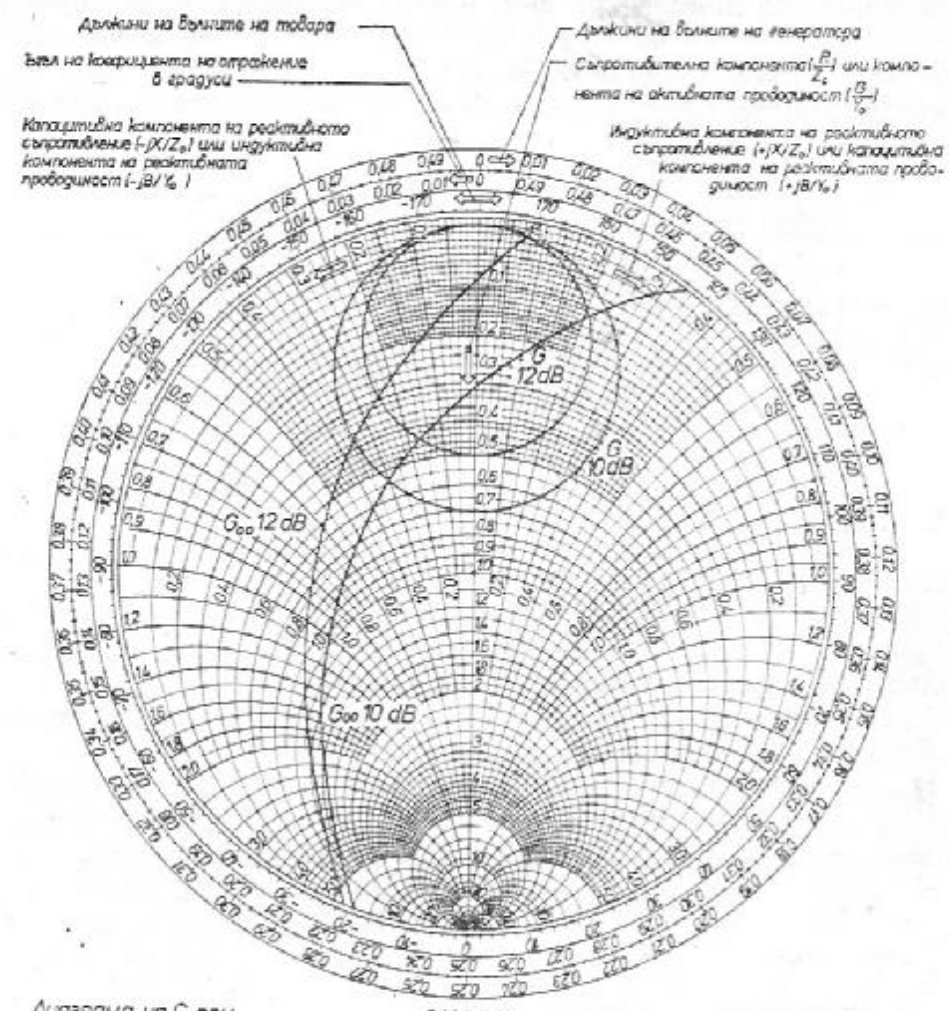


Фиг. 4-50. Коефициент на усилване и съответната входна проводимост в зависимост от G_{0B} транзистор 2N4957. С разрешение на Моторола

ча съответната окръжност за нискочестотния коефициент на усилване, транзисторът ще бъде в състояние да осигури желания коефициент на усилване и широчината на пропусканата честотна лента при зададения входен импеданс. Максимално произведение на коефициента на усилване по пропусканата честотна лента се получава, когато двете криви са допирателни една към друга.

В този пример транзисторът 2N4957 при ток на колектора 5 mA и напрежение на колектора 10 V може да осигури усилване 12 dB при честота 400 MHz и входен импеданс 30 Ω и 10 dB при честота 400 MHz и входен импеданс 23 Ω. На фиг. 4-52 са дадени y-параметрите на транзистора за няколко избрани честоти.

2в. *Приблизително определяне на веригата за обратна връзка.* Точките на пресичане на кривата за постоянно G_{00} с окръжността, представляваща постоянният коефициент на усилване за ниски честоти, дават двете гранични стойности на проводи-



2N4957

Диаграма на G_{oo} при висока честота
10 dB

$Y_{os} = 5.5 - j3.0$
$Z_{os} = 140 + j68$
$R_{os} = 150\ \Omega$
$L_{os} = 28$ nH

5 mA и 10 V
1 - 10 mS
400 MHz

Диаграма на G_{oo} при ниска честота
12 dB

$Y_{os} = 3.0 - j2.4$
$Z_{os} = 200 + j160$
$R_{os} = 200\ \Omega$
$L_{os} = 64$ nH

$$G_{oo} = \frac{(y_{21r} - G_{os})^2 + (y_{21i} - B_{os})^2}{4[(y_{11r} + G_{os})(y_{22r} + G_{os}) - 2B(y_{12r} - G_{os})(y_{21r} - G_{os}) - (y_{12i} - B_{os})(y_{21i} - B_{os})]}$$

Картата е окръжност с радиус r и център $G_{oo,0} + jB_{oo,0}$,

където $r = \frac{1}{2A}\sqrt{B^2 + D^2 - 4AC}$, център при $G_{oo,0} = \frac{-B}{2A}$, $B_{oo,0} = \frac{-D}{2A}$ и

$A = 2G_{oo} - 1$
$B = 4G_{oo}y_{11r} + 4G_{oo}y_{22r} + 2G_{oo}y_{12r} + (2G_{oo} + 2)y_{21r}$
$C = 4G_{oo}y_{11r}y_{22r} - 2G_{oo}y_{12r}y_{21r} + 2G_{oo}y_{12i}y_{21i} - y_{21r}^2 - y_{21i}^2$
$D = 2(1 - G_{oo})y_{11i} - 2G_{oo}y_{12i}$

Фиг. 4-51. Изобразяване на G_{00} и G върху диаграмата на Смит, транзистор 2N4957.
С разрешение на Моторола

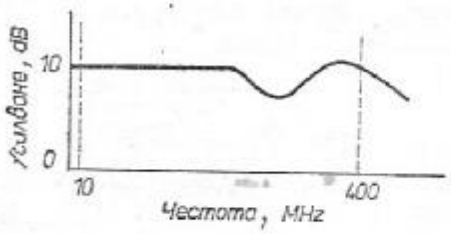
мостта на веригата за обратна връзка, при които се постига зададеното усилване. В случая при коефициент на усилване 10 dB двете възможни стойности са $Y_{OB}=5{,}5-j\ 3{,}0$ и $Y_{OB}=1{,}0+j2{,}5$. Втората стойност, която се отнася за капацитивна верига, отпа-

f, MHz	y_{11r}	y_{11i}	y_{12r}	y_{12i}	y_{21r}	y_{21i}	y_{22r}	y_{22i}
10	3,77	0,283	0	-0,033	134	-117	0,024	0,076
100	4,50	2,80	0	-0,23	53	-35	0,2	0,72
200	5,90	5,9	0	-0,44	50,5	-46,5	0,2	1,5
300	7,80	8,4	0	-0,66	42,5	54,25	0,3	2,2
400	9,50	10,5	0	-0,90	34,0	-61,0	0,3	3,0

Фиг. 4-52. y-параметри на транзистора при определени честоти. С разрешение на Моторола

да. Проводимостта $Y_{OB}=5{,}5-j3{,}0$ съответствува на последователна верига на обратна връзка, съставена от резистор със съпротивление 150 Ω и бобина с индуктивност приблизително 30 nH. На фиг. 4-53 е показана типичната честотна характеристика на усилвателя с тази обратна връзка и при $Y_T=y_{22}+Y_{OB}$.

2г. *Окончателно определяне на веригата за обратна връзка.* За да се получи равномерна честотна характеристика (т. е. за да се избегне спадането при честота около 300 MHz, показано на фиг. 4-53), трябва да се измени Y_T, Y_{OB} или и двете. Един от начините е извършеното по т. 2в да се повтори за няколко междинни честоти. (Разбира се, тези изчисления е най-добре да се направят от изчислителна машина.)



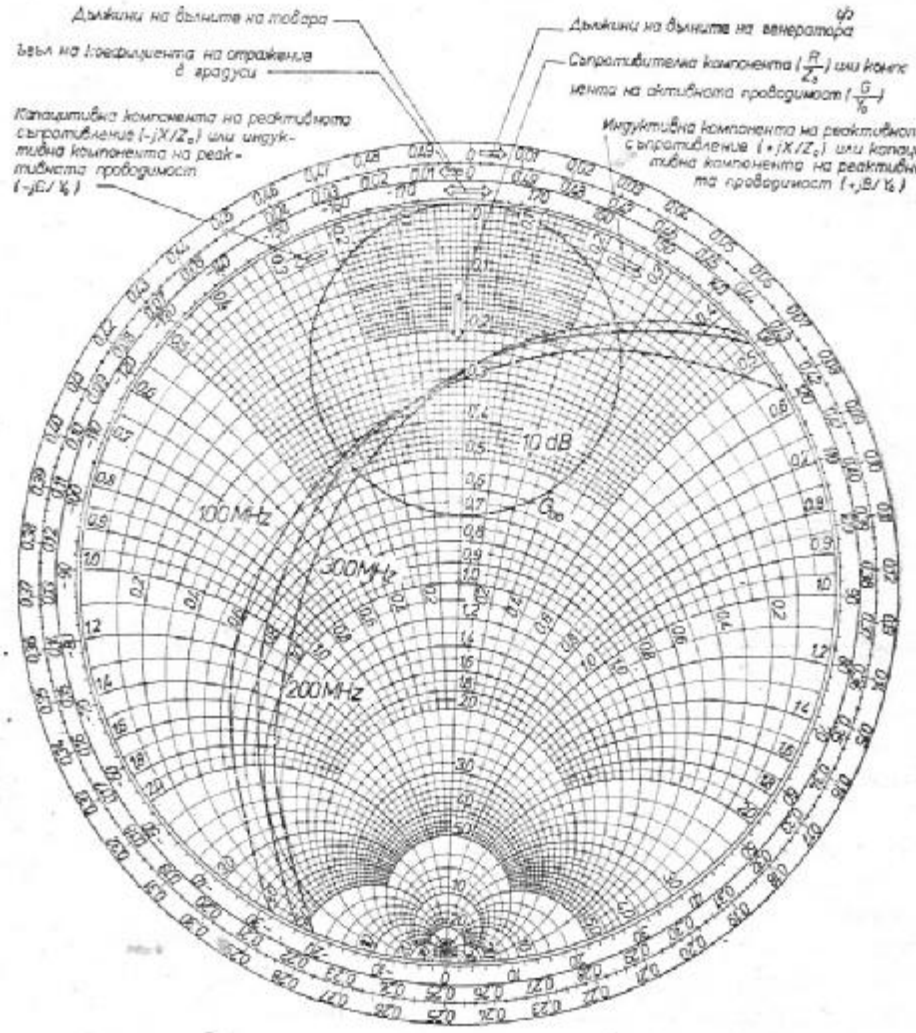
Фиг. 4-53. Честотна характеристика на усилвателя с резистор R_T, включен последователно във веригата за обратна връзка. С разрешение на Моторола

На фиг. 4-54 са показани точките на пресичане на кривата G_{00}, равно на 10 dB, окръжността за постоянния коефициент на усилване 10 dB при ниски честоти, за честоти 100, 200 и 300 MHz и съответни $Y_T=4{,}2-j\,3{,}5$ mS, $Y_T=4{,}7-j\,3{,}4$ mS и $Y_L=5{,}0-j\,3{,}5$ mS.

Съответните стойности на последователната индуктивност от веригата за обратна връзка L_{BO} в зависимост от честотата са показани на фиг. 4-55 с прекъсваната линия. Ако Y_{OB} се запази постоянна (в този случай $20+j\,0$), L_{OB} се променя в зависимост от честотата, както е показано с непрекъснатата линия на

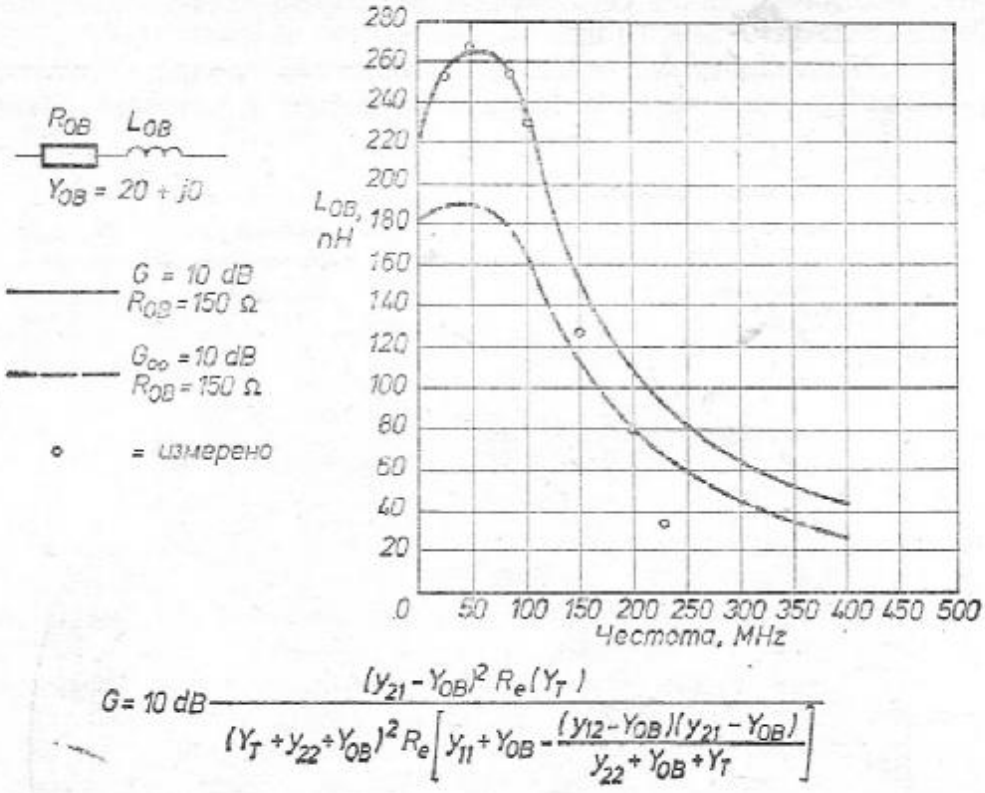
фиг. 4-55. Тази крива се получава от израза за постоянен коефициент на усилване 10 dB.

3. *Реализиране на веригата за обратна връзка.* Честотната характеристика на една тороидална бобина в метровия обхват



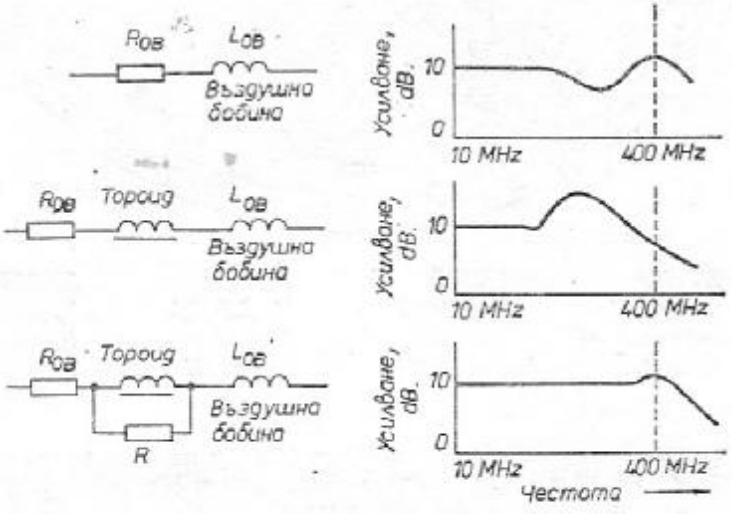
Фиг. 4-54. Пресечни точки на кривите за $G_{00}=10$ dB и на нискочестотния коефициент на усилване $G=10$ dB при честота 100, 200 и 300 MHz. С разрешение на Моторола

е подобна на необходимата характеристика на бобината за обратна връзка $L_{ов}$, затова се използува бобина от този тип. Тъй



$$G = 10\ dB \frac{(y_{21} - Y_{OB})^2 R_e(Y_T)}{(Y_T + y_{22} + Y_{OB})^2 R_e\left[y_{11} + Y_{OB} - \frac{(y_{12} - Y_{OB})(y_{21} - Y_{OB})}{y_{22} + Y_{OB} + Y_T}\right]}$$

Фиг. 4-55. Зависимост на L_{OB} от честотата. С разрешение на Моторола



Фиг. 4-56. Честотна характеристика на веригата за обратна връзка. С разрешение на Моторола

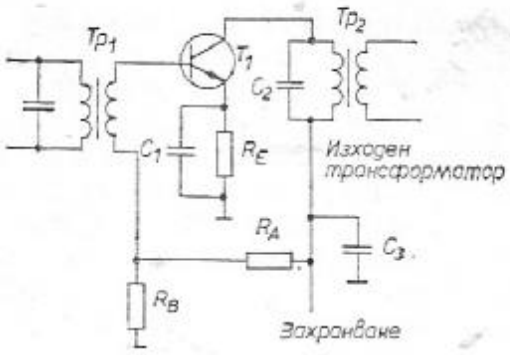
като честотната характеристика на усилвателя зависи силно от веригата за обратна връзка, най-добре е измерването ѝ да се извърши след монтирането на всички елементи. На фиг. 4-56 са показани типични честотни характеристики, получени при използуването на съответните вериги за обратна връзка. Измерените стойности на $L_{ов}$ в окончателната схема са дадени на фиг. 4-56.

4. Определяне на веригата за връзка между стъпалата. Ако $Y_т$ не зависи от честотата, тя не оказва съществено влияние върху честотната характеристика. Веригата за връзка между стъпалата се проектира така, че да осигури известно трансформиране на импеданса с цел подобряване на коефициента на усилване в горния край на честотния обхват. При ниски честоти $Y_т = 20 + j\,0$ mS. В този пример за връзка между отделните стъпала е използувана бобина с индуктивност 180 nH, свързана последователно на изхода на съответното предходно стъпало.

4-6. УСИЛВАТЕЛИ НА НАПРЕЖЕНИЕ

Високочестотните усилватели на напрежение се използуват предимно в радиоприемниците и в други подобни устройства. Типичен пример на високочестотен усилвател на напрежение са междинночестотните усилватели или междинночестотните усилвател-ограничители. Входното стъпало на радноприемника може да бъде изпълнено като отделен високочестотен усилвател на напрежение (това се прави много често при служебните приемници). В обикновените транзисторни приемници по-често функциите на високочестотния усилвател на входа на приемника са обединени с тези на хетеродина. Такива схеми са обяснени в раздел 4-7.

На фиг. 4-57 е показана типична схема на високочестотен усилвател на напрежение. Тази схема може да се използува за междинночестотен усилвател или междинночестотен усилвател-ограничител, или за обикновен усилвател на напрежение, като според случая се направят някои малки изменения. Входът и изходът на усилвателя са настроени в резонанс с желаната работна честота чрез трептящи кръгове. В този случай трептящият кръг е изработен като трансформатор, но паралелно на първичната му намотка е свързан кондензатор. Кондензаторът може да бъде и променлив, макар че в повечето случаи се използуват постоянни кондензатори. Настройката на трептящия кръг се извършва чрез навиване или развиване на сърцевината между намотките.



Коеф. на усилване $\approx$ бета $\times \frac{1}{N}$, където $N = \sqrt{\frac{Z_P}{Z_S}}$ $N^2 = \frac{Z_P}{Z_S}$

по напрежение

Падът на напрежение върху $R_E \approx$ напрежението база-емитер
0,5 V за силициев транзистор
0,2 V за германиев транзистор

При работната честота $X_{C1} \lesssim Z_{вх}$ на T_1

$$X_{C3} \lesssim 100\Omega$$

$$X_{C2} \approx X_{\text{първ. намотка на } Tp_2}$$

$R_B \approx 10\ R_E$

Падът на напрежение върху R_A = захранващото напрежение — пада на напрежение върху R_B

Захранващо напрежение $\approx 3 \div 4$ пъти по-високо от желаното изходно напрежение

Фиг. 4-57. Схема на високочестотен усилвател на напрежение

4-6.1. Анализ на схемата

Общите съображения при проектиране на високочестотните усилватели на напрежение с трансформаторна връзка са подобни на тези, спазвани при проектирането на нискочестотни усилватели от същия тип (вж. раздел 2-7). Все пак практическите правила за определяне на стойностите на елементите са различни и са дадени в следващите раздели.

Коефициент на усилване на стъпалото. Коефициентът на усилване по напрежение на усилвател с изцяло шунтиран емитерен резистор е приблизително равен на коефициента на усилване по ток на транзистора (бетата), умножен по коефициента на предаване на изходния трансформатор (фиг. 4-57). Ако под коефициент на предаване на трансформатора се разбира отношението на броя на навивките на първичната намотка към броя на навивките на вторичната, коефициентът на усилване по напрежение на стъпалото е равен на бетата на транзистора, умножена с реципрочната стойност на коефициента на предаване на трансформатора. Например, ако коефициентът на усилване по ток на транзистора е равен на 10 и трансформаторът има 10

навивки в първичната намотка и 1 — във вторичната (отношение 10 : 1), общият коефициент на усилване по напрежение на стъпалото е 1.

Необходимият коефициент на усилване по напрежение зависи от предназначението на схемата. Обикновено високочестотните усилватели на професионалните радиоприемници имат коефициент на усилване по напрежение между 10 и 20, междинночестотните усилватели на приемниците за дълги, средни и къси вълни — между 30 и 40, междинночестотните усилватели на УКВ-приемниците — между 40 и 50 и широколентовите междинночестотни усилватели на телевизионните приемници — между 15 и 20.

Характеристики на трансформаторите. Често проектирането на един високочестотен усилвател се нагажда към характеристиките на готови, продавани на пазара трансформатори (например междустъпални междинночестотни трансформатори, междинночестотен трансформатор към детектора, трансформатор от високочестотния към междинночестотния усилвател и пр.). За тези трансформатори обикновено са известни импедансите на първичната и вторичната намотка и допустимият максимален ток (по-рядко коефициентът на предаване). Максималният ток обаче в повечето случаи е без значение, тъй като се работи със слаби токове.

Някои от произвежданите трансформатори са с „вграден" постоянен кондензатор, включен паралелно на първичната им намотка (в някои модели трансформатори кондензаторът е включен паралелно на вторичната намотка или има два кондензатора, паралелни на двете намотки). Когато кондензаторът е поставен предварително, трансформаторът е фабрично настроен за дадена типична честота — 455 kHz за приемниците с амплитудна модулация, 10,7 MHz за междинночестотните трансформатори на УКВ-приемниците, от 500 до 1600 kHz — за входния високочестотен трансформатор за СВ (средни вълни) и пр. При другите трансформатори паралелно на намотките трябва да се свърже постоянен или променлив външен кондензатор. Във входния кръг на приемник за средни вълни трябва да се свърже променлив кондензатор с достатъчно големи възможности за изменение на капацитета, който да осигури настройката на приемника в целия средновълнов обхват. Когато трябва да се пресметне стойността на капацитета при известна индуктивност или реактивно съпротивление, може да се използуват формулите от фиг. 4-1.

Захранващо напрежение. Стойността на захранващото напрежение на високочестотните усилватели не е особено важна. Разбира се, тя не бива да бъде по-голяма от допустимите напрежения колектор-база и колектор-емитер за използувания тип транзистори. Захранващото напрежение трябва да бъде 3 до 4 пъти по-голямо от желания размах на изходния сигнал на усилвателя. При повечето високочестотни усилватели, използувани в

радиоприемниците, размахът на изходния сигнал е между 1 и 2 V, така че захранващото напрежение би могло да бъде между 3 и 9 V. Може да се използува и по-високо захранващо напрежение, стига да не се превишават допустимите напрежения на транзистора.

Параметри на транзистора. Критериите за избор на транзистор, разгледани в глава 1, са валидни и за високочестотните усилватели. Особено значение има тълкуването на справочните данни (раздел 1-2), определянето на параметрите на транзистора при различни честоти (раздел 1-3). Като правило при проектирането на високочестотни усилватели на напрежение от този тип няма трудности по отношение на температурния режим (раздел 1-4), защото се работи при ниски нива на мощността. Главният въпрос е дали транзисторът може да осигури необходимото усилване на сигнала при съответната работна честота. Добре е да се избере такъв транзистор, който може да даде усилване при работната честота, поне 1,5 пъти по-голямо от необходимото. С това ще се компенсират загубите на напрежение, предизвикани от неточно съгласуване, разлики в усилването на отделните екземпляри транзистори и др.

Резистор в емитера на транзистора. Когато паралелно на резистора в емитера на транзистора е включен кондензатор, съпротивлението на резистора се определя главно с оглед на протичащия постоянен ток, не на входния сигнал. Когато колекторният ток на транзистора е в нормалните граници (определен от работната точка), падът на напрежение върху емитерния резистор трябва да бъде равен на напрежението база- емитер. Типичното напрежение база-емитер е 0,5 V за силициевите и 0,2 V за германиевите транзистори. Падът на напрежение върху R_E стабилизира коефициента на усилване на T_1, както беше обяснено в глави 1 и 2.

За да се получи идеално съгласуване на импедансите на транзистора и изходния трансформатор (на практика това не е възможно), е необходимо общият импеданс, съставен от R_E и импеданса на транзистора, да бъде съгласуван с импеданса на първичната намотка на трансформатора. На практика изчислението се извършва по следния начин. Приема се, че импедансът, изчислен като отношение на захранващото напрежение към тока на колектора ($U_C : I_C$), е равен на сумата от изходния импеданс на транзистора и съпротивлението на R_E. Тогава, ако например захранващото напрежение е 10 V и импедансът на първичната намотка на трансформатора е 10 kΩ, може да се приеме, че напрежението на колектора на транзистора също е 10 V (пренебрегва се малкият постояннотоков пад на напрежение върху първичната намотка на трансформатора). Токът на колектора, при който би се получило съгласуване на импедансите, е

$$I=\frac{E}{R}=\frac{10\ \text{V}}{10\,000\ \Omega}=0{,}001\ \text{A}.$$

При ток 1 mA, протичащ през R_E, и при желан пад на напрежение върху резистора 0,5 V неговото съпротивление трябва да бъде

$$R_E=\frac{E}{I}=\frac{0{,}5\ \text{V}}{0{,}001\ \text{A}}=500\ \Omega.$$

Шунтиращ кондензатор. Капацитетът на шунтиращия кондензатор в емитера на транзистора трябва да бъде такъв, че съпротивлението му за най-ниската честота на сигнала да бъде по-малко от входния импеданс на транзистора. По този начин резисторът в емитера на транзистора практически се отстранява от схемата, що се отнася до променливотоковия сигнал. Входният импеданс на типичните високочестотни транзистори е от порядъка на няколко ома и е даден в справочниците. Ако неговата стойност не е известна, поставете в схемата кондензатор, който за работната честота има реактивно съпротивление, по-малко от 10 Ω.

Капацитетът на филтриращия кондензатор за захранващото напрежение C_3 е между 1 и 10 nF. Като първоначална стойност при експериментите изберете тази, която ще осигури при работната честота реактивно съпротивление, по-малко от 100 Ω.

Базов делител. Резисторите в базовия делител трябва да се подберат така, че да осигуряват желаното положение на работната точка на транзистора T_1. Например, ако колекторният ток на транзистора трябва да бъде 1 mA и номиналният коефициент на усилване по ток за този транзистор е 10, токът на базата трябва да бъде 0,1 mA. Освен това, ако се приеме, че напрежението база-емитер за същия транзистор е 0,5 V и падът на напрежение върху R_B също е 0,5 V, при липса на входен сигнал напрежението на базата трябва да бъде 1 V. Може да се използуват всякакви стойности на R_B и R_A, които осигуряват това напрежение. За начало трябва да се избере стойност на R_B, 10 пъти по-голяма от тази на R_E. След това се пресмята необходимото съпротивление на R_A, като се използуват уравненията от фиг. 4-57.

Когато схемата от фиг. 4-57 трябва да изпълнява и функцията автоматично регулиране на силата (на звука) — автоматично регулиране на усилването, делителят в базата на транзистора също участвува във веригата за автоматично регулиране. В този случай той трябва да бъде съобразен с изискванията на веригите за АРС — АРУ. Те са описани по-подробно в раздел 4-10.

4-6.2. Пример за проектиране

Нека да предположим, че схемата от фиг. 4-57 ще се използува като високочестотен усилвател на напрежение без автоматично регулиране на силата. Напрежението на входния сигнал (на вторичната намотка на Tp_1) е 0,1 V. Изходният сигнал (на вторичната намотка на Tp_2) трябва да бъде 2 V. Следователно коефициентът на усилване по напрежение за проектираното стъпало трябва да бъде 20. Трансформаторът Tp_2 може да се купи, към първичната му намотка е свързан кондензатор с постоянна стойност. Трансформаторът е настроен чрез феритна сърцевина на средна честота 500 kHz, която е и работна честота за цялата схема. Импедансът на първичната намотка на Tp_2 е 10 kΩ, на вторичната — 4 kΩ. Захранващото напрежение се получава от 9 V— батерия.

При импеданс на първичната намотка 10 kΩ и импеданс на вторичната намотка 4 kΩ отношението на импедансите е 2,5 (10 kΩ: 4 kΩ = 2,5). При отношение на импедансите 2,5 отношението на броя на навивките е 1,5 ($\sqrt{2,5}$) и реципрочната стойност на коефициента на предаване за този трансформатор е 0,7. Затова напрежението на сигнала, подаден на първичната намотка на трансформатора (на изхода на T_1), трябва да бъде приблизително 3 V (2 V : 0,7≈3 V).

Когато входният сигнал е 0,1 V, а изходният трябва да бъде 3V, транзисторът трябва да има коефициент на усилване 30 (3 : 0,1 = 30). За да се компенсират разликите в коефициентите на усилване на различните екземпляри транзистори, трябва да се избере T_1, който при честота 500 kHz има коефициент на усилване по ток поне 45.

При захранващо напрежение 9 V и импеданс на първичната намотка на трансформатора 10 kΩ колекторният ток на транзистора ще бъде приблизително 0,9 mA (9 V : 10 kΩ = 0,0009 A).

Ако през R_E протича ток 0,9 mA и върху резистора е необходимо да се получи пад на напрежение 0,5 V, съпротивлението на R_E би трябвало да бъде приблизително 550 Ω (0,5 V : 0,0009 A = = 550 Ω).

Реактивното съпротивление на C_1 би трябвало да бъде по-малко от входния импеданс на T_1 за честота 500 kHz. Да приемем, че входният импеданс на T_1 е 10 Ω. Тогава може да се пресметне една опитна стойност на капацитета на C_1, при която за същата честота би се получило реактивно съпротивление например 5 Ω:

$$C_1 = \frac{1}{6,28 \times (500 \times 10^3) \times 5} = 0,06 \ \mu F.$$

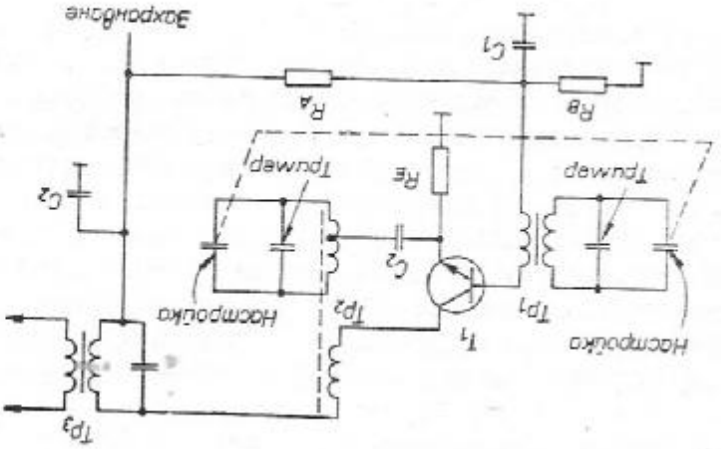
Капацитетът на C_3 трябва да бъде между 0,001 и 0,1 μF. Кондензатор с капацитет 0,01 μF при честота 500 kHz има реактивно съпротивление, приблизително равно на 30 Ω.

Ако колекторният ток на T_1 е 0,9 mA и е избран транзистор с коефициент на усилване по ток, равен на 45, токът на базата на транзистора трябва да бъде 20 μA (0,0009 A : 45 = 20 μA).

При съпротивление на R_E, равно на 550 Ω, може да се избере съпротивление на $R_B = 5500$ Ω. Тъй като напрежението на базата на T_1 при липса на входен сигнал трябва да бъде 1 V, толкова трябва да бъде и падът на напрежение върху R_B. Следователно през резистора протича ток приблизително 0,19 mA. Този ток се сумира с тока на базата на T_1 (20 μA) и се получава токът, протичащ през R_A (приблизително 0,2 mA). Тъй като захранващото напрежение е 9 V, върху R_A трябва да се получи пад на напрежение 8 V (9 V захранващо напрежение — 1 V напрежение на базата на T_1). Съпротивлението на R_A трябва да бъде 40 kΩ (8 V : 0,0002 A = 40 kΩ).

4-7. СМЕСИТЕЛИ И ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ НА ЧЕСТОТАТА

На фиг. 4-58 е показана една типична схема на самоосцилиращ смесител. В същност това е комбинация от високочестотен усилвател и високочестотен генератор. Изходните сигнали на две-



$R_E \approx$ импедансът на намотката до извода на Tp_2
Падът на напрежение върху $R_B \approx 0{,}2 \times$ захранващото напрежение
Падът на напрежение $R_A \approx 4 \times$ пад на напрежение върху R_B
$R_A + R_B = 15 \div 20\ R_E$
При работната честота $X_{C1} \approx X_{C2} \approx 50$ Ω (или по-малко)

$$\text{Изходна мощност на } Tp_2 \approx 0{,}5 \frac{\text{напрежение на колектора}^2}{Z \text{ на колекторната намотка на } Tp_2}$$

$$\text{Изходна мощност на } Tp_3 \approx 0{,}125 \frac{\text{напрежение на колектора}^2}{Z \text{ на колекторната намотка на } Tp_2}$$

Фиг. 4-58. Схема на самоосцилиращ смесител

те части на стъпалото се смесват и се получава сигнал с междинна честота. Обикновено генераторът работи на честота, по-висока от тази, на която е настроен високочестотният усилвател, като разликата между двете честоти е равна на междинната честота на съответния приемник. Входният трептящ кръг на $Тр_1$ е настроен в резонанс с входния високочестотен сигнал, трептящият кръг $Тр_2$ е настроен на честотата на генератора (ВЧ+МЧ), а трептящият кръг $Тр_3$ е настроен в резонанс с междинната честота (МЧ). Трептящите кръгове на $Тр_1$ и $Тр_2$ обикновено се настройват в резонанс чрез променливи кондензатори, монтирани на една обща ос, така че в целия обхват на настройка разликата в резонансните честоти на двата кръга се запазва постоянна. Например, ако $Тр_1$ може да се настройва в резонанс за честоти от 550 до 1600 kHz, а $Т_{р3}$ е настроен в резонанс с междинната честота 455 kHz, $Тр_2$ трябва да се настройва в резонанс за честоти от 1005 до 2055 kHz. Обикновено паралелно на променливите кондензатори се включват тример-кондензатори, с чиято помощ се извършва така нареченото спрягане на трептящите кръгове в целия обхват на настройка.

4-7.1. Анализ на схемата

Високочестотната част на стъпалото може да се проектира по същия начин, както високочестотният усилвател на напрежение, описан в раздел 4-6. По-важно е обаче да се подбере режимът на генераторната част на стъпалото и обикновено той определя и параметрите на цялото стъпало. Например генераторът трябва да се изпълни с мощен транзистор, обикновено с изходна мощност от порядъка на 0,5 W. Ако се приеме, че генераторът има к. п. д около 70%, входната му мощност трябва да бъде около 0,7 W. Много транзистори са в състояние да разсейват такава мощност и без топлоотвеждащи радиатори. Все пак температурният режим на транзистора трябва да се провери, както е обяснено в раздел 1-4.

Параметри на трансформаторите. Както и при високочестотните усилватели (раздел 4-6.1), често е необходимо (или удобно) проектирането на цялото стъпало да се извърши, като се използуват данните за готови продавани трансформатори. Входният импеданс на $Тр_1$ би трябвало да се съгласува с импеданса на антената (или на друг източник на сигнал). Изходният импеданс на $Тр_1$ трябва да се съгласува с входния импеданс на стъпалото. Като правило може да се приеме, че входният импеданс на стъпалото е равен по стойност на съпротивлението на резистора R_E (тъй като R_E не е шунтиран с кондензатор). Съгласуването на $Тр_1$ обаче обикновено не е особено важно. Изходният импеданс на $Тр_3$ трябва да се съгласува с входния импеданс на

следващото стъпало (междинночестотния усилвател), а входният импеданс на Tp_3 — с импеданса на бобината, включена в колектора на транзистора. Импедансът на Tp_2 до извода към емитера на транзистора трябва да се съгласува с входния импеданс на генератора (както беше казано, той е приблизително равен на съпротивлението на резистора R_E).

Въпреки че през колекторната верига протичат токове с честотите на сигналите с междинна честота и на генератора, мощността на сигналите с междинна честота е около 4 пъти помалка от тази на генератора. Освен това Tp_2 и Tp_3 са настроени в резонанс за различни честоти. Затова импедансът на T_3 за сигнала на генератора е малък и този сигнал не се предава към междинночестотния усилвател.

За някои от продаваните трансформатори са известни стойностите на постоянните кондензатори, с които се постига настройка в резонанс за дадена честота (или границите на изменение на капацитета на променливите кондензатори, при които се постига настройка в даден честотен обхват). Ако е необходимо да се пресметне капацитетът при известна индуктивност или реактивно съпротивление на бобината, може да се използуват равенствата от фиг. 4-1.

Резистор в емитера на транзистора. В идеалния случай съпротивлението на R_E трябва да се избере така, че да се съгласува с импеданса на Tp_2 до извода към емитера и с изходния импеданс на Tp_1. Когато при проектирането се предвижда използуването на готови трансформатори и съществува разсъгласуване между трансформаторите, съпротивлението на R_E се съгласува с импеданса на Tp_2 (трептящия кръг на генератора).

Верига за преднапрежение. Една от трудностите при проектирането на генераторите е, че при включване на захранването стъпалото трябва да заработи в режим клас А и след появата на осцилации да премине в режим клас С. Това значи, че отначало транзисторът трябва да бъде отпушен, а след появата на осцилации да се запуши и да пропуска ток само при върховите стойности на променливия сигнал на генератора. (В идеалния случай транзисторът е отпушен приблизително за 140° от целия период от 360° на променливия сигнал.) Следователно за работата на стъпалото е необходимо променящо се преднапрежение. Това се постига, като през резисторите, свързани в базата и емитера на транзистора, се зареждат и разреждат кондензатори. Ако обаче тези кондензатори имат твърде малък капацитет, генераторът може да не заработи или изходният му сигнал ще бъде изкривен. Ако кондензаторите са с твърде голям капацитет, измененията в заряда им (които променят и преднапрежението на стъпалото) са твърде бавни и могат да предизвикат прекъсване в работата на генератора.

На базата на транзистора се подава постоянно отпушващо

напрежение чрез резисторите R_A и R_B. Като опитна стойност на R_B може да се избере тази, при която падът на напрежение върху резистора е около 0,2 от напрежението на колектора. Затова съпротивлението на R_A трябва да бъде 4 пъти поголямо от съпротивлението на R_B. Може да се използува всякаква комбинация от съпротивления на R_A и R_B, при която се получава споменатото преднапрежение, но трябва да се има пред вид, че R_A+R_B не бива да бъде повече от 15—20 пъти поголямо от R_E. Така се ограничава излишната консумация на ток от веригата за преднапрежение.

Филтрови и свързващи кондензатори. Стойността на филтровите и свързващите кондензатори обикновено е между 0,001 и 0,1 μF. За начало изберете такава стойност на капацитета, при която за работната честота се получава реактивно съпротивление 50 Ω. Както беше обяснено, окончателната стойност на капацитета може да бъде критична (за получаване на непрекъснат и неизкривен сигнал от генератора). Затова единственият начин да се провери дали капацитетът на кондензаторите е избран правилно, е изходният сигнал на генератора да се разгледа на екрана на осцилоскоп.

Изходна мощност. Изходната мощност на генератора е приблизително равна на

$$P_{изх}=\frac{(\text{напрежение на колектора})^2}{\text{импеданс на колекторната намотка на } Tp_2}\times 0{,}5.$$

Мощността, подадена от Tp_3 към следващото стъпало на междинночестотния усилвател, е

$$P_{Tp_3}=\frac{(\text{напрежение на колектора})^2}{\text{импеданс на колекторната намотка на } Tp_2}\times 0{,}125.$$

Параметри на транзистора. Съображенията за избор на транзистор, изложени в глава 1, са валидни и за преобразувателите и смесителите на честота. Обърнете внимание на казаното в раздели 1-2, 1-3 и 1-4. Главното изискване е транзисторът да бъде в състояние да даде желаната изходна мощност при избраната работна честота.

4-7.2. Пример за проектиране

Нека да предположим, че схемата от фиг. 4-58 трябва да се използува като комбинация от високочестотен усилвател и самоосцилиращ смесител за обикновен радиоприемник. Съпалото трябва да се проектира така, че да се използуват готови трансформатори. Захранващото напрежение да бъде 7 V. Ако имате възможност да си доставите готови трансформатори, те трябва да бъдат със следните параметри: входен импеданс на Tp_1 — 50 Ω,

изходен импеданс — 1000 Ω; импеданс на Tp_2 до извода към емитера на транзистора — 3000 Ω, импеданс на колекторната намотка на Tp_2 — 1000 Ω; входен импеданс на Tp_3 — 1000 Ω, изходен импеданс — 5000 Ω. Трансформаторите Tp_1 и Tp_2 се доставят заедно с указание за променливия кондензатор, който трябва да се използува, за да се получи настройка в резонанс за съответния честотен обхват. Трансформаторът Tp_3 се доставя със запоен към него постоянен кондензатор и кръгът се настройва в резонанс на междинната честота чрез феритна сърцевина.

След като са определени първите експериментални стойности на елементите, изчислете каква е разсейваната мощност. На практика в същност трябва да се погледне справочникът и да се провери дали транзисторът е в състояние да даде желаната изходна мощност при избраната работна честота.

Тъй като проектирането започва при известни вече данни за импедансите на трансформаторите, първата следваща стъпка е да се съгласува съпротивлението на R_E към импеданса на Tp_2 до извода му към емитера на транзистора. Тъй като този импеданс е 3 kΩ, ще се получи известно разсъгласуване спрямо Tp_1, но последиците не са сериозни.

Постоянното преднапрежение на базата на транзистора трябва да бъде 0,2 от захранващото напрежение, или $0{,}2 \times 7$ V = 1,4 V. Това преднапрежение се създава от пада на напрежение върху R_B. Общото съпротивление на R_B и R_A трябва да бъде 15 до 20 пъти по-голямо от това на R_E, или от 45 до 60 kΩ. Ако се използува по-нататък по-голямата от двете стойности (60 kΩ), за да се намали токът, консумиран от делителя, съпротивлението на R_B ще бъде $0{,}2 \times 60\ \text{k} = 12$ kΩ. Съпротивлението на R_B ще бъде 60 kΩ — 12 kΩ = 48 kΩ.

Филтриращите и свързващите кондензатори при работна честота трябва да имат реактивно съпротивление 50 Ω (или по-малко). Като се използува най-високата работна честота (около 500 kHz), може да се пресметнат стойностите на C_1 и C_2:

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{6{,}28 \times (500 \times 10^3) \times 50\ \Omega} = 0{,}006\ \mu\text{F}.$$

Мощността, отдадена от Tp_3 към междучестотния усилвател, е

$$P_{Tp_3} = 0{,}125 \times \frac{7^2}{1000} = 6\ \text{mW}.$$

Изходната мощност на генератора е

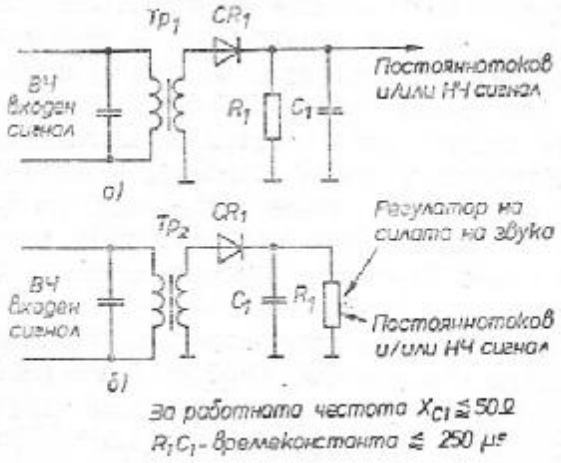
$$P_{изх} = 0{,}5 \times \frac{7^2}{1000} = 24\ \text{mW}.$$

Следователно общата изходна мощност на стъпалото е 30 mW. За да има известен резерв при всякакви условия, транзисторът

трябва да може да разсейва при най-високата работна температура 60 mW и да е в състояние да осигури изходна мощност поне 30 mW при най-високата работна честота (около 2000 kHz).

4-8. ДЕТЕКТОРИ

Детекторите на напрежение се използуват за преобразуване на високочестотните сигнали в постоянно напрежение. Ако високочестотният сигнал носи някаква информация с ниска честота (например под формата на амплитудна модулация на носещата честота), детекторът трябва да представи тази информация под формата на пулсиращо постоянно напрежение. И в двата случая детекторът използува диод, който работи като изправител.



Фиг. 4-59. Схема на амплитуден детектор

На фиг. 4-59 са показани схемите на два диодни детектора, които се използуват в радиоприемниците. Обикновено детекторът се включва след един или повече междинночестотни усилватели. Изходният сигнал на детектора — пулсиращо напрежение с ниска честота, се подава на нискочестотния усилвател на радиоприемника. В схемата от фиг. 4-59 изходният сигнал на детектора се подава към регулатора на силата на звука в нискочестотния усилвател. В схемата от фиг. 4-59 *б* товарният резистор на детектора се използува като регулатор на силата на звука и така се избягва използуването на отделен такъв регулатор в нискочестотния усилвател.

Схемите за автоматично регулиране на силата на звука (АРС) и на автоматичното регулиране на усилването (АРУ) са свързани с детектора, тъй като сигнал за тях се взема също от изхода на детектора. Схемите за АРС-АРУ са описани в раздел 4-10. В следващите раздели е обяснено проектирането на основната схема на детектор за приемници с амплитудна модулация.

4-8.1. Анализ на схемата

Правилата за проектиране на двете схеми, показани на фиг. 4.59, в общи линии са едни и същи. Изборът на стойностите на елементите е сравнително прост, защото големи изменения на тези стойности оказват несъществено влияние върху работата на детектора. Обикновено стойностите на елементите се избират с оглед на параметрите на останалите стъпала на приемника. Подолу са дадени няколко примера.

Импедансът на вторичната намотка на изходния трансформатор на междинночестотния усилвател Tp_1 представлява входният импеданс на детектора. В идеалния случай съпротивлението на резистора R_1 трябва да се съгласува с импеданса на вторичната намотка на Tp_1. Но R_1 е едновременно и изходен товарен импеданс на детектора и трябва да се съгласува и с входния импеданс на следващото стъпало (обикновено първото стъпало на нискочестотния усилвател). Затова често се налага да се прави компромис между тези два импеданса.

Ако се използува схемата от фиг. 4-59 *б*, регулаторът на силата на звука представлява един променлив товар, свързан към входа на нискочестотния усилвател. Влиянието на този променлив импеданс се определя в зависимост от входния импеданс на следващото стъпало. Например, ако регулаторът на силата на звука подава сигнал към стъпало с изцяло шунтиран резистор в емитера на транзистора, входният импеданс на това стъпало ще бъде доста нисък (както е обяснено в глава 2, приблизително равен на входния импеданс на транзистора). Когато регулаторът (плъзгачът на потенциометъра) се постави в горния край, като подава към нискочестотния усилвател най-голяма част от изходния сигнал на детектора, разсъгласуването е най-силно и вследствие на това се губи част от сигнала. Когато плъзгачът на потенциометъра се постави в долния край (минимален изходен сигнал от детектора), разсъгласуването е по-слабо и загубите на сигнал — съответно по-малки.

Ако някоя от схемите, показани на фиг. 4-59, се използува като част от схема за АРС-АРУ, както става обикновено, товарният резистор R_1 участвува във веригата за преднапрежение на стъпало с променлив коефициент на усилване. Тъй като трябва да се има пред вид веригата за преднапрежение на това стъпало, тя определя и съпротивлението на R_1. Например, ако стъпалото с променлив коефициент на усилване трябва да има на базата на транзистора напрежение 1 V, падът на напрежение върху R_1 никога не трябва да бъде по-голям от 1 V.

Диод на детектора. За диодите, използувани за детектори в радиоприемниците, както и за другите диоди и изправители, в справочниците се дават максимално допустимите ток и обратно напрежение. Обикновено напрежението на вторичната намотка

на Tp_1 е около 1 V и рядко надхвърля 2 V. Следователно обратното напрежение на използуваните диоди няма защо да бъде по-голямо от 2 V. Токът през диода се определя от съпротивлението на R_1 и от напрежението на вторичната намотка на Tp_1. Ако приемем максимално напрежение на вторичната намотка на трансформатора 2 V и минимално съпротивление 5 kΩ за R_1, токът през диода никога не би надвишил 1 mA. Тъй като напрежението на сигнала не е голямо, желателно е да се използуват диоди с ниско съпротивление в права посока.

Товарен резистор. Както беше обяснено, съпротивлението на товарния резистор се избира компромисно в зависимост от входния импеданс на детектора, изходния импеданс на детектора и необходимото преднапрежение за стъпалото с променлив коефициент на усилване.

Шунтиращ кондензатор. В идеалния случай този кондензатор трябва да има достатъчно голям капацитет, за да бъде малко (или нулево) съпротивление по пътя на сигнала с висока честота, но едновременно с това и достатъчно малък, така че времеконстантата на RC-групата, образувана с товарния резистор R_1, да е много по-малка от периода на нискочестотния сигнал и този сигнал да може да зареди напълно кондензатора. Това изискване може да наложи известни компромиси. Като правило реактивното съпротивление на кондензатора за сигналите с висока честота трябва да бъде 50 Ω или по-малко, а времеконстантата на RC-групата трябва да бъде 250 μs или по-малко

4-8.2. Пример за проектиране

Нека да предположим, че схемата от фиг. 4-59 *а* трябва да се използува като детектор в преносим транзисторен радиоприемник. Съпротивлението на товарния резистор R_1 трябва да бъде малко по-малко от 5 kΩ, защото той ще се използува като част от схемата за АРС-АРУ. Най-близката стандартна стойност е 4,7 kΩ.

Изборът на диод не представлява особен проблем, тъй като се изисква обратно напрежение около 2 V и ток през диода около 1 mA. Тези изисквания се изпълняват от всеки високочестотен германиев диод.

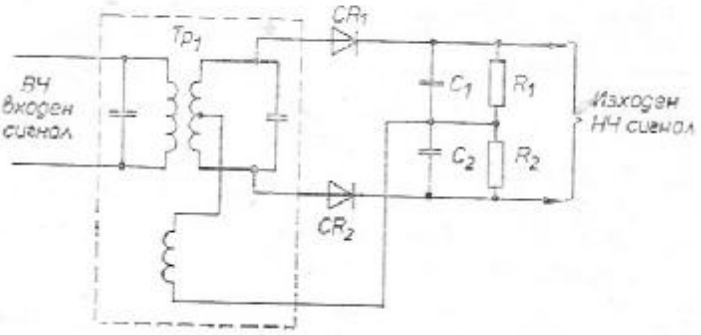
Времеконстантата на групата R_1C_1 трябва да бъде по-малка от 250 μs. При съпротивление на R_1 — 5 kΩ (приема се, че R_1 е нагласен на максимално съпротивление) капацитетът на C_1 трябва да бъде $(250\times10^{-6}):5000=0{,}05$ μF.

Реактивното съпротивление на кондензатор с капацитет 0,05 μF при честота 455 kHz (колкото е междинната честота на обикновените радиоприемници за амплитудно-модулирани сигнали) е

$$\frac{1}{6{,}28\times(455\times10^{3})\times(0{,}05\times10^{-6})}\approx 6\ \Omega.$$

4-9. ЧЕСТОТНИ ДИСКРИМИНАТОРИ И ДЕТЕКТОРИ НА ОТНОШЕНИЕ

Дискриминаторите и детекторите на отношение се използуват в приемниците за УКВ. И двете схеми служат за отделяне на нискочестотната информация, носена от сигнала с висока честота (използува се честотна модулация), и за преобразуването ѝ в пулси-



За работната честота X_{C1} и $X_{C2} \lesssim 50\ \Omega$

Времеконстанта R_1C_1 и $R_2C_2 \lesssim 125\ \mu s$

$R_1 + R_2 \approx$ изходен импеданс

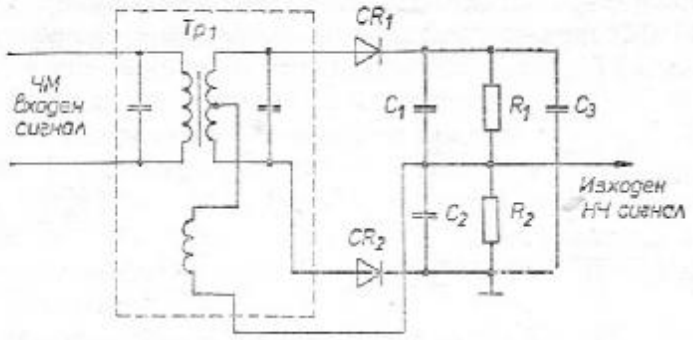
Фиг. 4-60. Схема на честотен дискриминатор

ращи постоянни напрежения. В тях основен елемент е диодният детектор. Детекторът на отношение (наричан още дробен детектор) има известно предимство, защото може да бъде свързан непосредствено към междинночестотния усилвател. Между изхода на междинночестотния усилвател и входа на честотния дискриминатор обикновено трябва да се включи ограничително стъпало.

На фиг. 4-60 и 4-61 са показани схемите съответно на честотен дискриминатор и на дробен детектор. Входният трансформатор Tp_1 и в двата случая има допълнителна намотка за връзка. Част от сигнала на междинночестотния усилвател (или на усилвател-ограничителя) се подава в „електрическия център" на схемата. Не всички трансформатори на честотните дискриминатори и дробните детектори имат точно такава конструкция. Друг вариант е тази част от сигнала с междинна честота да се подаде към схемата на дробния детектор (честотния дискриминатор) през кондензатор, като допълнителната намотка за връзка тогава не се използува.

Честотните дискриминатори и дробните детектори, използувани в УКВ-приемниците, са настроени на междинната честота 10,7 MHz. Повечето трансформатори за честотни дискриминатори и дробни детектори се купуват готови и са настроени в резонанс за тази честота. Разбира се, по поръчка могат да се произведат

и други трансформатори, настроени на различни честоти. В следващите примери се приема, че дробните детектори и честотните дискриминатори ще се използуват за междинна честота 10,7 MHz.



$C_1=C_2 \approx 1000$ pF $C_3=5$ μF R_1 или $R_2 \approx$ изходен импеданс

Фиг. 4-61. Схема на дробен детектор

4-9.1. Анализ на схемата на честотен дискриминатор

Една от главните трудности при проектирането на честотния детектор е постигането на точна симетрия на двете половини на схемата. Параметрите на групата R_1C_1 трябва да са еднакви с тези на групата R_2C_2, затова се приема $R_1=R_2$ и $C_1=C_2$. Действието на схемата се обяснява така. Когато входният сигнал не е честотно модулиран, двата диода ще създадат върху резисторите R_1 и R_2 еднакви по стойност, но обратни по поляритет напрежения. Малките разлики в параметрите на диодите или в стойностите на елементите могат да се елиминират чрез настройката на входния трансформатор. Всяко по-значително разсиметриране на схемата обаче ще предизвика изкривяване на изходния сигнал.

Товарни резистори. Импедансът, с който се натоварва следващото първо стъпало на нискочестотния усилвател, е равен на *сумата от съпротивленията на последователно свързаните резистори* R_1 и R_2. Обикновено стойностите на R_1 и R_2 се избират компромисно в зависимост от желания изходен импеданс на дискриминатора и с цел получаване на разумна стойност на времеконстантата R_1C_1, R_2C_2.

Шунтиращи кондензатори. В идеалния случай шунтиращите кондензатори C_1 и C_2 трябва да са достатъчно големи, за да представляват много малко или нулево съпротивление по пътя на високочестотния сигнал, но и достатъчно малки, така че заедно с R_1 и R_2 да образуват RC-групи с малка времеконстанта, и кондензаторите да се заредят напълно от нискочестотния сигнал. Като

правило реактивното съпротивление на кондензаторите за междинната честота трябва да бъде по-малко от 50 Ω, а времеконстантата на RC-групата трябва да бъде 125 μs или по-малка.

Детекторни диоди. Напрежението на вторичната намотка на Tp_1 обикновено е около 1 V и рядко надвишава 2 V. Следователно максималното обратно напрежение на диода може да бъде около 2 V.

Токът през диода рядко е по-голям от 1 mA. Поради ниските нива на входния сигнал винаги е желателно да се използуват диоди с малко съпротивление в права посока и с минимален обратен ток. Диодът винаги има известен малък паразитен капацитет. При нарастване на честотата реактивното съпротивление на този капацитет намалява и сигналът с висока честота може да премине вместо през диода през този паразитен капацитет. При честотите, използувани за УКВ-радиоразпръскване обаче, паразитният капацитет на диодите не оказва съществено влияние.

4-9.1.1. Пример за проектиране на честотен дискриминатор

Нека да приемем, че схемата от фиг. 4-60 трябва да се използува в транзисторен радиоприемник, например в стереорадиоприемник за УКВ. Изходният сигнал от честотния дискриминатор трябва да се подаде на регулатор на силата на звука със съпротивление 450 kΩ. Следователно общото съпротивление на последователно свързаните резистори R_1 и R_2 трябва да бъде 450 kΩ. Затова съпротивлението на всеки от резисторите трябва да бъде по 225 kΩ. Най-близката стандартна стойност е 220 kΩ и общият изходен импеданс на дискриминатора ще бъде 440 kΩ.

Изборът на диодите не е труден, тъй като необходимото обратно напрежение е по-малко от 2 V, а токът в права посока — по-малък от 1 mA. Всеки високочестотен германиев диод изпълнява тези изисквания. Трябва да се обърне внимание на подбора на конкретните екземпляри от съответния тип диоди. Избират се диоди с еднакво съпротивление в права посока и с еднакъв обратен ток.

Времеконстантите на групите R_1C_1 и R_2C_2 трябва да бъдат под 125 μs. Ако R_1 и R_2 са по 220 kΩ, капацитетът на кондензаторите C_1 и C_2 трябва да бъде $(125\times10^{-6}):220\,000\Omega$ или приблизително 550 pF.

Реактивното съпротивление на кондензатор с капацитет 550 pF при честота 10,7 MHz е

$$\frac{1}{6{,}28\times(10{,}7\times10^{6})\times(550\times10^{-12})}\approx 27\ \Omega.$$

4-9.2. Анализ на схемата на дробен детектор

Както и при честотния дискриминатор, двете половини на схемата на дробния детектор трябва да бъдат симетрични. Действието на дробния детектор при липса на честотна модулация на входния сигнал също изисква двата детектора (диоди) да дадат еднакви постоянни напрежения. Когато честотата на входния сигнал е равна на резонансната честота на трептящите кръгове на трансформатора Tp_1, през двата диода и резисторите R_1 и R_2 протичат токове, които създават върху резисторите падове на напрежение, еднакви по полярност и равни по стойност. При наличие на честотна модулация падовете на напрежение върху R_1 и R_2 не са равни. Напрежението между средната точка на двата резистора и земя ще се изменя в такт с нискочестотния модулиращ сигнал. Изходното напрежение на дробния детектор може да бъде взето между средната точка и земя или между средната точка и горния (на чертежа) край на R_1, но не и от двата резистора, както е при честотния дискриминатор. Всяко по-голямо разсиметриране на схемата, което не може да бъде компенсирано чрез настройката на Tp_1, води до изкривяване на изходния сигнал.

Товарен резистор. Импедансът, с който се натоварва входът на следващото първо стъпало на нискочестотния усилвател, е равен на съпротивлението на R_1 или на R_2 в зависимост от това, как се взема изходният сигнал на детектора. На фиг. 4-61 като товар за нискочестотния сигнал служи резисторът R_2. Като правило съпротивлението на R_1 и R_2 се избира компромисно в зависимост от изискванията за подходящ изходен импеданс на детектора и с цел получаване на подходящи стойности за времеконстантите на RC-групите, образувани заедно с C_1 и C_2.

Шунтиращи кондензатори. В идеалния случай капацитетът на шунтиращите кондензатори C_1 и C_2 трябва да бъде достатъчно голям, за да може кондензаторите да осигурят малко или нулево съпротивление по пътя на високочестотния сигнал, но и достатъчно малък, за да се получат малки времеконстанти на RC-групите, образувани заедно с резисторите R_1 и R_2, така че нискочестотният сигнал да успее да зареди кондензаторите докрай. Обикновено трябва да се прави компромис между тези две противоречиви изисквания. Капацитетът на C_1 и C_2 има типична стойност 1000 pF и не бива да бъде по-малък от 300 pF, за да се осигури достатъчно малко реактивно съпротивление по пътя на сигнала с честота 10,7 MHz.

Филтров кондензатор. Капацитетът на филтровия кондензатор C_3 е много по-голям от този на C_1 и C_2. Типичната му стойност е около 5 μF. Тази стойност може да се използува като опитна при експериментирането на всеки дробен детектор. Кондензаторът се зарежда с цялото напрежение, съществуващо върху R_1+R_2 (това напрежение винаги е едно и също и е по-малко от

4÷5 V). Той пречи на резките изменения в стойността на изходното напрежение на детектора и подтиска отскоците или паразитната амплитудна модулация на честотно модулирания сигнал.

Детекторни диоди. Както и при честотния дискриминатор, се изисква подбиране на двата диода по параметри. Максималното им обратно напрежение не се налага да бъде по-голямо от 2 V и пропусканият ток е под 1 mA. Стремежът е да се използуват диоди с малко съпротивление в права посока и с малък обратен ток. За нормалните честоти, използувани при радиоприемниците за УКВ, паразитният капацитет на диодите може да бъде пренебрегнат.

4-9.2.1. Пример за проектиране на детектор на отношение

Нека да приемем, че схемата от фиг. 4-61 трябва да се използува като дробен детектор в транзисторен радиоприемник за служебна връзка. Изходният сигнал на детектора се подава към нискочестотен усилвател с входно съпротивление приблизително 12 kΩ. Следователно съуротивлението на R_1 и R_2 трябва да бъде по 12 kΩ.

Като се използуват практическите правила, се избират стойностите на капацитетите $C_1 = C_2 = 1000$ pF и $C_3 = 5$ μF. При тези стойности се получава подходящо реактивно съпротивление. При известни стойности на C_1 и C_2 се определят времеконстантите на RC-групите $R_1 C_1$ и $R_2 C_2$. Не трябва да се очакват някакви трудности при проектирането на детектора, ако тези времеконстанти са под 125 μs.

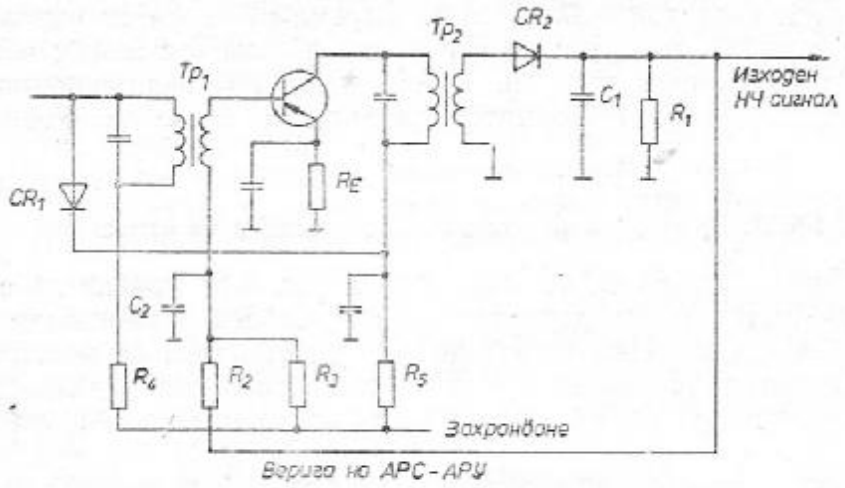
Изборът на диоди не е труден, тъй като обратното им напрежение е по-малко от 2 V и токът — под 1 mA. Всеки високочестотен германиев диод изпълнява тези изисквания. Правилно е двата диода да се подберат с еднакво съпротивление в права посока и с равни обратни токове.

4-10. СХЕМИ ЗА АРС-АРУ

Повечето радиоприемници имат някаква схема за АРС-АРУ (автоматично регулиране на силата на звука — автоматично регулиране на усилването). По-правилно е да се използува терминът АРУ (автоматично регулиране на усилването), защото използуваните схеми в същност регулират усилването на междинночестотния или високочестотния усилвател, а не размаха на нискочестотния сигнал в нискочестотния усилвател. В обикновените радиоприемници обаче крайният резултат от действието на схемата е поддържане на постоянна сила на звука независимо от измененията на напрегнатостта на полето на приемания сигнал.

На фиг. 4-62 са показани две схеми за АРУ, които се изпол-

зуват обикновено в стандартните радиоприемници и в приемниците за служебна връзка. Диодът CR_1 действува като променлив резистор, свързан към входа на междинночестотния усилвател. Диодът CR_2 изпълнява две функции — на детектор и на източник на преднапрежение в схемата за АРУ.



CR_1 е запушен при липса на сигнал
$C_2 \approx 10$ μF
Падът на напрежение върху $R_1 \approx 0{,}5—1{,}0$ V
Падът на напрежение върху $R_1+R_2 \approx 1{,}0—2{,}0$ V
Падът на напрежение върху R_3=захранващото напрежение—пада на напрежение върху R_1+R_2

$$R_1+R_2 \approx 10 \times R_E$$

Фиг. 4-62. Схема за АРС-АРУ

При липса на сигнал или при ниско ниво на приемания сигнал диодът CR_1 е запушен и не оказва влияние върху усилването на междинночестотния усилвател. Ако входният сигнал на приемника стане твърде силен, CR_1 се отпушва и действува като шунтов резистор, който намалява усилването на стъпалото.

Изходният сигнал на детектора CR_2 се снема от резистора R_1 и се подава на входа на нискочестотния усилвател, както беше обяснено в раздел 4-8. Резисторът R_1 обаче е и част от веригата за преднапрежение на междинночестотния усилвател. На прехода база—емитер на транзистора на междинночестотния усилвател се подават две напрежения — едното постоянно, създадено от веригата за преднапрежение, и другото — променящо се, получено от амплитудния детектор. Преднапрежението, създавано от детектора, се променя в зависимост от силата на приемания сигнал, и то така, че ако сигналът на входа на детектора се увеличи, напрежението на базата на транзистора на междинночестотния усилва

тел ще стане по-положително (или по-малко отрицателно) и усилването на стъпалото ще се намали (ако транзисторът е тип PNP). Ако се използуват NPN транзистори, напрежението за АРУ трябва да бъде с обратна полярност.

4-10.1. Анализ на схемата

Двете системи за АРУ (с шунтиращ диод и с променливо преднапрежение) често се използуват едновременно. Променливото преднапрежение компенсира малките изменения на нивото на приемания сигнал, а при отпушане на диода CR_1 се компенсират големи изменения в нивото на приемания сигнал.

Шунтиращ диод. Диодът CR_1 трябва да има максимално обратно напрежение, не по-малко от захранващото напрежение. В повечето случаи на този диод не се подава напрежение, по-голямо от $1 \div 2$ V. Все пак, ако диодът може да издържи цялото захранващо напрежение, няма да има никаква опасност от пробив. Диодът трябва да се отпуши при максимален пад на напрежение върху колекторния резистор, а съпротивленията на R_4 и R_5 се подбират така, че диодът да бъде запушен при липса на входен сигнал (при колекторен ток на транзистора, равен на тока в работната точка).

Верига за преднапрежение. Стойностите на съпротивленията на резисторите от веригата за преднапрежение (R_1, R_2 и R_3) трябва да се подберат така, че да се осигури желаното постоянно преднапрежение на транзистора на междинночестотния усилвател, както е показано в раздел 4-6. Падът на напрежение върху R_1 и R_2 се подава като преднапрежение на базата на транзистора на междинночестотния усилвател. Падът на напрежение върху R_1 се сумира с изменящото се изходно напрежение на детектора. Обикновено падът на напрежение върху R_1 е от 0,5 до 1 V. Падът на напрежение върху R_1 и R_2 е между 1 и 2 V. Капацитетът на C_2 е доста по-голям от този на останалите шунтиращи кондензатори и обикновено е равен на 10 μF или повече. Параметрите на C_1, CR_2 и всички останали елементи, които не са част от схемата на АРУ, трябва да се подберат, като се спазят указанията, дадени в раздели 4-6 и 4-8.

4-10.2. Пример за проектиране

Нека предположим, че схема като показаната на фиг. 4-62 трябва да се използува в преносим транзисторен радиоприемник. Захранващото напрежение е —9 V. Токът на базата на транзистора на междинночестотния усилвател е 0,04 mA, токът на колектора — 1 mA (при липса на сигнал). При липса на сигнал напреже-

нието на колектора на транзистора на предходното стъпало (междинночестотен или високочестотен усилвател) е —7 V. Преднапрежението на базата на транзистора при липса на сигнал трябва да бъде 1 V. Съпротивлението на разистора, включен в емитера на транзистора, е 800 Ω.

Падът на напрежение върху R_1 и R_2 трябва да бъде 1 V, а върху R_3 —8 V. Както беше обяснено в раздел 4-6, съпротивлението на R_1+R_2 трябва да бъде около 10 пъти по-голямо от това на R_E. Ако $R_E=800$ Ω, общото съпротивление на R_1 и R_2 трябва да бъде 8 kΩ. Следователно R_1 и R_2 могат да бъдат със съпротивление по 4 kΩ. Но тъй като няма резистор с такава стандартна стойност, изберете най-близките стандартни съпротивления 4,7 kΩ и 3,3 kΩ, като запазите общата стойност 8 kΩ. Резисторът R_1 трябва да има съпротивление 4,7 kΩ, а R_2 — 3,3 kΩ.

При пад на напрежение върху R_1 и R_2 — 1 V, и общо съпротивление 8 kΩ токът през резисторите е около 0,12 mA. Този ток се сумира с тока на базата на транзистора (0,04 mA) и през R_3 протича ток 0,16 mA.

При пад на напрежение върху R_3, равен на 8 V, и ток през резистора 0,16 mA неговото съпротивление е 50 kΩ. Най-близката стандартна стойност е 51 kΩ.

Капацитетът на C_2 се избира примерно равен на 10 μF. Капацитетът на C_1 се определя, както е обяснено в раздел 4-8 (трябва да бъде от порядъка на 0,5 μF).

Ако токът през R_1 е 0,12 mA, а съпротивлението му е 4,7 kΩ, падът на напрежение върху R_1 ще бъде приблизително 0,59 V. Както беше казано, този пад трябва да бъде между 0,5 и 1 V.

Диодът CR_1 трябва да може да издържи цялото захранващо напрежение, въпреки че действителното обратно напрежение, което се подава на диода, не е по-голямо от два волта.

Тъй като напрежението на колектора на транзистора на предходното стъпало е —7 V, напрежението на колектора на транзистора на междинночестотния усилвател би трябвало да бъде —6 V, така че катодът на CR_1 да има с 1 V по-положително (или по-малко отрицателно) напрежение от анода. По този начин при липса на сигнал диодът ще остава запушен.

Падът на напрежение върху резистора R_3 трябва да бъде 3 V (9 V захранващо напрежение — 6 V напрежение на колектора). При пад на напрежение 3 V и ток на колектора 1 mA съпротивлението на R_3 трябва да бъде 3 kΩ. Най-близката стандартна стойност е 2,7 kΩ.

4-11. МЕТОДИ ЗА ИЗМЕРВАНЕ ПАРАМЕТРИТЕ НА ВИСОКОЧЕСТОТНИТЕ УСИЛВАТЕЛИ

В следващите раздели са описани методите за измерване параметрите на високочестотни стъпала. Първите раздели са посветени на измерването и изпитването на трептящи кръгове, използувани в радиоприемниците. Обяснено е как се измерва резонансната честота, качественият фактор и др. В останалите раздели е описано измерването на параметрите на другите високочестотни стъпала, разгледани в тази глава (високочестотни усилватели, предаватели, приемници, детектори и пр.).

Измерванията могат да се провеждат на всеки етап на проектиране на съответната схема. Като минимум измерване трябва да се направи, когато стъпалото е монтирано за експерименти във вид на лабораторен модел. Ако резултатите от измерването на параметрите са неудовлетворителни, трябва да се променят стойностите на отделни елементи и измерването да се повтори. По този начин постепенно се постига желаният резултат.

Високочестотните стъпала винаги трябва да се проверят отново, когато са монтирани окончателно (и всички елементи са поставени на местата си). Така ще се разбере дали някой от параметрите на схемата зависи от разположението на елементите. Тези измервания са особено важни при по-високите честоти. Често между отделните елементи, между някои от елементите и писти по платката или между две писти на платката се образуват паразитни капацитети или индуктивности. Като се промени разположението на елементите, тези паразитни капацитети и индуктивности се изменят, а с това и параметрите на стъпалото като цяло.

4-11.1. Основни методи за измерване на високочестотни напрежения

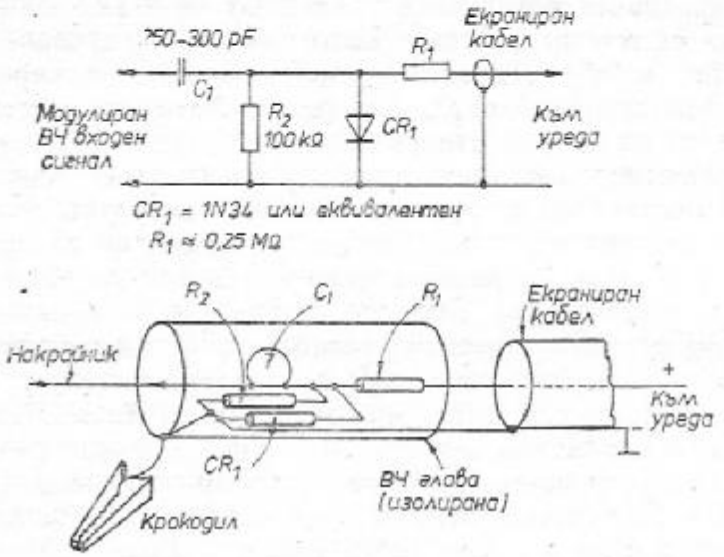
При измерване на напрежения с висока честота, която е по висока от максималната работна честота на измервателния уред или на усилвателните стъпала на осцилоскопа, трябва да се използува високочестотна глава. Тези глави изправят високочестотния сигнал и го превръщат в постояннотоков, който е почти равен на върховата стойност на високочестотното напрежение. Постояннотоковият сигнал от главата се подава на измервателния уред или на осцилоскопа и стойността на напрежението се отчита по обикновения начин.

Ако високочестотната глава е включена като принадлежност към използувания измервателен уред, тя трябва да се предпочете пред саморъчно направените. Ако обаче вашият уред или осцилоскоп няма фабрично изработена високочестотна глава, която е

подбрана и калибрирана за съответния тип уреди, се налага да се изработи такава, като се използуват сведенията, дадени в следващите раздели.

4-11.1.1. Високочестотна детекторна глава

Високочестотната глава с еднопътен детектор (фиг. 4-63) дава изходен сигнал, който е приблизително равен на върховата стойност на измерваното високочестотно напрежение. Тъй като повечето измерителни уреди са предназначени за измерване на ефек-



Фиг. 4-63. Високочестотна глава с еднопътен детектор

тивни стойности, изходният сигнал на главата трябва да бъде намален до 0,707 от върховата стойност. Това се прави чрез резистора R_1. Съпротивлението на R_1 може да се пресметне, но на практика е по-добре да се използува променлив резистор и след извършване на калибрирането той да бъде подменен с постоянен резистор с подбраната стойност. По-долу е описано как се калибрира детекторна глава.

1. Свържете модела на изработената глава към сигнал-генератор и измервателен уред.

2. Превключете уреда за измерване на постоянни напрежения. Може да се използува мултицет или електронен волтметър, но винаги се постига по-голяма точност, когато се използува уред с голямо входно съпротивление.

3. Нагласете *изходното напрежение* на сигнал-генератора на някаква точна стойност например 10 $V_{e\phi}$, измерени с измервателния уред на генератора

4. Подберете съпротивлението на резистора R_1 така, че външният измервателен уред също да отчете 10 $V_{еф}$.

5. Ако сигнал-генераторът няма измервателен уред, изходното му напрежение се наблюдава на осцилоскоп. То се нагласява отново на някаква точна стойност, например върхова стойност на едната полувълна 10 V. След това съпротивлението на R_1 се подбира така, че измервателният уред да отчете 7,07 V.

6. Изключете захранващото напрежение, разкачете измервателните уреди, измерете така подбраното съпротивление на R_1 и заменете потенциометъра с постоянен резистор.

7. Повторете измерването, като в експерименталната схема на детекторната глава вече е включен постоянният резистор. Ако отчетената стойност на напрежението е правилна (като предишната), трябва да се потърси начин всички елементи на главата да се монтират в подходящ корпус. След завършване на монтажа измерването по т. 4 или т. 5 се повтаря още веднъж. След това измерването трябва да се направи за целия честотен обхват, за който ще се използува детекторната глава. Така се проверява честотната характеристика на главата. Обикновено честотната характеристика на една такава саморъчно изработена глава е задоволителна за честоти до около 250 MHz.

8. Помнете, че външният измервателен уред трябва да бъде включен за измерване на постоянни напрежения, тъй като изходният сигнал на детекторната глава е постояннотоков.

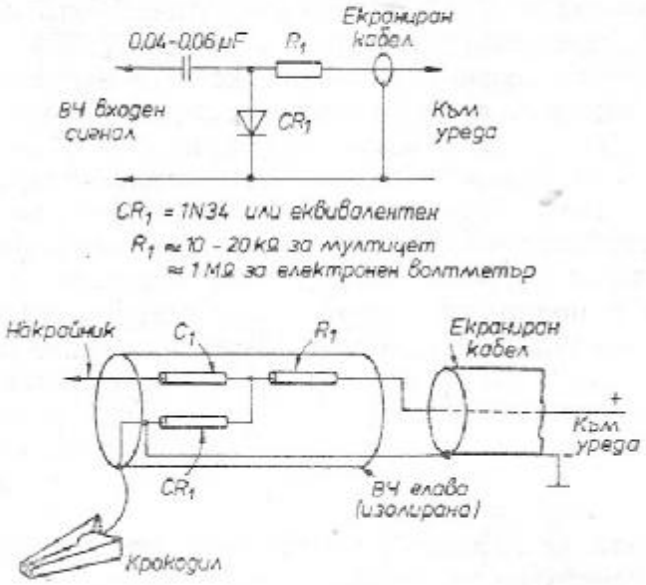
4·11.1.2. Демодулаторна глава

Когато високочестотните сигнали са модулирани, при изпитване на стъпалата по време на проектирането им е по-добре да се използува демодулаторна глава (фиг. 4-64). Когато се изпробва например високочестотен усилвател, на входа му може да се подаде високочестотен сигнал, модулиран с постоянен сигнал със звукова честота. Демодулаторната глава ще измери честотната характеристика на усилвателя както по отношение на високата, така и по отношение на звуковата честота.

Демодулаторната глава е подобна на описаната в предишния раздел високочестотна глава с еднопътен детектор, като разликата се състои в допълнително включените малък кондензатор C_1 и паралелен резистор R_2. Тези два елемента действуват като филтър. Изходното напрежение на демодулаторната глава има постоянна и променлива съставна. Високочестотната носеща честота се преобразува в постоянно напрежение, приблизително равно по стойност на върховата стойност на високочестотното напрежение. Модулиращият нискочестотен сигнал се появява на изхода на демодулаторната глава като променлива съставна на изходния сигнал.

При използуването на демодулаторната глава външният измервателен уред се превключва за измерване на постоянно напре-

жение и с него се измерва ефективната стойност на високочестотното напрежение. След това уредът се превключва за измерване на променливо напрежение и измерва модулиращия сигнал. Калибриращият резистор R_1 се подбира така, че при измерване на по-



Фиг. 4-64. Демодулаторна глава

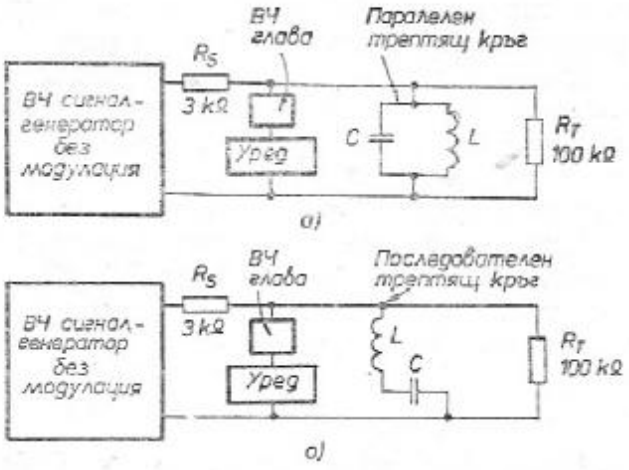
стоянни напрежения външният уред да отчита ефективни стойности на входния сигнал на демодулаторната глава. Методиката на калибриране е същата като описаната в предишния раздел, но трябва да се използува схемата от фиг. 4-64. Освен това трябва да се помни, че съпротивлението на R_1 се подбира при измерване на високочестотния сигнал (не при измерване на модулиращия сигнал) и при външен измервател, включен на постояннотоков обхват.

4-11.2. Измерване на резонансната честота на *LC*-вериги

След като една *LC*-верига е проектирана, като са използувани изчислените стойности, получени по формулите от раздел 4-1, често се налага да се измери действителната резонансна честота. За измерване на резонансната честота на паралелен или последователен трептящ кръг може да се използуват сигнал-генератор и измервателен уред. Генераторът трябва да може да даде сигнал с честота, равна на резонансната честота на трептящия кръг, и измервателният уред трябва да е в състояние да измери сигнали с такава честота. Ако резонансната честота е по-висока от честотите на работния обхват на уреда, трябва да се използува висо-

кочестотна детекторна глава. По-долу е дадена методиката за измерване на резонансната честота на трептящи кръгове.

1. Свържете уредите, както е показано на фиг. 4-65. При измерване на резонансната честота на паралелни трептящи кръгове



Фиг. 4-65. Измерване на резонансната честота на *LC*-вериги

използувайте опитната постановка от фиг. 4-65 *а*, а при измерване резонансната честота на последователни трептящи кръгове — схемата от фиг. 4-65 *б*.

2. Подберете изходния сигнал на генератора така, че стрелката на измервателния уред да се отклони приблизително до средата на скалата. Използувайте немодулиран сигнал от генератора.

3. Увеличавайте бавно честотата на изходния сигнал на генератора, като започнете с честота, която е доста по-ниска от най-ниската възможна резонансна честота на изследвания трептящ кръг. Ако не знаете каква би могла да бъде най-ниската очаквана резонансна честота на трептящия кръг, започнете с най-ниската честота, която може да осигури генераторът.

4. Ако измервачето се прави с цел определяне на резонансната честота на паралелен трептящ кръг, изменяйте честотата на генератора, докато се получи максимално отклонение на стрелката на измервателния уред.

5. При измерване резонансната честота на последователен трептящ кръг честотата на генератора се изменя, докато се получи минимално отклонение на стрелката на измервателния уред.

6. Резонансната честота на изследвания трептящ кръг е тази, при която се получава максимално (за паралелен кръг) или минимално (за последователен кръг) отклонение на стрелката на измервателния уред.

7. Максимално или минимално отклонение на стрелката на измервателния уред може да се получи и при хармонични на основната резонансна честота. Затова е добре преди измерването да е известна приблизително очакваната резонансна честота.

8. Съпротивлението на товарния резистор $R_т$ не е особено важно. Този резистор е включен паралелно на трептящия кръг и разширява резонансната му характеристика (намалява качествения фактор на кръга). Така максималното отклонение на стрелката на уреда, по което се отчита резонансната честота, се достига постепенно и може да се забележи по-точно. Подходяща начална стойност на съпротивлението на $R_т$ е 100 kΩ. За разширяване на пропусканата честотна лента (така че максимум или минимум на показанието да се достига по-бавно) съпротивлението на $R_т$ трябва да се намали под 100 kΩ. За стесняване на пропусканата честотна лента на кръга (получаване на по-остра резонансна характеристика) съпротивлението на $R_т$ трябва да се увеличи.

4-11.3. Измерване индуктивността на бобини

След като една бобина е проектирана и изработена според указанията, дадени в раздел 4-1, често се налага да се измери действителната ѝ индуктивност. За измерването на индуктивността на бобината може да се използува измервателен уред (мултицет или друг волтметър), свързан към сигнал-генератор, високочестотна глава и постоянен кондензатор с точно известен капацитет. Генераторът трябва да може да даде сигнал с честота, равна на резонансната честота на образувания от бобината и кондензатора трептящ кръг. Високочестотната глава се използува, ако резонансната честота на кръга е над работния честотен обхват на измервателния уред. Измерването на индуктивността на бобини се извършва в следната последователност:

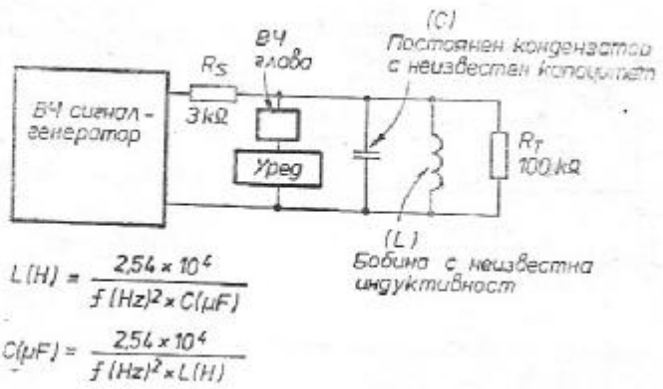
1. Свържете уредите, както е показано на фиг. 4-66. Използувайте кондензатор с капацитет 10 μF, 100 pF или с някаква друга подходяща точна стойност, която облекчава изчисленията.

2. Подберете изходния сигнал на генератора така, че стрелката на измервателния уред да се отклони до средата на скалата. При измерването използувайте немодулиран сигнал.

3. Увеличавайте бавно честотата на генератора, като започнете с честота, доста по-ниска от очакваната резонансна честота на трептящия кръг, образуван от бобината и кондензатора. Ако не можете да прецените каква ще бъде резонансната честота на трептящия кръг, започнете с най-ниската честота на генератора.

4. Увеличавайте честотата на изходния сигнал на генератора, докато се получи максимално отклонение на стрелката на измервателния уред. Така се определя резонансната честота на кръга.

5. След като определите резонансната честота, използувайте формулите от фиг. 4-66, за да пресметнете стойността на неизвестната индуктивност при известен капацитет на кондензатора.



Фиг. 4-66. Измерване на индуктивността и капацитета на *LC*-вериги

6. Имайте пред вид, че същата методика може да се използува за определяне на неизвестна стойност на капацитет на кондензатор при известна индуктивност на бобината.

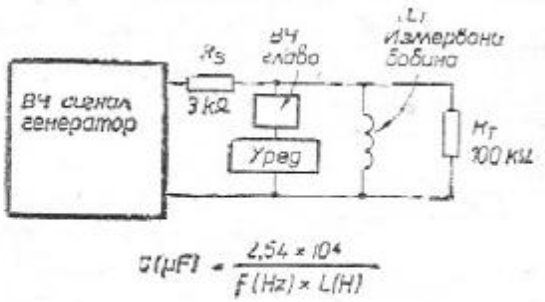
4-11.4. Измерване собствената резонансна честота и на собствения капацитет на бобина

Независимо от това, как е проектирана и изработена една бобина, тя винаги ще има собствен капацитет. Този разпределен паразитен капацитет образува заедно с индуктивността на бобината трептящ кръг. Собствената резонансна честота на бобината обикновено е много по-висока от работната честота, при която се използува бобината. Тя обаче може да съвпадне или да бъде близо до някой висш хармоник на работната честота и да ограничи използуваемостта на бобината в трептящи кръгове за различни честоти. Някои бобини и особено високочестотните дросели могат да имат повече от една собствена резонансна честота.

За определяне собствената резонансна честота и разпределения капацитет на бобината се използува опитната постановка, показана на фиг. 4-67. Генераторът трябва да бъде в състояние да осигури сигнал с честота, равна или по-голяма от очакваната резонансна честота на трептящия кръг, а измервателният уред трябва да измерва сигнали с такава честота. Ако се налага, използувайте високочестотна глава. По-долу е описана последователността на манипулациите при измерването:

1. Свържете апаратурата, както е показано на фиг. 4-67.

2. Подберете размаха на изходния сигнал на генератора така, че стрелката на измервателния уред да се отклони приблизително до средата на скалата. При измерването се използува немодулиран сигнал.



Фиг. 4-67. Измерване на собствената индуктивност и на паразитния капацитет на бобина

3. Изменяйте честотата на генератора в целия му обхват, като отбелязвате всеки максимум или минимум на отклонението на стрелката на уреда. Те отговарят на една от собствените резонансни честоти на бобината. Честотата на генератора в този момент отговаря на резонансната честота на бобината. Проверете дали максималното или минималното отклонение на стрелката не се дължи на промяна на нивото на изходния сигнал на генератора. Дори най-добрите лабораторни генератори биха могли да не дават постоянен по размах изходен сигнал в целия си честотен обхват.

4. Тъй като резонансната честота на бобината може да не бъде една единствена, измерването трябва да се направи в целия честотен обхват на генератора. Опитайте се да покриете честотния обхват поне до третия хармоник на използуваната работна честота на стъпалото.

5. След като е определена собствената резонансна честота на бобината, по формулата от фиг. 4-67 може да се изчисли и разпределеният паразитен капацитет на бобината.

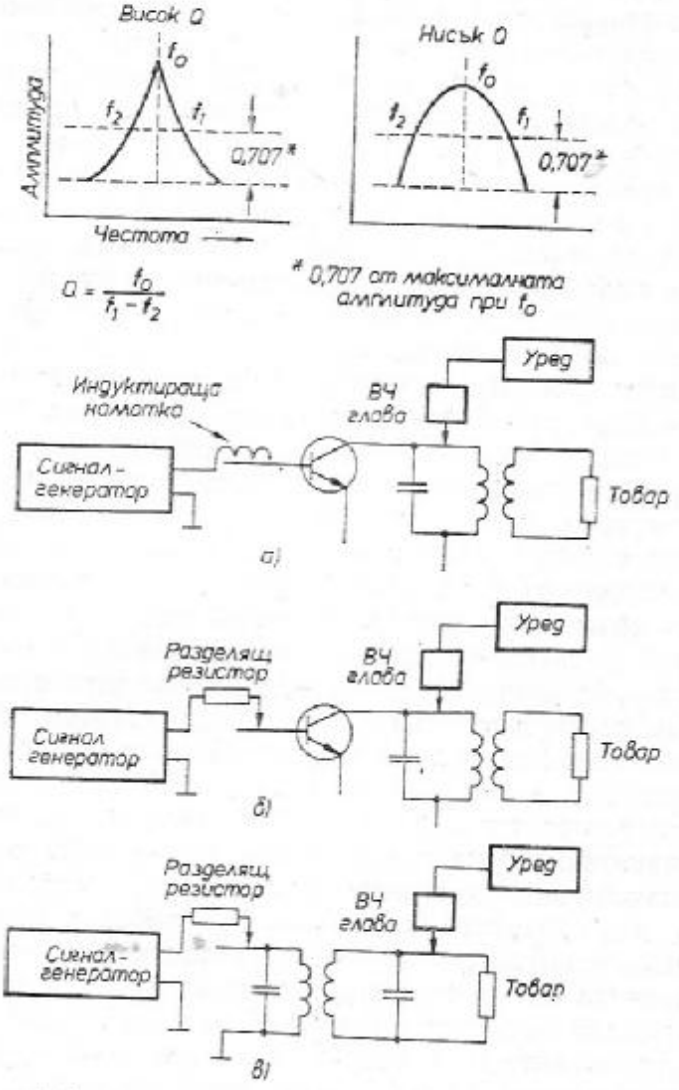
4-11.5. Измерване качествения фактор на трептящи кръгове

Както беше обяснено в раздел 4-1, качественият фактор на кръга зависи от отношението на реактивното и активното съпротивление на елементите. Трептящ кръг с висок качествен фактор, при който реактивното съпротивление е голямо в сравнение с активното, има тясна пропускана честотна лента (остра резонансна характеристика). Ниският качествен фактор обуславя широка пропускана честотна лента. Качественият фактор на кръга зависи от качествените фактори на отделните елементи (бобина, кондензатор и др.).

Крайната цел на проектирането на трептящи кръгове е осигуряване на определена пропускана честотна лента (тясна или широка в зависимост от поставените изисквания). Затова най-

правилно е да се измери широчината на пропусканата честотна лента около резонансната честота на кръга.

Качественият фактор на кръга може да се измери, като се използуват сигнал-генератор и измервателен уред с високо-



Фиг. 4-68. Измерване на Q-фактора на трептящи кръгове

честотна детекторна глава. Най-добре е да се използува електронен волтметър, защото той има много голямо входно съпротивление и не товари допълнително трептящия кръг.

На фиг. 4-68 *а* е показана схема за измерване Q-фактора на кръга, при която сигнал-генераторът е свързан направо към входа на стъпалото, а на фиг. 4-68 *б* е показано индиректно свързване на генератора към входа на стъпалото.

Когато стъпалото има достатъчно усилване и може да осигури добра и удобна за отчитане стойност на показанието на волтметъра, се препоръчва индиректният метод за подаване на сигнала на генератора (през разделящ резистор). Всеки сигнал-генератор има някакъв изходен импеданс (например изходен резистор със съпротивление 50 Ω). Ако това съпротивление се свърже непосредствено към един настроен трептящ кръг, неговият Q-фактор намалява и се увеличава широчината на пропусканата честотна лента. В някои случаи изходното съпротивление на генератора може сериозно да разстрои трептящия кръг.

На фиг. 4-68 *в* е показана схемата за измерване на качествения фактор на отделен елемент на стъпалото (например междинночестотен трансформатор). Съпротивлението на разделящия резистор не е особено критично и обикновено е от порядъка на 100 кΩ. Измерването на качествения фактор на трептящи кръгове се извършва по следния начин:

1. Свържете уредите, както е показано на фиг. 4-68 *а*, *б* или *в*, като изберете най-изгодния за случая вариант. Обърнете внимание на това, че на фиг. 4-68 *в* е начертан товарен резистор. Ако проектираната схема нормално ще работи с товар, най-правилно е при измерване качествения фактор на кръга той да бъде натоварен със същото съпротивление. За имитиране на товара може да се използува постоянен резистор. Качественият фактор на трептящия кръг често зависи от стойността на товара.

2. Настройте сигнал-генератора на резонансната честота на трептящия кръг. Използувайте немодулиран изходен сигнал.

3. Изменяйте честотата на генератора, докато се получи максимално отклонение (най-голямо показание) на стрелката на измервателния уред.

4. Намалете честотата на изходния сигнал на генератора толкова, че показанието на уреда да спадне до 0,707 от отчетеното преди максимално показание. Запишете тази честота на генератора. За да облекчите измерванията, добре е размахът на изходния сигнал на генератора да се подбере така, че при резонансната честота на кръга измервателният уред да покаже някаква кръгла стойност, например 10 V или 1 V. Така ще бъде по-лесно да определите и честотата, при която показанието на уреда ще намалее до 0,707 от максималната стойност.

5. Увеличете честотата на генератора над резонансната честота на трептящия кръг, докато показанието на уреда отново спадне на 0,707 от максималната стойност. Запишете честотата на генератора.

6. Изчислете качествения фактор на кръга, като използувате уравнението на фиг. 4-68.

4-11.6. Измерване импеданса на трептящи кръгове

Всеки трептящ кръг има някакъв импеданс при резонансната си честота. При промяна на честотата импедансът на кръга също се променя. Теоретически последователният трептящ кръг има нулев импеданс, а паралелният трептящ кръг — безкрайно голям импеданс при резонансната честота на кръга. На практика обаче не е възможно да се получат такива стойности на импеданса, защото всеки трептящ кръг има и някакво активно съпротивление.

При проектирането на високочестотни стъпала често се налага да се измери действителният импеданс на изработения трептящ кръг за някаква определена честота. Освен това може да се окаже необходимо определянето на импеданса на един от елементите на кръга, така че след това останалите елементи да бъдат изчислени в зависимост от стойността на този импеданс. Например междинночестотните трансформатори имат импеданс на първичната и вторичната намотка, който не винаги е известен и затова се налага да бъде измерен.

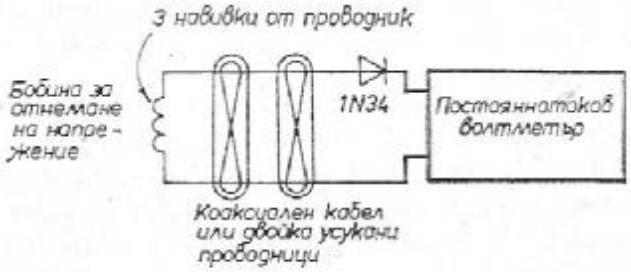
Импедансът на трептящ кръг или на отделен елемент се измерва, като се използуват сигнал-генератор и измервателен уред с високочестотна детекторна глава. Най-добре е да се използува електронен волтметър, защото той има много голямо входно съпротивление и не натоварва трептящия кръг. Така се постига по-голяма точност на измерването.

Методиката на измерването на импеданс при високи честоти е същата както тази за измерване при ниски честоти (раздел 2-12.7), с изключение на следното:

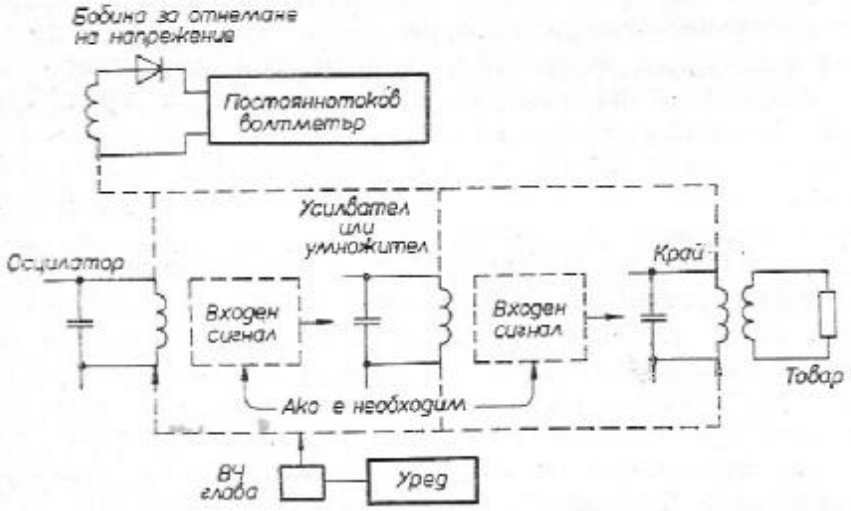
Като източник на сигнал трябва да се използува високочестотен сигнал-генератор. Волтметърът трябва да бъде снабден с високочестотна детекторна глава. Ако измерваната резонансна верига има „вход" и „изход" (например ако това е междинночестотен трансформатор), намотката, която не се измерва в момента, трябва да бъде натоварена с нормалния си товар. Когато се измерва импедансът на първичната намотка на трансформатор, вторичната му намотка трябва да бъде натоварена. Товарът може да се имитира с резистор с постоянно съпротивление. Ако трябва да се измери импедансът на настроен трептящ кръг, се подава постоянен сигнал от генератора и се регулира настройката на кръга, докато се получи максимално показание на волтметъра. След това се измерва импедансът при резонансната честота на кръга. След като се определи импедансът на кръга при резонансната му честота, може да се промени честотата на генератора и да се измери импендансът на кръга при няколко други честоти.

4-11.7. Изпробване на високочестотни стъпала на предавател

С помощта на измервателен уред (волтметър) с високочестотна детекторна глава е възможно да се настройват и изпробват високочестотни стъпала на предавател. Ако не разполагате с високочестотна глава (или искате да направите измерването по



Фиг. 4-69. Измерване на високочестотни сигнали с бобина за отнемане на напрежение



Фиг. 4-70. Измерване на усилването на резонансни стъпала

друг начин), използувайте схемата от фиг. 4-69. Схемата се състои от бобина за отнемане на напрежение, която се разполага близо до бобината на измервания трептящ кръг, и от изправителен диод, който превръща високочестотното напрежение в постоянно. То се измерва с постояннотоков волтметър. Методиката за настройка е следната:

1. Свържете уредите, както е показано на фиг. 4-70. Ако стъпалото, което изпробвате, е усилвател и преди него в схема-

та няма осцилатор, за източник на сигнал трябва да послужи външен високочестотен генератор. Използувайте немодулиран сиг-сигнал с правилно подбрана честота.

2. Последователно свързвайте волтметъра (чрез детекторната глава) към всяко стъпало на предавателя. Започнете с първото стъпало (това ще бъде осцилаторът, ако настройвате целия предавател) и преминавайте през всички стъпала, докато стигнете до изходното.

3. Волтметърът трябва да даде някакво показание при измерването на всяко стъпало. Обикновено това показание става все по-голямо с всяко следващо стъпало. Някои стъпала обаче могат да бъдат умножители на честота и да не дават усилване по напрежение.

4. Ако трябва да настроите отделно стъпало, с настройващия елемент на трептящите кръгове трябва да постигнете получаването на максимално показание на волтметъра. Ако стъпалото нормално работи с товар (както например крайното стъпало е натоварено с импеданса на антената), товарът трябва да бъде свързан при измерването или трябва да се имитира по подходящ начин. За честоти до около 250 MHz за имитация на товара може да се използува резистор с постоянно съпротивление.

5. Трябва да се отбележи, че при този начин на измерване не може да се гарантира, че всяко стъпало е настроено на желаната резонансна честота. Възможно е да се получи максимално показание на волтметъра при някоя хармонична на основната работна честота. Като правило обаче високочестотните стъпала на предавателя се проектират така, че да не могат да бъдат настройвани в резонанс както с основната работна честота, така и с някоя от нейните хармонични. Обикновено междинните кръгове на стъпалата на предавателя се настройват малко встрани от резонансната честота, но не и на някоя от нейните хармонични, освен ако кръгът е силно разстроен или изчисленията при проектирането му са били съвсем неточни.

4-11.8. Изпробване на високочестотни стъпала на радиоприемници

Изпробването и настройката на високочестотните стъпала на радиоприемниците (описани в раздели 4-6÷4-10) може да се извърши със сигнал-генератор и волтметър. Същите измервания могат да се направят и с вобел-генератор и осцилоскоп. При използуване на сигнал-генератор и волтметър последователността на работа е следната: приемниците за амплитудно модулирани сигнали, както и тези за честотно модулирани сигнали се нуждаят от настройка на високочестотния и междинночестотния усилвател. Приемниците за УКВ-ЧМ сигнали се нуждаят и от настройка

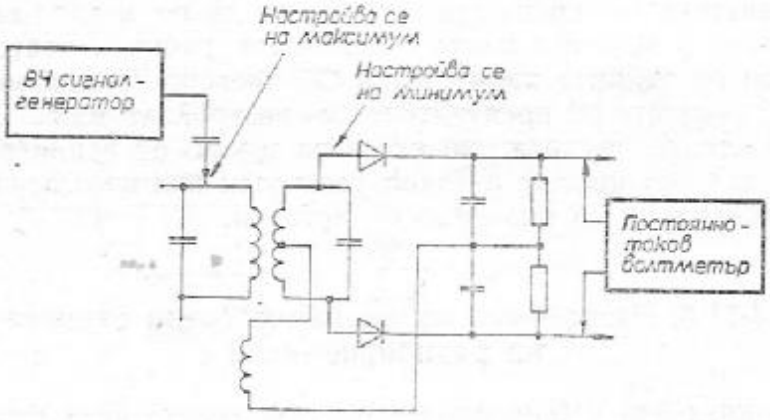
на честотния дискриминатор (или на дробния детектор). Нормалната последователност на настройката на един УКВ-приемник е следната: 1. детектор; 2. междинночестотен усилвател (ограничител); 3. високочестотен усилвател (осцилатор — смесител-преобразувател на честотата. Следващите правила са валидни както при изпробването на целия приемник, така и при измерването на отделни негови стъпала.

Ако се изпробва приемникът като цяло и ако приемникът има стъпало за АРС-АРУ, то трябва да се изключи. Това става найдобре, като по веригата на АРУ се подаде постоянно напрежение с полярност, обратна на създаваната нормално от детектора. Това фиксирано преднапрежение трябва да бъде достатъчно голямо, за да надделее над преднапрежението, създавано от детектора (нормално то е между 1 и 2 V). При изключване на схемата за АРУ усилването на съответното стъпало се променя. След завършване на настройката веригата на АРУ трябва да се възстанови.

Когато се настройват отделни стъпала на приемника, схемата за АРУ може да не се изключва.

4-11.8.1. Настройване на честотен детектор

1. Свържете уредите, както е показано на фиг. 4-71 (при настройка на честотен дискриминатор) или на фиг. 4-72 (при настройка на дробен детектор).



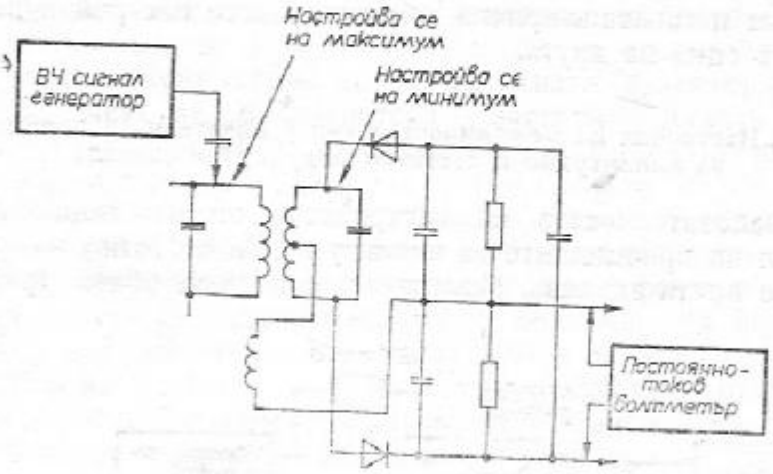
Фиг. 4-71. Настройка на честотен дискриминатор

2. Включете волтметъра за измерване на постоянно напрежение.

3. Нагласете честотата на генератора равна на междинната честота (обикновено 10,7 MHz). Използувайте немодулиран сигнал.

4. Настройте вторичната намотка на трансформатора (чрез

променлив кондензатор или с феритната сърцевина), така, че волтметърът да даде минимално показание. Разстройте малко трансформатора в двете посоки, за да се убедите, че сте отчели точно минимума на напрежението. При настройване на честотни де-



Фиг. 4-72. Настройка на дробен детектор

тектори са удобни волтметри, които имат скала с нула в средата.

5. Подберете честотата на сигнал-генератора малко под междинната честота (например 10,625 MHz при междина честота 10,7 MHz). Запишете показанието на волтметъра. Ако стрелката на уреда бие наляво, сменете полярността на уреда или размените кабелите (при настройката на честотни детектори не се използува високочестотна глава).

6. Подберете честотата на сигнал-генератора малко над междинната честота. Ако при предишното измерване (т. 5) честотата на генератора е била с 0,075 MHz по-ниска от междинната (10,7—0,075=10,625), сега тя трябва да бъде точно с толкова по-висока (10,7+0,075=10,775).

7. Показанието на уреда при двете измервания трябва да бъде приблизително еднакво, като разликата е само в полярността. Ако например стрелката на уреда при измерването по т. 5 се отклони на 7 деления „под" нулата, а при измерването по т. 6— на 7 деления над нулата, честотният детектор е симетриран. Ако детекторът не може да бъде балансиран, причината е обикновено голямата разлика в параметрите на двата диода или на други елементи.

8. Настройте генератора отново на междинната честота 10,7 MHz.

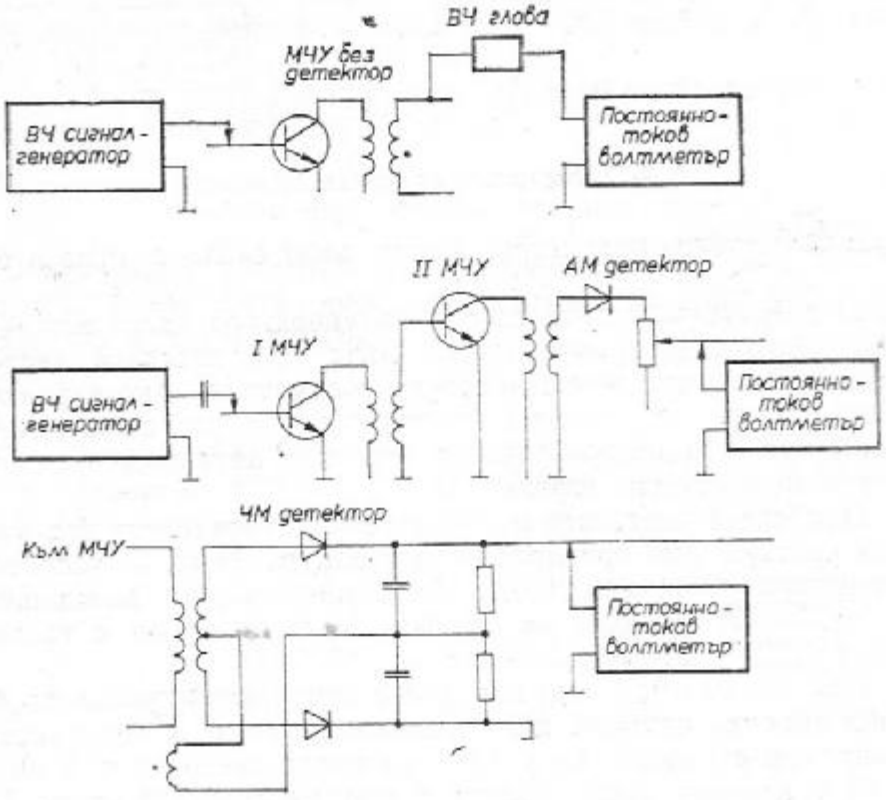
9. Настройте първичната намотка на трансформатора (чрез променливия кондензатор или с феритна сърцевина) така, че да

се получи максимално показание на волтметъра. Така първичната намотка на трансформатора се настройва точно на резонансната честота.

10. Повторете измерванията по т. 4÷8, за да се убедите, че при настройката на първичната намотка на трансформатора не е разстроена неговата вторична намотка. Двете настройки неизбежно влияят една на друга.

4-11.8.2. Настройка на междинночестотни усилватели на приемници за амплитудно и честотно модулирани сигнали

Последователността на настройката на междинночестотния усилвател на приемниците за амплитудно и честотно модулирани сигнали е почти еднаква. Измервателният уред обаче трябва да



Фиг. 4-73. Настройка на междинночестотен усилвател на приемници за амплитудно и честотно модулирани сигнали

се включва към различни точки на съответния детектор, както е показано на фиг. 4-73. Волтметърът в двата случая се използува за измерване на постоянно напрежение и не се използува високочестотна детекторна глава. В случаите, когато междинночестотните усилватели се изпробват самостоятелно, волтметърът

се включва преди съответния детектор и тогава трябва да се използува високочестотна детекторна глава. Както е показано на фиг. 4-73, високочестотната глава се включва към вторичната намотка на последния междинночестотен трансформатор.

1. Свържете уредите, както е показано на фиг. 4-73.

2. Превключете волтметъра за измерване на постоянни напрежения и го свържете към съответната точка от схемата (според случая се използува или не високочестотната детекторна глава).

3. Включете сигнал-генератора и настройте честотата на изходния сигнал така, че да бъде равна на междинната честота на приемника (обикновено 10,7 MHz за ЧМ-сигнали и 455 kHz за АМ-сигнали). Използувайте немодулиран сигнал от генератора.

4. Настройте последователно всички междинночестотни трансформатори (чрез променлив кондензатор или с феритна сърцевина) така, че да се получи максимално показание на волтметъра. Започнете настройката от последния междинночестотен трансформатор. При настройката на всяка намотка (трептящ кръг) се стремете да получите максимално показание на волтметъра.

5. Повторете измерването, за да се убедите, че настройката на един от трансформаторите не се отразява на настройката на останалите. Често отделните настройки са взаимно зависими.

4-11.8.3. Настройка на високочестотните усилватели на приемниците за АМ и ЧМ-сигнали

Методиката за настройката на високочестотните стъпала (високочестотен усилвател, осцилатор, смесител-преобразувател на честотата) на приемниците за амплитудно и честотно-модулирани сигнали е приблизително една и съща. Волтметърът отново трябва да се свърже към съответната точка на измерване. При настройката на високочестотните стъпала на приемника могат да се използуват същите точки на измерване, в които се свързва волтметърът при настройката на междинночестотния усилвател. Ако обаче се настройва отделен високочестотен усилвател, волтметърът трябва да се свърже към вторичната намотка на изходния трансформатор на усилвателя чрез високочестотна детекторна глава. Измерването извършете в следния ред:

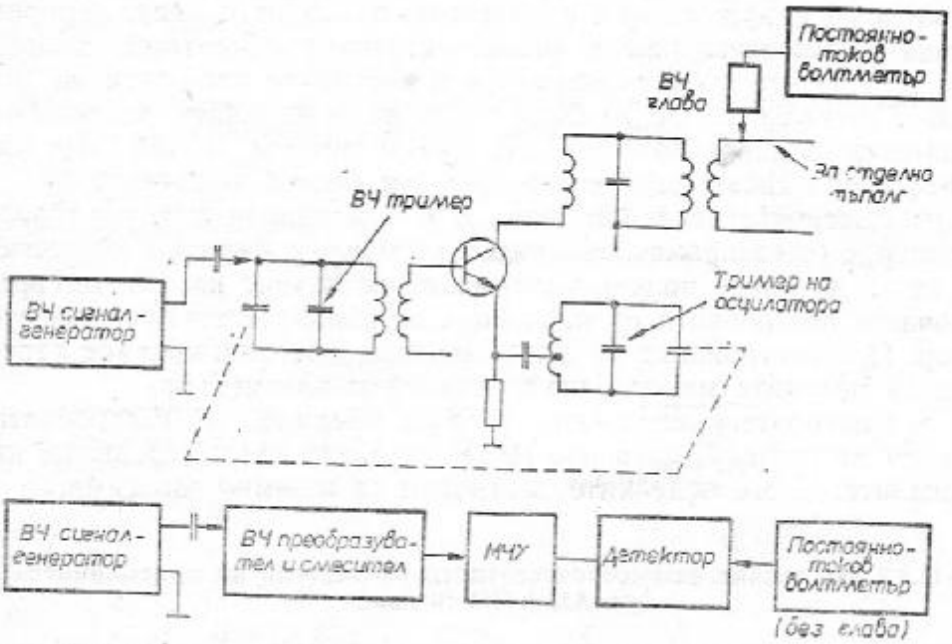
1. Свържете уредите, както е показано на фиг. 4-74.

2. Превключете волтметъра за измерване на постоянно напрежение и го свържете към съответната точка на измерване (със или без високочестотна детекторна глава в зависимост от случая).

3. Подберете честотата на генератора близо до горната гранична честота на работния обхват на приемника (обикновено 107 MHz за УКВ-приемник и 1400 kHz за приемник за средни вълни). Използувайте немодулиран сигнал от генератора.

4. Настройте тримера на високочестотния усилвател така, че да се получи максимално показание на волтметъра.

5. Настройте генератора близо до долната гранична честота на работния обхват на приемника (примерно 90 MHz за УКВ-приемник и 600 kHz за приемник за средни вълни).



Фиг. 4-74. Настройка на високочестотния усилвател и на самоосцилиращ смесител

6. Настройте тримера на осцилатора така, че да се получи максимално показание на волтметъра.

7. Повторете настройката, за да се убедите, че трептящите кръгове са спрегнати добре в целия работен обхват.

5

СХЕМИ ЗА ГЕНЕРИРАНЕ И ОБРАБОТВАНЕ НА СИГНАЛИ

5-1. ОСНОВНИ СЪОБРАЖЕНИЯ ПРИ ПРОЕКТИРАНЕТО НА ГЕНЕРАТОРИ

Всички основни съображения, изложени в глава 1, са валидни и за транзисторните генератори. Специално внимание трябва да се обърне на това, как се тълкуват справочните данни (раздел 1-2), на определянето на параметрите на транзисторите при различни честоти (раздел 1-3), на температурния режим на стъпалото (раздел 1-4) и на използуваните схеми за преднапрежение (раздел 1-6).

При проектирането на генератори главната цел е да се застави генераторът да работи на точно определена честота и да осигури желаната изходна мощност. Повечето генератори имат изходна мощност под 1 W. Много от транзисторите са в състояние да разсейват такава мощност без радиатор.

Друга трудност е правилният избор на режима на работа на транзисторния генератор. Ако генераторът работи непрекъснато в режим клас А (преходът емитер-база е отпушен през цялото време), изходният сигнал ще бъде с минимални нелинейни изкривявания, но стъпалото ще има малък коефициент на полезно действие (к. п. д.). Коефициентът на полезно действие на генераторите, работещи в режим клас А, обикновено е 30%. За получаването на изходен сигнал с мощност 1 W е необходима „входна“ мощност около 3 W. При проектирането на генератори „входна“ се нарича мощността, получена при умножаването на напрежението на колектора на транзистора и постоянния ток на колектора. Разсейваната мощност на транзистора също трябва да се пресмята въз основа на входната мощност на генератора. По тези причини генератори, работещи в режим клас А, рядко се използуват при високи честоти и приложението им е ограничено само за тези случаи, в които най-важно е да се получи изходен сигнал с минимални нелинейни изкривявания.

Генераторите, работещи в режим клас С (преходът емитер—база е запушен винаги когато липсва сигнал на обратната връзка), имат много по-голям к. п. д. (обикновено около 70%). Следователно 1 W изходна мощност се осигурява при входна мощност от порядъка на 1,5 W. Намаляват и изискванията към топ-

лоотвеждащите радиатори. При високочестотните генератори формата на изходния сигнал не е така важна и затова те почти винаги работят в режим клас С.

Един от недостатъците на генераторите, работещи в клас С, е, че те може да не се самовъзбудят при обратно преднапрежение на прехода емитер-база. Този недостатък се преодолява, като преходът на транзистора се отпушва първоначално и протича начален колекторен ток (докато заработи генераторът). Схемното решение е да се постави в емитера на транзистора резистор за обратна връзка (който не е шунтиран с кондензатор). Протичащият през транзистора ток ще формира върху резистора запушващо преднапрежение.

Особената трудност при тази схема е, че при твърде голямо запушващо напрежение транзисторът може да се запуши и при тази полувълна на сигнала, когато трябва да е отпушен. За да се поддържа правилно преднапрежение, се налага формирането на променливо преднапрежение, като се изправя част от изходния сигнал на генератора и изправеното напрежение се филтрира с кондензатор с голям капацитет. На практика като изправител се използува преходът база-емитер на транзистора, а за филтров кондензатор се използува кондензаторът за връзка към базата на транзистора (той поддържа правилното преднапрежение, когато транзисторът е отпушен).

Тъй като преднапрежението е променливо (изменя се в зависимост от размаха на изходния сигнал на генератора), зарядът на кондензатора също трябва да се променя. Ако капацитетът на кондензатора е твърде малък, генераторът може да не заработи веднага или изходният му сигнал ще бъде изкривен. Ако капацитетът е много голям, зарядът му се изменя бавно и генераторът ще работи с прекъсвания (като блокинг-генератор).

Като обобщение може да се каже, че ако транзисторът е в състояние да осигури необходимата изходна мощност при желаната работна честота и ако елементите на трептящия кръг на генератора са оразмерени правилно, единственият проблем при проектирането е получаването на променливо преднапрежение. Често най-рационалният метод е този на пробите и грешките, приложен върху лабораторен макет.

Високочестотните генератори работят с трептящи кръгове. Затова всички основни съображения, посочени в раздел 4-1, са валидни и за резонансните вериги на високочестотните генератори. По същата причина трябва да се проучат сведенията, дадени в раздел 4-3, ако високочестотният генератор ще работи заедно с умножители на честота и/или усилватели на мощност.

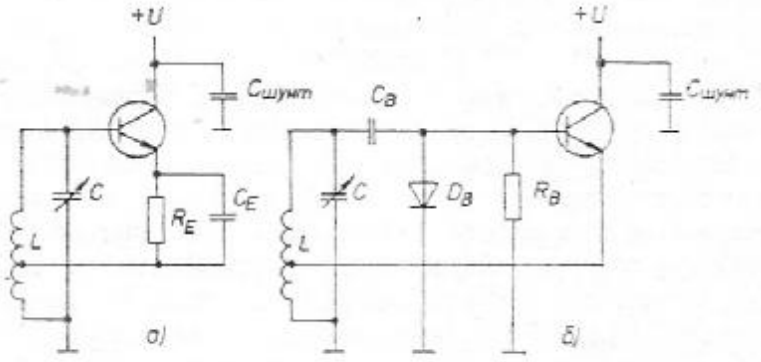
5-2. *LC* И КВАРЦОВО СТАБИЛИЗИРАНИ ГЕНЕРАТОРИ

LC-генераторите използуват като честотно определящи елементи бобини (индуктивности) и кондензатори (капацитети). Обикновено бобините и кондензаторите са свързани в паралелни или последователни кръгове, които са настроени на желаната резонансна честота. Настройката се извършва или с бобината, или с кондензатора, като съответният елемент трябва да бъде променлив. С транзистори могат да се проектират генератори на Колпитц и на Хартлей. Това са класически схеми, използувани и в ламповата техника. Те са известни още под названията капацитивна и индуктивна триточка. Общо взето, по-често използуван е генераторът на Колпитц.

LC-генераторите могат да бъдат кварцово стабилизирани. Това значи, че за установяване на честотата на генератора се използува кварцов кристал, а настройваемият *LC*-кръг се използува за донастройка на изходния сигнал на генератора на точната работна честота. Освен двата типа генератори, споменати по-горе, съществуват още много други, които могат да работят с транзистори. Това са генераторите с кварц, включен между базата и колектора на транзистора, генератори, работещи на висши хармоници, и генератори, използуващи два транзистора за осигуряване на обратната връзка, необходима за възникване на генерации.

5-2.1. Основни схеми на транзисторни *LC*-генератори

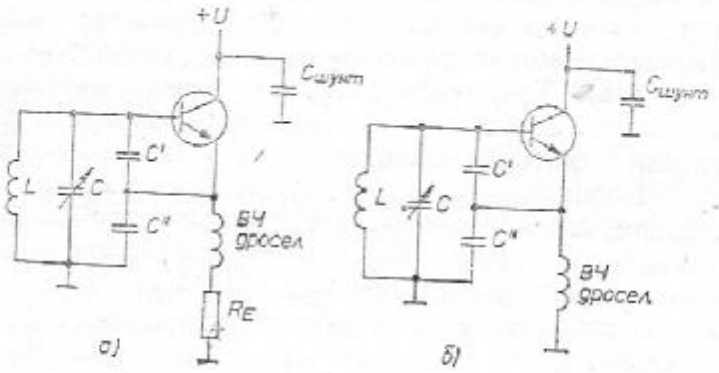
На фиг. 5-1 са показани две схеми на генератори на Хартлей. В схемата на фиг. 5-1 *а* за осигуряване на подходящо пред-



Фиг. 5-1. Схема на транзисторен генератор на Хартлей

напрежение се използува резистор в емитера на транзистора, шунтиран с кондензатор. В схемата от фиг. 5-1 *б* се използуват утечен резистор в базата на транзистора и диод за преднапрежение.

Дълбочината на обратната връзка и в двете схеми се определя от положението на допълнителния извод на бобината L. Изходният сигнал на генератора се взема или с индуктивна връзка към бобината на кръга, или чрез кондензатор към базата на транзистора



Фиг. 5-2. Схема на транзисторен генератор на Колпитц

На фиг. 5-2 са показани две схеми на генератори на Колпитц. Те се използуват по-често в апаратурите за метровия и дециметровия обхват, защото при високите честоти се срещат значителни трудности при изработването на бобини с допълнителен извод. При генераторите на Колпитц дълбочината на обратната връзка се контролира чрез отношението на капацитетите на C' и C''. Обърнете внимание на това, че в двете схеми от фиг. 5-2 трептящите кръгове са включени в базовата верига на транзистора. Обратната връзка е включена между базата и емитера на транзистора през C' и C''. В практическите схеми LC-елементите се включват в колектора на транзистора, а обратната връзка е между колектора и емитера (определена от отношението на C' към C''). На базата чрез делител на напрежение се подава фиксирано преднапрежение.

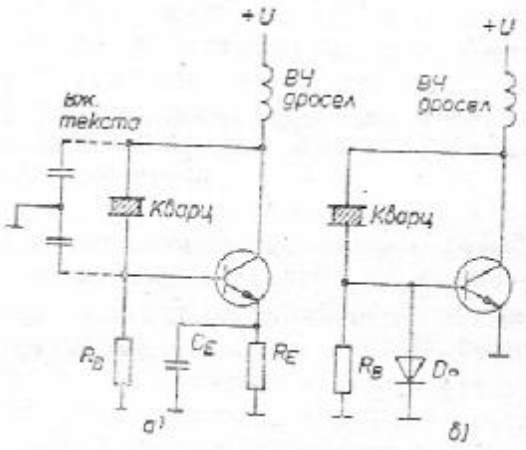
В примерите за проектиране, дадени в тази глава, режимът на транзистора се определя по-скоро от дълбочината на обратната връзка, отколкото от преднапрежението, т. е. на базата на транзистора се подава преднапрежение, което осигурява оптимална работна точка, а след това режимът на работа се установява чрез подбиране на дълбочината на обратната връзка.

Във високочестотните LC-генератори се използуват трептящи кръгове. Затова всички основни съображения, изложени в глава 4, са валидни и за резонансните вериги на LC-генераторите. По същата причина трябва да се имат пред вид сведенията, да-

дени в глава 4, когато се проектират генератори, които трябва да работят съвместно с умножители на честота и/или усилватели на мощност.

5-2.2. Основна схема на транзисторен кварцово стабилизиран генератор

Транзисторите се използуват успешно в кварцово стабилизирани генератори като показаните на фиг. 5-3. Този тип генератори е много популярен заради простотата си и заради минималния брой използувани елементи. За установяване на работната честота не са необходими *LC*-елементи. Тя се фиксира с кварц.



Фиг. 5-3. Схема на транзисторен генератор с кварцова стабилизация на честотата

При честоти под 2 MHz може да се наложи паралелно на кварца да се включи капацитивен делител на напрежение. Средната точка между двата кондензатора от делителя на напрежение трябва да бъде заземена, така че напреженията върху двата кондензатора да се дефазират на 180°.

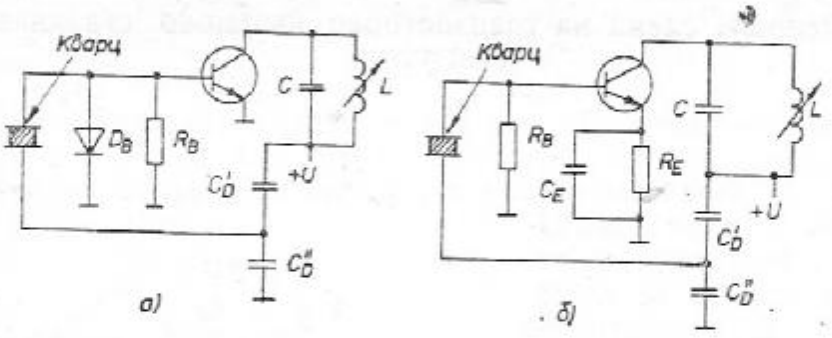
В служебните апаратури за връзка често е желателно кварцовете да работят *на висши хармонични честоти*. На фиг. 5-4 са показани две схеми, проектирани да работят в такъв режим.

Допълнителната обратна връзка към кварца се подава през капацитивен делител на напрежение, свързан паралелно на трептящия кръг. Повечето кристали работят задоволително на третата хармонична на резонансната си честота и без тази допълнителна обратна връзка, но при работа на пети или седми хармоник тя е безусловно необходима. Кварцовете и в двете схеми се свързват към средната точка на двата кондензатора C'_D и C''_D. Отношението на капацитетите на тези два кондензатора трябва да бъде приблизително 1:3, за да се осигури достатъчна дълбочина на допълнителната обратна връзка.

Схемата, показана на фиг. 5-5, работи добре и при ниски честоти. Кварцът е свързан във веригата за обратна връзка между емитерите на двата транзистора и работи в режим на последователен резонанс. Кондензаторът C_2 се използува за точна дона-

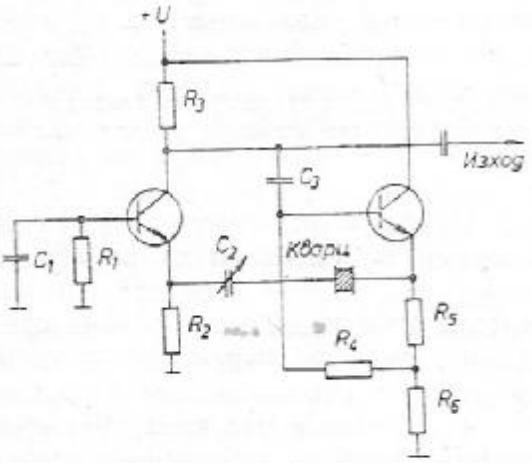
стройка на честотата на генератора. Намаляването на капацитета на C_2 увеличава малко честотата на изходния сигнал на генератора.

Транзисторните кварцово стабилизирани генератори могат да



Фиг. 5-4. Транзисторен генератор с кварцова стабилизация на честотата, позволяващ работа на висши хармонични на резонансната честота на кварца

работят с основната резонансна честота на кварца при честоти до около 25 MHz. При честоти от 20 до 60 MHz се използуват кварцове, работещи на третата хармонична на основната си резонансна честота. Кварцове, работещи на пети хармоник, се използуват при честоти между 60 и 120 MHz, а за честоти над 120 MHz се използуват кварцове, работещи на седмата хармонична на основната си резонансна честота. Обикновено горната гранична честота, при която могат да работят транзисторните кварцово стабилизирани генератори, е 150 MHz. При по-високи честоти се използува умножение на честотата.



Фиг. 5.5. Схема на нискочестотен транзисторен генератор с кварцова стабилизация на честотата

В повечето транзисторни генератори се използува последователният резонанс на кварцовия кристал. В припокриващите се честотни обхвати, където би могла да се използува или петата, или седмата хармонична на основната резонансна честота на кварца (например между 115 и 125 MHz), изходната мощност на генератора е еднаква и в двата случая. Все пак при използуването на седмата хармонична възникват някои други проблеми — настрой-

ката става по-критична и генераторът проявява тенденция да работи на пета хармонична.

Обикновено трептящият кръг на генератора се настройва в резонанс с честотата на съответната хармонична на основната резонансна честота на кварца. В същност реактивните елементи на кръга и кварцът образуват верига за връзка между изхода и входа на транзистора, която осигурява необходимото изместване на фазата на сигнала, за да се получат генерации. Предназначението на кварца е да действува като допълнителен реактивен елемент, способен да внесе голямо изместване на фаза при много малко изменение на честотата. За да се поддържа изместване по фаза 360° в затворената верига вход-изход на транзистора, промените в стойностите на реактивните елементи на кръга могат да бъдат компенсирани само в много тесни честотни обхвати, което се дължи на много високия качествен фактор на кварца и на обикновено отличната му температурна стабилност. Когато се изисква извънредно голяма стабилност на честотата на генератора, кварцът трябва да се монтира в термостат.

Кварцовете намаляват к. п. д. на генератора, защото внасят допълнителни загуби. Тези загуби се изразяват чрез последователното съпротивление на кварца, което обикновено е между 20 и 100 Ω. К. п. д. на генератора може да се повиши, като се намалят токовете през елементите, внасящи допълнителни загуби. Като правило това се прави, като към всеки от изводите на транзистора се включи високочестотен дросел. Стойностите на индуктивността на тези дросели се подбират в зависимост от работната честота, както е показано в примерите за проектиране.

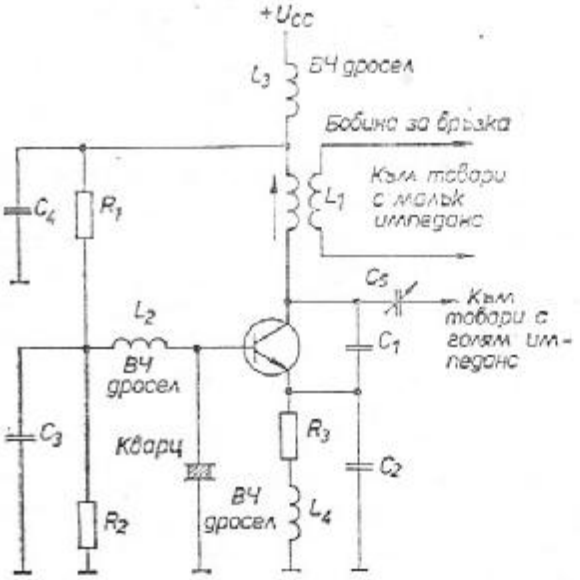
5-2.3. Практическа схема на кварцово стабилизиран транзисторен генератор

На фиг. 5-6 е показана принципна схема на кварцово стабилизиран транзисторен генератор. Това е един от многото възможни варианти на генератор на Колпитц. Изходната честота на генератора обаче е точно фиксирана и се определя от кварца. Изходният сигнал на генератора може да се изменя в тесни честотни граници чрез L_1, която се настройва с феритна сърцевина.

При проектирането на стабилни транзисторни генератори трябва да се отчетат много фактори. Общо взето, правилата, използувани при проектирането на генератори с лампи, се прилагат и за транзисторите. Честотно-определящите елементи трябва да бъдат температурно-стабилни и механичното изместване на отделните елементи трябва да бъде невъзможно.

Честотната стабилност на генератора зависи от много фактори. Например обикновено съществуват определено преднапрежение и захранващо напрежение, които осигуряват максимална че-

стотна стабилност в даден температурен обхват. Един от факторите, които се определят при проектирането, е дълбочината на обратната връзка. Тя се задава в проценти и показва каква част от изходния сигнал се подава обратно към входа на генератора чрез веригата за обратна връзка. Най-малката възможна дълбочина на обратната връзка е около 1·0%, но за най-подходяща се счита дълбочина на обратната връзка около 15%. Много рядко е необходима дълбочина на обратната връзка, по-голяма от 25÷30%, макар че има и генератори, които работят с обратна връзка 40%.



Фиг. 5-6. Практическа схема на транзисторен кварцово стабилизиран генератор

Ако работната честота на генератора е в метровия или дециметровия обхват, дълбочината на обратната връзка трябва да бъде увеличена спрямо тази на аналогичен генератор, работещ при по ниски честоти. Освен това дълбочината на обратната връзка трябва да се увеличи, ако капацитетът на трептящия кръг се увеличи прекомерно заради голямата стойност на настройващ променлив кондензатор. Резонансната честота на кръга се определя от стойностите на L и C. Ако стойността на C се избере твърде висока (при съответно по-ниска стойност на L), качественият фактор на кръга нараства и резонансната му характеристика става по-остра. При голяма стойност на индуктивността (и съответно по-малък капацитет) в кръга се въвежда по-голямо активно съпротивление, с което Q-факторът на кръга намалява и резонансната характеристика става по-широка. (Вижте раздел 4-1.1.2.)

За да се осигури максимален к. п. д. на генератора при дадени изходна мощност, захранващо напрежение и ток на транзистора, трептящият кръг (C_1, C_2, L_1 и изходният капацитет на транзистора от фиг. 5-6) трябва да бъде настроен на резонансната честота на кварца. Ако може да се приеме понижен к. п. д. на генератора, трептящият кръг би могъл да бъде настроен и на някоя от висшите хармонични на основната резонансна честота на кварца. Все пак кръгът не бива да се настройва в резонанс за

честота, по-висока от четвъртата хармонична на основната резонансна честота на кварца.

Верига за преднапрежение. Резисторите от веригата за преднапрежение R_1, R_2 и R_3 се избират с цел осигуряване на необходимия ток през транзистора при липса на сигнал. Веригата за преднапрежение се оразмерява и се изпробва по отношение на *нормалната работна точка на транзистора,* въпреки че след това той ще работи в друг режим. При работа на генератора винаги съществува обратна връзка и през транзистора винаги протича ток. Токът на колектора се подбира така, че да се осигури желаната изходна мощност. При правилно съотношение между преднапрежението и сигнала за обратната връзка изходната мощност на генератора е около 30% от входната. (Както беше пояснено, входната мощност се изчислява като произведение на напрежението на колектора на транзистора по тока през транзистора.)

Падът на напрежение върху L_1 и L_3 обикновено е много малък, така че напрежението в колектора на транзистора е приблизително равно на захранващото напрежение. Затова, за да определите необходимата стойност на колекторния ток на транзистора за получаване на желаната изходна мощност на генератора, разделете тази мощност на 0,3, за да получите необходимата входна мощност. След това разделете входната мощност на захранващото напрежение, за да получите стойността на необходимия колекторен ток на транзистора.

Сигнал за обратна връзка. Изходният сигнал на генератора се взема от колектора на транзистора и при правилно подбрано преднапрежение размахът на този сигнал е около 80% от стойността на захранващото напрежение. Дълбочината на обратната връзка се определя от отношението на капацитетите на C_1 и C_2. Ако например кондензаторите C_1 и C_2 са равни, сигналът за обратна връзка е равен на половината от изходния сигнал на генератора. Ако капацитетът на C_2 се избере три пъти по-голям от този на C_1, сигналът за обратна връзка е приблизително равен на 0,25 от изходния сигнал.

Може да се наложи да се променя съотношението на C_1 и C_2, за да се получи сполучлива комбинация между преднапрежението и сигнала за обратна връзка. Например, ако стойността на C_2 се намалява, дълбочината на обратната връзка се увеличава и генераторът започва да работи в режим, близък до клас С. Ако при постоянна стойност на C_1 капацитетът на C_2 се увеличи, дълбочината на обратната връзка намалява и генераторът променя режима си към клас А. Имайте пред вид, че всяка промяна на капацитета на C_1 или C_2 изменя и честотата на генератора. Затова, ако се изменят стойностите на C_1 или C_2, вероятно ще се наложи да се промени и стойността на L_1.

Първата опитна стойност на обратната връзка трябва да се

избере равна на или по-голяма от напрежението на запушване на транзистора. Това значи, че напрежението на сигнала за обратна връзка трябва да бъде равно на или по-голямо от напрежението, необходимо за прекъсване на тока на колектора на транзистора. При нормални условия такава дълбочина на обратната връзка трябва да бъде достатъчна за преодоляване на фиксираното преднапрежение, подадено на базата на транзистора от R_1 и R_2 и на променливото преднапрежение, създадено от R_3. Както беше обяснено, размахът на сигнала за обратна връзка обикновено е между 10 и 40% от размаха на изходния сигнал, като най-добра стабилност се постига при дълбочина на обратната връзка между 15 и 25%.

Честота. Честотата на генератора се определя от резонансната честота на кръга, образуван от L_1, C_1 и C_2, и от резонансната честота на кварца. Обърнете внимание на това, че C_1 и C_2 са свързани последователно и еквивалентният им капацитет следователно е

$$C = \frac{1}{1/C_1 + 1/C_2} \text{ или } \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}.$$

Имайте пред вид, че към C_1 трябва да се добави и изходният капацитет на транзистора. При по-ниските работни честоти на генераторите изходният капацитет на транзистора може да бъде пренебрегнат, защото той е много по-малък от използуваните в тези случаи капацитети в трептящите кръгове. При високите честоти обаче стойността на C_1 става по-малка, така че значението на изходния капацитет на транзистора нараства.

Ако изходният капацитет на транзистора при определената работна честота на генератора е например 5 pF, а използуваният в трептящия кръг конденсатор има капацитет 1000 pF или повече, влиянието на изходния капацитет на транзистора е незначително. (Приема се, че изходният капацитет на транзистора е свързан паралелно на C_1.) Ако стойността на C_1 за някаква работна честота се намали обаче например на 5 pF, то е очевидно, че паралелно включеният изходен капацитет на транзистора ще удвои тази стойност. Затова този капацитет трябва да бъде отчетен при изчисляване на стойностите на елементите на кръга.

Както вече беше казано, изходният капацитет на транзистора не винаги се посочва в справочниците. Капацитетът, внесен в кръга от изхода на транзистора, е съставен от изходния капацитет на транзистора и от така наречения обратен капацитет (капацитет колектор—база). Обратният капацитет обаче е много по-малък от изходния капацитет и обикновено не се взема пред вид.

Когато изходният капацитет на транзистора не е посочен в справочника, приблизителната му стойност може да се изчисли, ако е дадена изходната проводимост. Имагинерната част на изходната проводимост (jb_{22}) представлява реактивната проводи-

мост, чиято стойност е реципрочна на стойността на реактивното съпротивление. Затова, за да намерите какво е реактивното съпротивление, внесено в кръга откъм изводите колектор—емитер на транзистора, разделете 1 на jb. След това може да се определи и какъв капацитет има при зададената работна честота реактивно съпротивление X_C, като се използува равенството

$$C = \frac{1}{6{,}28\ f\ X_C},$$

където C е изходният капацитет на транзистора, f е работната честота, а X_C е капацитивното реактивно съпротивление, чиято стойност е реципрочна на стойността на имагинерната част (jb) на изходната проводимост.

Разбира се, при този начин на определяне на изходния капацитет на транзистора се предполага, че изходната му проводимост има капацитивен характер и че изходният капацитет остава постоянен при промяна на честотата (най-малкото, че стойността на изходната проводимост, посочена в справочника, е същата и при избраната работна честота). Нито едно от тези условия не може да бъде винаги изпълнено.

Кондензаторът C_1 може да бъде променлив. Обикновено обаче е по-лесно да се направи променлива L_1, тъй като обхватът на настройка на кварцово стабилизираните генератори е доста малък.

Нормално капацитетът на C_2 е около 3 пъти по-голям от този на C_1. Когато се налага, трябва да се отчете и влиянието на изходния капацитет на транзистора, свързан паралелно на C_1. При това съотношение между стойностите на C_1 и C_2 сигналът за обратна връзка, подаден към емитерния извод на транзистора, е около 0,25 от общото изходно напрежение (или около 0,2 от захранващото напрежение, когато е подбрано обичайното предназапрежение).

Трептящ кръг. Могат да се използуват всякакви стойности на L и C, при които се получава желаната резонансна честота. Това значи, че индуктивността може да се направи много голяма или много малка, като се подбере и съответната стойност на кондензатора. Често се налага да се съобразите с някои практически ограничения (например с какви бобини с променлива индуктивност разполагате).

При липса на някакви специални ограничения при започване на изчисленията на стойностите на елементите на кръга приемете, че капацитетът трябва да бъде 2 pF/m. Например, ако честотата е 30 MHz, дължината на вълната е 10 m и капацитетът на кръга трябва да бъде 20 pF. Дължината на вълната се определя по формулата

$$\text{дължина на вълната (в метри)} = \frac{300}{\text{честота (в MHz)}}.$$

За честоти, по-ниски от 1 до 5 MHz, „нормата“ 2 pF/m може да доведе до получаването на твърде големи стойности на индуктивността и съответно — до твърде големи по размери бобини. Затова при тези честоти капацитетът може да бъде увеличен на 20 pF/m.

Друг начин да се получат подходящи стойности на елементите на трептящия кръг е да се приеме, че индуктивното съпротивление на бобината при работната честота е между 80 и 100 Ω. Това правило е особено важно при по-ниски честоти (под 1 MHz).

Изходна верига. Изходният сигнал на генератора се подава към следващите стъпала или през бобина за връзка (към товари с нисък импеданс), или през прехвърлящ кондензатор (към товари с висок импеданс). Обикновено най-удобно е да се използува прехвърлящ кондензатор (C_5) и този кондензатор да бъде променлив. Това позволява генераторът да бъде свързван към променлив товар (товар, чийто импеданс се изменя при промяна на честотата).

Кварц. Кварцът, разбира се, трябва да има резонанс при избраната работна честота на генератора (или на честота, цяло число пъти по-ниска от работната на генератора). Все пак имайте пред вид, че к. п. д. на генератора (отношение на изходната към входната мощност) се влошава, когато генераторът се използува и като умножител на честотата. Това е показано и на фиг. 5-7, от която се вижда, че к. п. д. на генератора спада, ако се работи на висши хармонични на основната резонансна честота на кварца.

Честота на кварца (работна)	Високочестотна изх. мощност в % спрямо постояннотоковата мощност			
	основна	2 хармоник	3 хармоник	4 хармоник
Основна	30	15	10	5
Трети хармоник	25	15	10	5
Пети хармоник	20	12	7	3
Седми хармоник	20	12	7	3

Фиг. 5.7. Типични стойности на високочестотната изходна мощност на транзисторни генератори с кварцова стабилизация на честотата

Кварцът трябва да бъде в състояние да понесе общото напрежение, получено при сумирането на преднапрежението и напрежението на сигнала в базата на транзистора. Като правило кристалът трябва да може да понесе цялото захранващо напрежение, въпреки че кварцът никога не работи в такъв режим.

Шунтиращи и прехвърлящи кондензатори. Стойностите на шунтиращите кондензатори C_3 и C_4 трябва да са такива, че реактивното им съпротивление при работната честота на кварца да бъде 5 Ω или по-малко. Може да се допусне и по-високо

реактивно съпротивление (до 200 Ω). Все пак заради ниското ниво на изходния сигнал на кварца се предпочита по-малкото съпротивление.

Стойността на C_5 трябва да бъде приблизително равна на общата стойност на изходния капацитет на транзистора и C_1. Ако C_5 е променлив, средната му стойност трябва да бъде равна на споменатата по-горе.

Високочестотни дросели. Стойностите на индуктивностите на високочестотните дросели L_2, L_3 и L_4 трябва да бъдат такива, че реактивното им съпротивление при работната честота да бъде между 1000 и 3000 Ω. Дроселите трябва да са в състояние да пропуснат ток, поне с 10% по-голям от очаквания постоянен колекторен ток на транзистора. Както се вижда, реактивното съпротивление на дроселите трябва да бъде голямо. При по-ниски честоти това изискване обаче може да доведе до изработването на твърде големи дросели, които дават и твърде голям пад на напрежение.

5-2.4. Пример за проектиране на транзисторен кварцово стабилизиран генератор

Нека да предположим, че схемата от фиг. 5-6 трябва да работи при честота 50 MHz. Кръгът се настройва чрез L_1. Захранващото напрежение е 30 V. Кварцът не се повреждa при напрежение 30 V и ще работи при 50 MHz с желаната точност. Транзисторът има изходен капацитет 3 pF и издържа напрежението от 30 V. Желаната изходна мощност е 40÷50 mW.

Напрежението на колектора на транзистора е 30 V (като се пренебрегне малкият пад на напрежение върху L_1 и L_3). Съпротивленията на R_1, R_2 и R_3 трябва да се изберат така, че да осигурят колекторен ток, който при напрежение на колектора 30 V дава изходна мощност 40 до 50 mW. Изходна мощност 45 mW, разделена на 0,3, дава входна мощност от 150 mW. Това е и общата разсейвана мощност на транзистора и той трябва да може да разсее тази мощност при най-високата очаквана работна температура.

Например нека да приемем, че избраният транзистор има максимална допустима разсейвана мощност 330 mW при 25° C, максимална допустима температура 175° C и че разсейваната мощност намалява с по 2 mW/° C. Ако транзисторът работи при 100° C или със 75° повече от посочените в справочника 25°, допустимата мощност на транзистора намалява със 150 mW (75× ×2 mW° C), или 330 mW − 150 mW = 180 mW. При тези условия входната мощност на генератора се разсейва от транзистора без затруднения.

При напрежение на колектора 30 V и необходима постоянно-

токова входна мощност 150 mW токът на колектора трябва да бъде 150 mW : 30 V = 5 mA. Като се използуват указанията, дадени в раздел 1·6, трябва да се изберат съпротивленията на резисторите R_1, R_2 и R_3 така, че да осигурят ток на колектора 5 mA. Тогава при напрежение на колектора 30 V изходният сигнал ще бъде около 24 V (30 V × 0,8 = 24 V). Това, разбира се, зависи от съотношението на преднапрежението и сигнала за обратна връзка. Когато генераторът работи, токът на колектора не остава 5 mA, защото през транзистора протича импулсен ток.

За начало приемете стойност на C_2, три пъти по-голяма от тази на C_1 + изходния капацитет на транзистора. При това съотношение на стойностите на кондензаторите сигналът на обратната връзка е около 25% от изходния сигнал на генератора (24 V × 0,25 = 6 V). Като се има пред вид постоянното и променливото преднапрежение, осигурено от делителя в базата и от резистора R_3, този сигнал за обратна връзка може да се окаже голям. Все пак тази стойност може да се използува като начална при проектирането.

За да се получат приемливи стойности за L и C от трептящия кръг, нека $C_1 = 2$pF/m или 12 pF (50 MHz = 6 m). Ако C_1 е 12 pF и изходният капацитет на транзистора е 3 pF, стойността на C_2 трябва да бъде 45 pF (12 + 3 = 15; 15 × 3 = 45).

Общият капацитет, свързан паралелно на L_1, е

$$\frac{15 \times 45}{15+45} \approx 13 \text{ pF}.$$

Ако капацитетът на кондензатора на трептящия кръг е 13 pF, при резонансна честота 50 MHz индуктивността на бобината L_1 трябва да бъде

$$L_1 \text{ (μH)} = \frac{2{,}54 \times 10^4}{(50)^2 \times 13} \approx 0{,}8 \text{ μH}.$$

За удобство бобината L_1 трябва да бъде променлива и нейната индуктивност да се изменя примерно от 0,5 до 1,6 μH.

Имайте пред вид, че при неправилен избор на съотношението преднапрежение — сигнал за обратна връзка се получава изкривяване на формата на изходния сигнал или понижена изходна мощност, или и двете едновременно. В крайна сметка доказателство за правилно избрани преднапрежение и сигнал за обратна връзка е добрата форма на изходния сигнал, както и стабилността на честотата при зададената изходна мощност. Дълбочината на обратната връзка се установява от съотношението на C_1 и C_2. Всяка промяна на стойността на един от двата кондензатора изисква промяна и на стойността на L_1. Обикновено, ако при подходящи стойности на C_1, C_2 и L_1 не може да се получи добра форма на изходния сигнал и желаната изходна мощност, трябва да се смени преднапрежението на транзистора.

Стойностите на C_3 и C_4 трябва да бъдат

$$\frac{1}{6{,}28 \times 50\ \text{MHz} \times 5} \approx 630\ \text{pF}.$$

Малко по-голям капацитет, например 1000 pF, ще осигури реактивно съпротивление под 5 Ω (за работната честота).

Стойностите на L_2, L_3 и L_4 трябва да бъдат

$$\frac{2000\ \Omega}{6{,}28 \times 50\ \text{MHz}} \approx 6{,}3\ \mu\text{H}.$$

Всяка стойност между 3 и 9 μH е приемлива. Най-добрата проверка за това, дали правилно е подбрана стойността на индуктивността на високочестотните дросели, се извършва с осцилоскоп, като при работещ генератор се проверява дали в захранващите проводници е проникнал високочестотен сигнал. Проверява се в точката, в която L_3 се свързва към шината на захранващото напрежение (а не откъм страната на L_1). Високочестотно напрежение трябва да липсва или да бъде не повече от няколко микроволта (при нормален транзисторен генератор). Ако високочестотният сигнал е отстранен напълно, значи реактивното съпротивление на дроселите е достатъчно. След това проверете какъв е падът на постоянно напрежение върху дросела. Той би трябвало да бъде части от волта (обикновено микроволти).

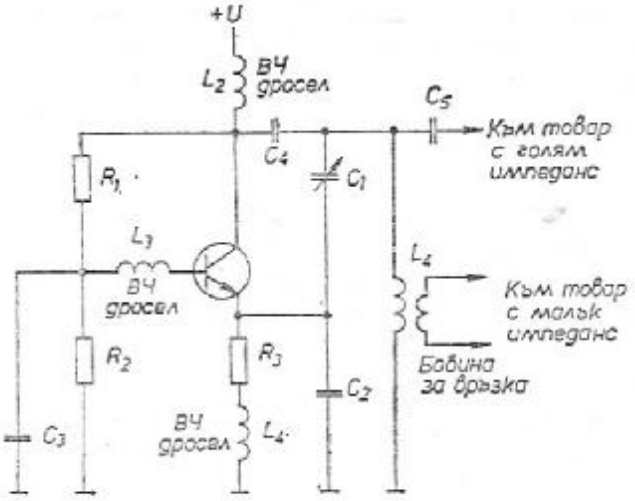
5-2.5. Генератор с възможност за плавно изменение на честотата

На фиг. 5-8 е показан генератор, чиято честота може да се изменя плавно. Това също е един от вариантите на генератор на Колпитц. Схемата е подбрана с цел да се осигури максимална стабилност на честотата на генератора за честоти до около 0,5 MHz. Генерациите се поддържат от обратната връзка, подадена към емитера на транзистора от средната точка на делителя, образуван от C_1 и C_2 (както при кварцово стабилизирания генератор).

Анализ на схемата. Всички общи съображения, посочени при обясненията за транзисторния генератор с кварцова стабилизация на честотата, са валидни и за генератора, показан на фиг. 5-8, но със следните изключения. Обикновено C_1 е променлив и с него се извършва настройката в определен честотен обхват. Ако е необходимо обаче, променлива може да бъде и L_1.

Стойностите на прехвърлящите и шунтиращи кондензатори C_3, C_4 и C_5 (ако се използуват) трябва да бъдат такива, че реактивното съпротивление на кондензаторите да бъде 200 Ω за най-ниската работна честота (когато капацитетът на C_1 е максимален) Имайте пред вид, че C_4 и изходният капацитет на транзистора могат да се сумират към C_1. При това резонансната честота на кръ

га, образуван от L_1, C_1 и C_2, ще се намали спрямо изчислената. Все пак, понеже C_1 е променлив, не трябва да се очакват затруднения при настройване на желаната резонансна честота.



Фиг. 5-8. Транзисторен генератор с плавна настройка на честотата

5-2.6. Пример за проектиране на генератор с възможност за плавно изменение на честотата

Нека да приемем, че генераторът от фиг. 5-8 трябва да се настройва за честоти от 10 kHz до 60 kHz. Захранващото напрежение е 30 V. Следователно напрежението на колектора на транзистора също е 30 V (като се пренебрегне малкият пад на напрежение върху L_2). Съпротивленията на R_1, R_2 и R_3 се подбират така, че да осигурят желания ток на колектора, както е показано в раздел 1-6. Приема се, че изходният капацитет на транзистора в работния честотен обхват е пренебрежимо малък в сравнение с капацитета на C_1. Това условие обикновено се изпълнява при по-ниските честоти (като използуваните в случая).

Ако напрежението на колектора е 30 V, постояннотоковата входна мощност се получава при умножаване на колекторното напрежение на транзистора и тока на колектора, осигурен от веригата за преднапрежение. Нека да приемем, че е избран колекторен ток 1 mA. При тези условия входната мощност е 30 mW (30 V$\times$ $\times$1 mA=30 mW). Като се приеме, че к. п. д. на генератора е около 30%, изходната мощност ще бъде около 9 mW.

При захранващо напрежение 30 V изходният сигнал може да бъде около 24 V (30 V$\times$0,8=24 V). Разбира се, това зависи от съотношението преднапрежение—сигнал за обратна връзка. Ако

C_2 е с три пъти по-голям капацитет от C_1, сигналът за обратна връзка ще бъде около 6 V (24 V$\times$0,25=6 V). Като се има пред вид преднапрежението (постоянно и променливо), създадено от делителя R_1, R_2 и от резистора R_3, този сигнал за обратна връзка може да се окаже твърде голям. Все пак тази стойност се приема за начална при проектирането.

За да се получат приемливи стойности на елементите от трептящия кръг, индуктивното реактивно съпротивление на L_1 трябва да бъде между 80 и 100 Ω при работната честота на генератора.

При индуктивно съпротивление 100 Ω и долна гранична честота на работния обхват на генератора 10 kHz индуктивността на L_1 трябва да бъде

$$\frac{100}{6{,}28\times 10\ \text{kHz}} \approx 2\ \text{mH}.$$

При индуктивност на L_1, равна на 2 mH, и долна гранична честота 10 kHz общият капацитет на C_1 и C_2 (когато променливият конденсатор C_1 има максимален капацитет) трябва да бъде

$$\frac{2{,}54\times 10^4}{(10)^2\times 2000\ \mu\text{H}} \approx 0{,}12\ \mu\text{F}.$$

При изходен сигнал 24 V и сигнал за обратна връзка — 6 V, капацитетът на C_1 е

$$0{,}12\ \frac{6+24}{24}, \text{ или } 0{,}15\ \mu\text{F}.$$

Капацитетът на C_2 трябва да бъде $0{,}15\times 3=0{,}45\ \mu$F, или закръглен — 0,5 μF.

Помнете, че неправилно подбраното съотношение преднапрежение—сигнал за обратна връзка води до изкривяване на формата на изходния сигнал или до понижаване на изходната мощност, или до двете явления едновременно. Критерий за правилния подбор на преднапрежението и на сигнала за обратна връзка е правилната форма на изходния сигнал при желаната изходна мощност.

Капацитетът на C_3, C_4 и C_5 (ако се използуват) трябва да бъде

$$\frac{1}{6{,}28\times 10\ \text{kHz}\times 200\ \Omega} \approx 0{,}08\ \mu\text{F (най-малко)}.$$

Една по-голяма стойност, например 0,1 μF, ще осигури реактивно съпротивление под 200 Ω при най-ниската работна честота (10 kHz).

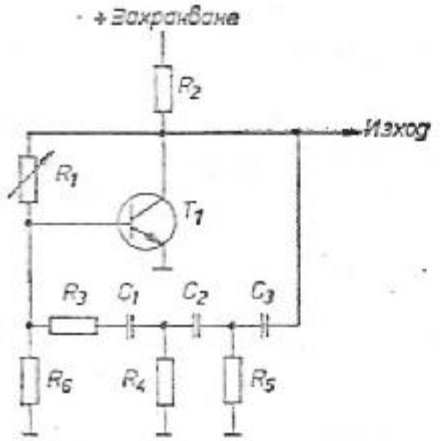
Индуктивностите на дроселите $L_2 \div L_4$ трябва да бъдат

$$\frac{2000\ \Omega}{6{,}28\times 10\ \text{kHz}} \approx 30\ \text{mH}.$$

При малкия колекторен ток на транзистора върху дросела с индуктивност 30 mH няма да се получи забележим пад на напрежение.

5-3. *RC*-ГЕНЕРАТОР

На фиг. 5-9 е показана принципна схема на *RC*-генератор. При ниските (звукови) честоти такива генератори се използуват вместо *LC*-генераторите, описани в раздел 5-2. При *RC*-генераторите не се използуват бобини, защото те не са удобни при нис-



Изходното напрежение $\approx 0{,}3 \times$ захранващото напрежение
Изходният импеданс $\approx R_2$
Честотата $\approx \frac{1}{18\,RC}$, когато
$R = R_3 = R_4 = R_5$ и $C_1 = C_2 = C_3$
$C_1 = C_2 = C_3 = \frac{1}{18\,R \times \text{честотата}}$
R_1 — потенциометър 500 kΩ
R_2 и R_6 — вижте текста
$R_3 = R_4 = R_5 = 10$ kΩ (максимум)

Фиг. 5-9. Схема на *RC*-генератор

ки честоти. *RC*-генераторите обикновено работят в режим клас А и осигуряват правилна форма на изходния сигнал. При тях също се използува принципът на обратната връзка. Сигналът от колектора на транзистора се връща обратно към базата му през *RC*-верига. Времеконстантата на *RC*-групата определя изходната честота на генератора. В схемата, показана на фиг. 5-9, всяка от трите еднакви *RC*-групи измества фазата на сигнала с по около 60° като общото изместване по фаза е 180°.

5-3.1. Анализ на схемата

В допълнение към казаното в раздел 5-1 трябва да се има пред вид и следното:

Изходна мощност. *RC*-генераторите нямат к. п. д. на *LC*-генераторите, защото работят в режим клас *A*. Освен това *RC*-веригата внася значителни загуби. Обикновено к. п. д. на *RC*-генераторите не надвишава 30%. Но изходната мощност не е най-главният параметър на *RC*-генераторите. Вместо нея се използува

изходното напрежение, което е около 30% от захранващото напрежение. Така че максималното изходно напрежение на генератора се ограничава от допустимото напрежение колектор—емитер на използувания транзистор или от избраното захранващо напрежение.

Честота на изходния сигнал. Честотата на генератора се определя от времеконстантата на *RC*-веригите. За да се опрости проектирането и в трите *RC*-групи се използуват еднакви елементи, така че честотата на изходния сигнал е $^1/_3$ от 1/6,28 *RC*, или приблизително $^1/_{18}$ *RC*. На практика не може да се направи точно пресмятане на честотата на изходния сигнал на генератора, защото към елементите на *RC*-групите трябва да се добавят изходното съпротивление и изходният капацитет на транзистора, които не винаги са точно известни. Все пак посочената по-горе стойност е достатъчно точна, за да може да се проектира опитният модел на генератора.

Ако честотата на изходния сигнал трябва да се изменя, трябва или *R*, или *C* да бъде променлив. На практика по-често се използуват променливи кондензатори, защото за радиоприемниците се произвеждат трисекционни променливи кондензатори. Резисторите от *RC*-групата не бива да имат съпротивление, по-голямо от 10 kΩ. При такава стойност на резисторите най-ниската честота на звуковия обхват (над 1 Hz) може да бъде получена при капацитет на кондензатора под 6 μF.

Верига за преднапрежение. Веригата за преднапрежение трябва да осигури работа на транзистора в режим клас А. Това означава, че по всяко време трябва да протича колекторен ток. Напрежението на колектора в работната точка трябва да бъде равно на половината от захранващото напрежение. На практика работната точка на транзистора при работа на генератора се измества малко, защото се подава сигнал за обратна връзка.

Не се използува резистор в емитера на транзистора, защото сигналът за обратна връзка създава известно обратно преднапрежение (през единия полупериод на сигнала). Напрежението на базата се подбира чрез R_1. Обикновено съпротивлението на R_1 е доста голямо (от 0,25 до 0,5 MΩ), тъй като токът на базата е от порядъка на 0,1 mA или по-малък.

Избор на транзистор. Транзисторът трябва да може да генерира при избраната работна честота. Това изискване се изпълнява практически винаги, защото *RC*-генератори се използуват за честоти под 100 kHz (обикновено до 20 kHz). Транзисторът обаче трябва да има за работната честота коефициент на усилване поне 60, за да компенсира загубите в *RC*-веригата.

При проектирането трябва да се направи компромис между коефициента на усилване на транзистора и стойността на съпротивлението на резистора в колектора на транзистора (R_2). Ако съпротивлението на R_2 е равно на това на резисторите R_3, R_4 и R_5

от RC-групите, се изисква коефициент на усилване на транзистора около 60. Ако съпротивлението на R_2 се избере примерно 2 пъти по-голямо от това на R_3, R_4 и R_5, необходимият коефициент на усилване намалява на около 45. При увеличаване на R_2 обаче се намалява напрежението на колектора на транзистора и с това максималният изходен сигнал.

Ако коефициентът на усилване на транзистора е твърде голям, може да се добави резисторът R_6, както е показано еа фиг. 5-9. За начало съпротивлението на R_6 може да се избере равно на това на R_2.

5-3.2. Пример за проектиране

Нека да предположим, че схемата от фиг. 5-9 трябва да осигури изходен сигнал 6 V и честота 60 Hz. Транзисторът е в състояние да генерира в целия звуков честотен обхват.

При изходен сигнал 6 V захранващото напрежение трябва да бъде 6:0,3 или 20 V.

Съпротивленията на R_3, R_4 и R_5 трябва да бъдат максимум 10 kΩ, но за предпочитане по-близо до половината от тази стойност. Най-близката удобна стандартна стойност е 4,7 kΩ.

Ако съпротивлението на резисторите от RC-групите е 4,7 kΩ, капацитетът на кондензаторите трябва да бъде

$$\frac{1}{18\times 4700\ \Omega\times 60\ \mathrm{Hz}} \approx 0{,}2\ \mu\mathrm{F}.$$

Когато съпротивлението на резисторите от RC-групите е по 4,7 kΩ, съпротивлението на резистора в колектора на транзистора трябва да бъде между 4,7 и 14 kΩ. Като първа опитна стойност използувайте 10 kΩ, която е по средата между двете крайни стойности.

Ако съпротивлението на R_2 е 10 kΩ и захранващото напрежение е 20 V, ще бъде необходим колекторен ток около 1 mA, за да се осигури напрежение на колектора 10 V (20 V × 0,5 = 10 V; 10 V : 10 000 Ω = 1 mA).

Съпротивлението на R_1 трябва да се подбере така, че колекторният ток на транзистора да бъде 1 mA при напрежение на колектора 10 V. След това може да се измери променливият изходен сигнал. Ако е известен коефициентът на усилване на транзистора, съпротивлението на R_1 може да се изчисли. Например, ако коефициентът на усилване по ток на транзистора е 50, съпротивлението на R_1 трябва да бъде 100 kΩ. Тази стойност се определя по следния начин: 1 mA (ток на колектора) : 50 = 20 μA (ток на базата); 20 V (захранващо напрежение) : 20 μA (ток на базата) = 100 kΩ.

На практика най-добре е R_1 да бъде потенциометър с максимално съпротивление около 500 kΩ. Чрез него могат да се на-

строят необходимите напрежения, форма и размах на изходния сигнал.

Може да се наложи да се прави компромис между съпротивленията на R_1 и R_2. Ако формата на изходния сигнал е лоша или генерациите са нестабилни, изменете преднапрежението чрез R_1. Ако формата на изходния сигнал е добра и генерациите са стабилни, но размахът на изходния сигнал е по-голям или по-малък от желания, тогава трябва дд се измени стойността на R_2.

Ако честотата на изходния сигнал не съвпада с предварително определената, изменете стойностите на резисторите или кондензаторите от RC-веригата. Такъв проблем обикновено не съществува, ако генераторът е проектиран с възможност за плавно изменение на честотата (когато кондензаторите са променливи). Срещат се трудности, когато обхватът на изменение на капацитета на кондензатора не е достатъчен, за да се достигне горната или долната гранична честота на работния обхват на генератора. Когато обаче генераторът трябва да работи на точно определена честота, също могат да възникнат някои затруднения. Може да се наложи да се промени съпротивлението на резисторите R_3, R_4 или R_5 (само на някой от тях), но тогава съществува опасност да се получи изкривяване на формата на изходния сигнал. Освен това голямо изменение на стойностите на елементите само на една от RC-групите може да наруши фазовите съотношения и доведе до прекъсване на работата на генератора.

5-4. *RC*-ГЕНЕРАТОР С ДВОЕН Т-МОСТ

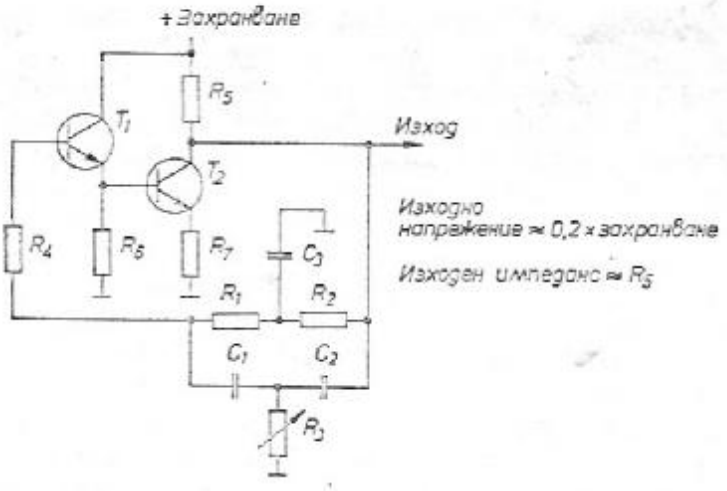
На фиг. 5-10 е показана схемата на RC-генератор с двоен Т-мост. Такива схеми се използуват при честоти от звуковия обхват, когато трябва да се получи много стабилен изходен сигнал с точно определена честота. Показаната схема прилича донякъде на нискочестотния генератор, описан в раздел 3-16. Тук обаче е използуван двустъпален усилвател, изработен с дискретни елементи, а не интегрален операционен усилвател.

5-4.1. Анализ на схемата

В допълнение на общите сведения, дадени в раздел 5-1, трябва да се има пред вид и следното:

Изходна мощност. Обикновено генераторите с двоен Т-мост имат к. п. д. под 30%. Изходният сигнал също е не по-голям от 30% от захранващото напрежение. Така че максималният изходен сигнал се определя от допустимото напрежение на колектора на транзистора и от наличното захранващо напрежение.

Честота на изходния сигнал. Честотата на изходния сигнал



Изходното напрежение $\approx 0{,}2 \times$ захранващото напрежение
Изходният импеданс $\approx R_5$

Честотата $\approx \frac{1}{5RC}$, когато $R=R_1=R_2$, $R_3=0{,}5\ R_1$ и $C=C_1=C_2$, $C_3=2C$

$R_4 \approx R_1+R_2$ $R_5 \approx 60\ R_7$ $R_6 \approx 10\ R_7$ $R_7 \approx 50$—$100\ \Omega$

$R_1=R_2=1000\ R_7$ $R_3=0.5\ R_1$ $C_1=C_2 \frac{1}{5\ R_1 \times \text{честотата}}$

$C_3=2C_1$

Фиг. 5-10. *RC*-генератор с двоен Т-мост

зависи от времеконстантата на *RC*-групите на двойния Т-мост. Този мост представлява един филтър, който има нула при резонансната честота ($f=1/6{,}28\ RC$). Когато мостът е балансиран чрез R_3 и след това съпротивлението на резистора се намали с малко, изходният сигнал на моста е малък, а фазата му се изменя рязко при преминаването през резонансната честота. Когато мостът е разбалансиран (това е състоянието, при което възникват генерации), честотата на изходния сигнал се определя приблизително по формулата

$$f=1:5\ RC.$$

Верига за преднапрежение. Двата транзистора трябва да бъдат отпушени и да работят в режим клас А. Така се осигурява добра форма на изходния сигнал. Преднапрежението на T_1 (емитерен повторител, няма усилване по напрежение) се подава през R_4, резисторите R_1 и R_2 и резистора в колектора на транзистора R_5. Обикновено съпротивлението на R_4 трябва да бъде равно на съпротивлението на последователно свързаните R_1 и R_2. Колекторът на T_1 е свързан направо към захранващото напрежение, а резисторът в емитера му служи и за резистор в базата

на T_2. Съпротивлението на този резистор (R_6) трябва да бъде около 10 пъти по-голямо от това на R_1. На транзистора T_2 трябва да се подаде преднапрежение според правилата, описани в разделите на глава 2. Транзисторът обаче трябва да осигури значителен коефициент на усилване по напрежение, за да се компенсират загубите в RC-веригите. Следователно съпротивлението на резистора в колектора на транзистора R_5 трябва да бъде около 60 пъти по-голямо от това на резистора R_7, включен в емитера, за да се получи максимално усилване по напрежение. Съпротивлението на R_7 трябва да бъде под 100 Ω (обикновено се избира стандартната стойност 51 Ω), за да се получат и приемливи стойности за R_5.

За осигуряване на желаната работна честота могат да се използуват всякакви комбинации от стойности на R и C. Но понеже R_1 и R_2 са част от веригата за преднапрежение, проектирането на моста трябва да започне с тези резистори. За начало се приема, че съпротивлението на R_1 и R_2 трябва да бъде около 1000 пъти по-голямо от това на R_7.

Избор на транзистори. Транзисторите трябва да са в състояние да генерират при избраната работна честота. Това изискване обикновено се изпълнява винаги, защото този тип генератори се използува за честоти под 100 kHz (обикновено до 20 kHz). Двата транзистора могат да бъдат от един и същи тип, ако това е удобно. T_2 обаче трябва да има коефициент на усилване около 100, за да компенсира загубата на мощност при работната честота.

5-4.2. Пример за проектиране

Да приемем, че схемата от фиг. 5-10 трябва да даде изходен сигнал с честота 60 Hz. Транзисторите могат да генерират в целия звуков обхват при прилагане на цялото захранващо напрежение.

Ключовата стойност при проектирането е тази на резистора R_7. За да имат останалите резистори подходящи стойности, съпротивлението на R_7 трябва да бъде под 100 Ω. Така се осигурява точно такова обратно преднапрежение, каквото е нужно за стабилизиране на T_1 и T_2. Ако се избере много по-голяма стойност на R_7, ще се получи толкова голямо обратно преднапрежение, че генераторът изобщо няма да заработи.

Ако съпротивлението на R_7 е 51 Ω (това е най-близката стандартна стойност до 100/2 Ω), съпротивленията на останалите резистори трябва да бъдат: R_1 и R_2—51 kΩ, R_3—25 kΩ, R_4—100 kΩ, R_5—от 3 до 3,3 kΩ и R_6—510 Ω. Тъй като R_3 е потенциометър, тук е посочена максималната стойност на неговото съпротивление.

Ако съпротивлението на R_1 и R_2 е 51 kΩ, капацитетът на C_1 и C_2 трябва да бъде

$$\frac{1}{5\times(51\times10^3)\Omega\times60\text{Hz}}, \text{ или } 0{,}065\ \mu\text{F}.$$

Когато капацитетът на C_1 и C_2 е по 0,065 μF, този на C_3 трябва да бъде 0,13 μF.

Критичният елемент при настройката на стъпалото е потенциометърът R_3. По време на експериментите винаги трябва да се използува потенциометър на мястото на R_3 даже и когато на всички останали места са монтирани вече постоянни резистори. Съпротивлението на R_3 трябва да се увеличава, докато генераторът спре да работи. След това съпротивлението на R_3 трябва малко да се намали (разстройва се RC-филтърът), докато сигналът с честота 60 Hz се увеличи дотолкова, че да поддържа генерациите. Счита се, че това е оптималната стойност на съпротивлението на R_3.

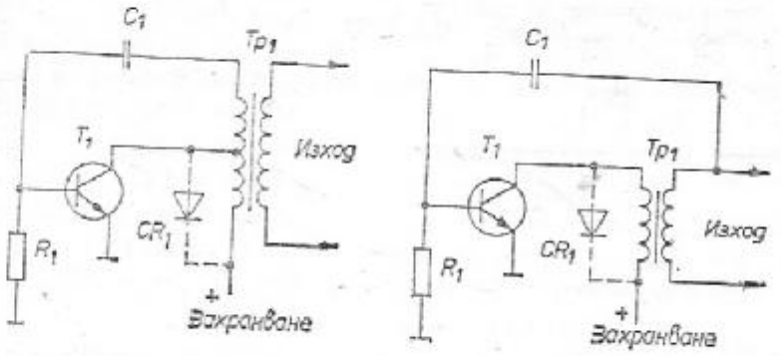
Ако се наложи филтърът да се разстрои силно (голямо изменение на съпротивлението на R_3 спрямо стойността му, при която спират генерациите), за да се получи стабилен изходен сигнал, трябва да се приеме, че усилването на схемата като цяло е недостатъчно. Това положение може да бъде променено, ако се намали съпротивлението на R_4 или ако се увеличи съпротивлението на R_5. Разбира се, може да се подбере и транзистор с по-голям коефициент на усилване.

След като се определи правилната стойност на R_3, изходният сигнал на генератора трябва да остава постоянен и при изменение на захранващото напрежение (в известни граници). Ако се използуват определените по-горе стойности, може да се промени захранващото напрежение от 12 до 28 V и да се запазят стабилни генерации. Разбира се, размахът на изходното напрежение ще се изменя при промяна на захранването. Обикновено изходният сигнал е равен на около 0,2 от стойността на захранващото напрежение. Това съотношение обаче не винаги се запазва. Може да се получи и процентно по-голям изходен сигнал при повишаване на захранващото напрежение, ако всички останали параметри на схемата се запазят.

5-5. БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОР

На фиг. 5-11 е показана схемата на блокинг-генератор. Показани са две разновидности, едната от които е с трансформатор с допълнителен извод. Блокинг-генераторът е един от най-простите транзисторни генератори и работи по следния начин. Първоначално транзисторът е отпушен и през първичната намотка на трансформатора протича ток. Част от сигнала се връща в базата

на транзистора през C_1. Транзисторът се отпушва още повече и кондензаторът C_1 се зарежда бързо през отпушения преход база-емитер. Изходният импулс във вторичната намотка на Tp_1 е предизвикан от рязкото нарастване на колекторния ток и стръм-



Изходното напрежение (макс. импулс) $\approx$ захр. напрежение, когато $Tp_1 = 1:1$, $Tp_1 = 5:1$ (типично)

$$\text{Максималната импулсна мощност} \approx \frac{\text{изходното напрежение}^2}{\text{импеданса на товара}}$$

Средната разсейвана мощност $\approx$ максималната импулсна мощност $\times$ коеф. на запълване

$$\text{Честотата} \approx \frac{1}{R_1 C_1}$$

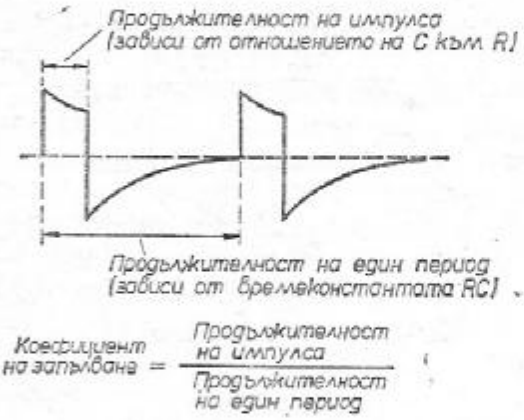
Фиг. 5-11. Автогенериращ блокинг-генератор

ността на фронта на импулса се ограничава само заради разсеяната индуктивност на Tp_1. Върхът на импулса се ограничава поради насищането на транзистора. Когато транзисторът се насити, сигналът за обратна връзка спада и вече не е в състояние да отпуши транзистора. Кондензаторът C_1 започва да се разрежда и създава запушващо напрежение на базата на T_1, а самият кондензатор се разрежда бавно през R_1. Цикълът се повтаря, когато зарядът на C_1 спадне до 0 и транзисторът се отпуши отново. Времето, през което транзисторът е запушен, зависи от времеконстантата на RC-групата, която определя и честотата на импулсите.

Изходният сигнал на блокинг-генератора е подобен на показания на фиг. 5-12. Вижда се, че блокинг-генераторите не са подходящи за използуване при високи честоти или в случаите, когато трябва да се получи синусоидален (или близък до синусоида) сигнал. Те обаче са отлични източници на импулси със стръмен фронт, необходими в превключващите схеми. Блокинг-генераторът може да даде импулс с преден фронт 0,1 μs.

Блокинг-генераторите могат да работят и с външна синхронизация, като при един входен синхронизиращ импулс генерират

един изходен импулс. В този режим на работа на базата на транзистора се подава постоянно запушващо напрежение. Транзисторът е запушен и само входният синхронизиращ импулс го отпушва за кратко време, достатъчно, за да започне лавинообразният процес.



Фиг. 5-12. Типична форма на изходния сигнал на блокинг-генератор

Едно от главните предимства на блокинг-генератора е, че той консумира много малък ток във времето между два импулса. Затова за кратко време може да се отдаде голяма импулсна мощност, без да се надвиши максимално допустимата разсейвана мощност на транзистора.

5-5.1. Анализ на схемата

В допълнение на казаното в раздел 5-1 трябва да се има пред вид и следното.

Изходно напрежение. Ако първичната и вторичната намотка на Tp_1 имат еднакъв брой навивки (отношение 1 : 1), изходното напрежение на блокинг-генератора (максималната амплитуда на импулса) е равно на захранващото напрежение. Обикновено обаче вторичната намотка на трансформатора има по-малко навивки и понижава изходното напрежение. Когато се използува схемата с трансформатор без допълнителен извод (фиг. 5-5), при която кондензаторът C_1 е свързан към вторичната намотка, на базата на транзистора по време на изходния импулс се подава цялото му напрежение. В някои случаи този импулс може да се окаже твърде голям и да повреди транзистора. Като правило се използува отношение на намотките 5 : 1, така че амплитудата на изходния импулс е около $^1/_5$ от стойността на захранващото напрежение.

Избор на трансформатора. В блокинг-генераторите могат да се използуват всякакви трансформатори, стига първичната им намотка да може да издържи възникващите токове и напрежения и вторичната им намотка да има подходящ импеданс. Върху първичната намотка на трансформатора моментната стойност на напрежението на импулса достига до двойната стойност на захранващото напрежение. Затова често за използуване в блокинг-генератори се произвеждат специални трансформатори. Те се доставят заедно с указания по отношение на схемата на блокинг-генератора. Ако такава информация съществува, тя би трябвало да се използува рационално.

Избор на транзистор. Транзисторът трябва да бъде в състояние да генерира на избраната работна честота и да издържа на цялото захранващо напрежение. Моментният скок на напрежението в първичната намотка на трансформатора също се подава към транзистора, така че напрежението на колектора по време на импулса може да достигне стойност, два пъти по-голяма от захранващото напрежение. Това състояние на нещата не е благоприятно и може да се избегне, ако паралелно на първичната намотка на трансформатора се свърже диодът CR_1, както е показано на фиг. 5-11 с прекъсвана линия. Този диод трябва да може да издържа напрежение, два пъти по-голямо от захранващото напрежение на стъпалото. Тъй като всеки диод има някакъв обратен ток, както и някакво съпротивление в права посока, добавянето на CR_1 може да има за последствие намаляване размаха на изходния импулс.

За блокинг-генератора е трудно да се пресметне какъв ток протича през транзистора и каква точно трябва да бъде допустимата разсейвана мощност. Максималната мощност на импулса може да се изчисли приблизително, като се раздели квадратът на напреженнето на импулса във вторичната намотка на трансформатора на предполагаемия импеданс на товара. Средната мощност, разсейвана от транзистора, не зависи от съотношението между продължителността на импулсите и периода на следване на импулсите.

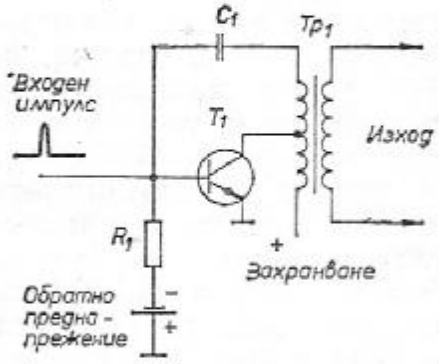
Като пример нека да приемем, че импедансът на товара в изхода на генератора е 50 Ω, изходното напрежение е 10 V, продължителността на импулса е 1 ms и честотата на следване е 100 Hz. Максималната импулсна мощност е 10^2 V:50 Ω = 2 W. При продължителност на импулсите 1 ms и период на следване 10 ms транзисторът е отпушен за 10% от цялото време. Следователно средната разсейвана от него мощност е 2 W × 0,1 = 0,2 W.

Повече сведения за работата на транзисторите в импулсен режим и за начините за пресмятане на разсейваната мощност и за подбор на топлоотвеждащите радиатори са дадени в раздел 1-4.3.6.

Изисквания по отношение на преднапрежението. Автогенериращият блокинг-генератор, показан на фиг. 5-11, първоначално получава отпушващо преднапрежение през R_1. Не е особено важно какво точно е това отпушващо преднапрежение, защото веднага след като генераторът заработи, започва лавинообразен процес на отпушване на транзистора и през това време чрез веригата за обратна връзка на базата на транзистора постъпва достатъчно голямо отпушващо преднапрежение. След насищането на транзистора сигналът за обратна връзка прекъсва и на базата на транзистора се подава запушващо преднапрежение, което се дължи на разреждането на C_1 през R_1.

Когато блокинг-генераторът работи в чакащ режим (фиг. 5-13),

на базата на транзистора трябва да се подаде постоянно запушващо напрежение. То обаче трябва да бъде по-малко от синхронизиращия (запускащ) импулс. Като първа опитна стойност на запушващото напрежение изберете такава, която е два пъти помалка от запускащия импулс.



Изходното напрежение (макс. импулс) ≈ захр. напрежение, когато $Tp_1 = 1:1$

$$\text{Максималната импулсна мощност} \approx \frac{\text{изходното напрежение}^2}{\text{импеданса на товара}}$$

$$\text{Честотата} \approx \frac{1}{R_1 C_1}$$

$C_1 \approx 0{,}1$—10 μF $R_1 \approx 0{,}5$ MΩ или по-малко ≈ входния импеданс на генератора
Средната разсейвана мощност ≈ максималната импулсна мощност × коеф. на запълване
Обратното преднапрежение ≈ максималния входен импулс × 0,5

$$C_1 \approx \frac{1}{\text{честотата} \times R}$$

Фиг. 5.13. Блокинг-генератор с външна синхронизация

Работна честота. Работната честота на блокинг-генератора се определя от времеконстантата R_1C_1 и е приблизително равна на реципрочната стойност на тази времеконстанта. Трудно е да се пресметне точно работната честота, защото както параметрите на транзистора, така и тези на трансформатора влияят върху зареждането и разреждането на кондензатора. Честотата на блокинг-генератора обаче се изменя много слабо при промяна на захранващото напрежение.

За да се получи определената времеконстанта, могат да се използуват всякакви стойности на R и C, но все пак трябва да се спазят следните изисквания: капацитетът на C_1 трябва да бъде между 0,1 и 10 μF, като при това съпротивлението на R_1 ще бъде по-малко от 0,5 MΩ, ако блокинг-генераторът ще работи в автогенераторен режим (при честоти от звуковия обхват).

Когато се използува по-голяма стойност на C (при съответно по-малко съпротивление на R) за получаване на дадена времеконстанта, продължителността на импулса ще бъде по-голяма (по отношение на периода между двата импулса). Това значи, че времето, през което ще бъде отпушен транзисторът, става по-голямо. Следователно се увеличава средната разсейвана мощност, както и средната изходна мощност.

На практика схемата трябва да се изпробва във вид на макет, като се използуват желаните транзистор, трансформатор и захранващо напрежение. Капацитетът на C трябва да бъде постоянен (например 10 μF при първите опити), а R_1 трябва да бъде потенциометър. Съпротивлението на R_1 се подбира така, че да се получи желаната работна честота. При подадено захранващо напрежение на осцилоскопа може да се наблюдават формата, амплитудата, продължителността и честотата на следване на импулсите.

Ако честотата на импулсите не съвпада с предварително избраната, трябва да се промени съпротивлението на R_1.

Ако продължителността на импулсите е твърде голяма (при правилна честота на следване и нормална амплитуда на импулсите), намалете капацитета на C и увеличете съответно съпротивлението на R.

Ако на някои от фронтовете на импулса се появи отскок, паралелно на първичната намотка на трансформатора свържете диода CR_1.

5-5.2. Пример за проектиране (автогенериращ блокинг-генератор)

Нека да предположим, че схемата от фиг. 5-11 трябва да даде изходен импулс с амплитуда 4 V върху товар 50 Ω. Използува се трансформатор без допълнителен извод на първичната намотка, работната честота трябва да бъде 1000 Hz.

Въпреки че може да се използуват и други преводни отношения, типичното е 5:1. Следователно, за да се съгласува към товара, вторичната намотка на трансформатора трябва да има импеданс 50 Ω и първичната намотка трябва да има 5 пъти повече навивки от вторичната. Импедансът на първичната намотка ще бъде 1250 Ω. [(импеданс на първичната намотка: импеданс на вторичната намотка) = (брой на навивките на първичната намотка: брой на навивките на вторичната намотка)^2, или $(5:1)^2=25$; $25\times50\ \Omega=1250\ \Omega$.]

Ако размахът на изходния импулс във вторичната намотка трябва да бъде 4 V и преводното отношение на трансформатора е 5:1, размахът на сигнала в първичната намотка трябва да бъде 20 V.

При размах на сигнала във вторичната намотка 4 V и импе-

данс на намотката 50 Ω токът през нея е 80 mA и максималната разсейвана мощност е 320 mW.

При преводно отношение 5 : 1 и ток през вторичната намотка 80 mA токът през първичната намотка на трансформатора (колекторният ток на транзистора) е 16 mA.

Ако както трансформаторът, така и транзисторът се подберат според пресметнатите стойности на тока, напрежението и максималната разсейвана мощност, ще се осигури прекалено голям резерв по мощност. На практика не е необходимо транзисторът да бъде в състояние да разсейва всичките 320 mW. Дори ако той има максимална допустима разсейвана мощност 160 mW, пак ще съществува значителен резерв, стига продължителността на импулсите да не бъде равна на половината от периода на следване. Обикновено блокинг-генераторите работят с коефициент на запълване от 0,1 до 0,2. Затова действителната мощност, разсейвана от транзистора, ще бъде по-скоро в границите между 32 и 64 mW.

Капацитетът на C_1 трябва да бъде между 0,1 и 10 μF. Тъй като желаната работна честота е 1 kHz, за начало трябва да се опита с най-малката стойност на кондензатора. Ако за C_1 се избере стойността 0,1 μF, съпротивлението на R_1 трябва да бъде

$$\frac{1}{1000\,\text{Hz}\times(0{,}1\times10^{-6})\text{F}}, \text{ или } 10\,000\ \Omega.$$

Както беше обяснено, по време на експериментите R_1 се заменя с потенциометър, с който се подбира желаната работна честота. След като тази честота е постигната, трябва да се провери продължителността, формата и амплитудата на изходния импулс. Ако е необходимо, променете стойностите на R и C.

5-5.3. Пример за проектиране (блокинг-генератор с външна синхронизация)

Нека да предположим, че схемата от фиг. 5-13 трябва да даде изходен импулс с амплитуда 10 V при товар 50 Ω, като се използува трансформатор без допълнителен извод в първичната намотка. Блокинг-генераторът ще се задействува от синхронизиращ импулс с честота 3 kHz и размах 3 V. Импедансът на източника на синхронизиращия импулс е 15 kΩ. Наличното захранващо напрежение е 20 V.

При налично захранващо напрежение 20 V и 10 V амплитуда на изходния импулс преводното отношение на трансформатора трябва да бъде 2 : 1. Това означава, че вторичната намотка трябва да има импеданс 50 Ω, за да се съгласува към товара, и два пъти по-малко навивки от първичната намотка на трансформатора. Импедансът на първичната намотка при това положение ще бъде около 200 Ω.

При амплитуда на изходния импулс 10 V и импеданс на вторичната намотка 50 Ω токът през нея ще бъде 200 mA и максималната разсейвана мощност — 2 W.

Ако преводното отношение на трансформатора е 2:1, токът през първичната му намотка (това е и колекторният ток на транзистора) е 100 mA.

Както и при автогенериращия блокинг-генератор, ако трансформаторът и транзисторът се изберат с оглед на максималната разсейвана мощност, максималните ток и напрежение, ще се осигури прекалено голям резерв по мощност. На практика не е нужно транзисторът да бъде в състояние да разсейва 2 W. И при два пъти по-малка допустима разсейвана мощност на транзистора все още съществува достатъчен резерв.

Съпротивлението на R_1 трябва да бъде около 15 kΩ, за да се съгласува към импеданса на източника на синхронизиращите импулси. Ако съпротивлението на R_1 е 15 kΩ, а честотата на синхронизиращите импулси е 3 kHz, капацитетът на кондензатора C_1 трябва да бъде

$$\frac{1}{(3000\,\text{Hz}\times 15000\,\Omega)}, \text{ или } 0{,}022\ \mu\text{F}.$$

Обърнете внимание на това, че изчислената стойност на C_1 е по-малка от 0,1 μF, която беше посочена като минимална стойност на кондензатора при проектирането на автогенериращ блокинг-генератор. Когато обаче генераторът работи с външна синхронизация, налага се да се направи компромис по отношение на стойностите на R и C, за да се постигне желаната работна честота.

При амплитуда на синхронизиращия импулс 3 V постоянното обратно преднапрежение на базата на транзистора трябва да бъде $3\ \text{V}\times 0{,}5 = 1{,}5$ V.

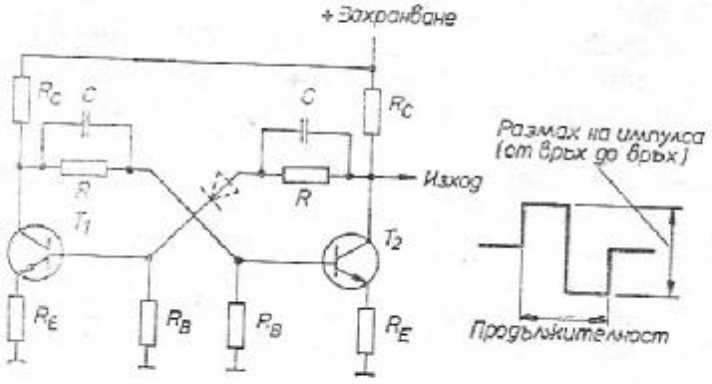
По време на експериментирането на схемата обратното преднапрежение също трябва да се направи променливо и да се подбере с цел осигуряване на оптимален режим на блокинг-генератора. Ако обратното преднапрежение е твърде ниско, блокинг-генераторът може да се задейства от синхронизиращия сигнал не в избрания момент (от върха на сигнала) или да се задейства от случайни импулси, които съществуват едновременно със сигнала за синхронизация.

След като е избрано подходящо запушващо преднапрежение, проверете формата на изходния импулс. Ако се налага, променете стойностите на R и C.

5-6. МУЛТИВИБРАТОР

На фиг. 5-14 е показана принципна схема на мултивибратор. Схемата работи в режим на насищане, т. е. съпротивленията на резисторите в емитерите на транзисторите е поне два пъти по-

малко от това на резисторите, включени в колекторите им. В резултат на това по време на превключване протичат големи токове. Трябва да се използуват по-мощни транзистори, но за сметка на това се постига по-голяма стабилност на честотата на мулти-



Изходният импулс $\approx 0{,}6 \times$ захранващото напрежение $\approx$ напрежението на колектора в работната точка (от връх до връх)

Разсейваната мощност от T_1 и $T_2 \approx$ напрежението на колектора $\times$ тока на колектора

$R \approx 10 \times R_C$ Честотата $\approx \frac{1}{RC}$ Продължителността $\approx$ времеконстанта RC

Най-ниското напрежение на колектора $\approx 0{,}3 \times$ захранващото напрежение

$$\text{Максималният ток на колектора} \approx \frac{\text{допустимата макс. разсейвана мощност на } T_1,\ T_2}{\text{най-ниското напрежение на колектора}}$$

$$R_C \approx \frac{\text{захранващото напрежение} - \text{най-ниското напрежение на колектора}}{\text{максималния ток на колектора}}$$

$R_E \approx 0{,}5 \times R_C$ $\quad C \approx \frac{1}{\text{честотата} \times R}$ $\quad R_B$ — вижте текста

Фиг. 5-14. Схема на мултивибратор

вибратора. Мултивибраторът има стабилност 1×10^{-4} независимо от евентуалното голямо изменение на захранващото напрежение.

Същата схема се използува и когато транзисторите работят с малки токове (в ненаситен режим). Тогава обаче съпротивлението на резисторите в колекторите на транзисторите се избира около 10 пъти по-голямо от това на резисторите, включени в емитерите им. В тези случаи може да се използуват по-маломощни транзистори, но честотата на мултивибратора ще се изменя повече при промяна на захранващото напрежение. Разбира се, това не винаги се приема за недостатък. В телеметрията например се използуват мултивибратори от този тип, които работят като преобразуватели напрежение — честота и позволяват да се предаде

информация за изменението на наблюдаваното напрежение. Що се отнася до стабилността на честотата на мултивибратора, ако това е непременно изискване, транзисторите трябва да работят в режим на насищане.

Изходният сигнал и на двата типа мултивибратори представлява периодични симетрични правоъгълни импулси. Положителната и отрицателната част на сигнала са с еднаква продължителност, форма и амплитуда. Изходният сигнал може да се вземе от който и да е колектор на транзистор. Ако е необходимо, може да се подаде синхронизиращ импулс, като няма значение към коя половина схемата ще се свърже източникът на синхронизиращ сигнал. Мултивибраторът може да работи като автогенератор и тогава честотата на изходния сигнал се определя от времеконстантата на *RC*-групите, както и като чакащ мултивибратор, който изработва един импулс с определена продължителност при постъпването на всеки синхронизиращ (запускащ) импулс.

5-6.1. Анализ на схемата

В допълнение към казаното в раздел 5-1 трябва да се вземат пред вид и следните факти *(става дума за мултивибратор с транзистори, работещи в режим на насищане)*.

Изходно напрежение. Изходният правоъгълен сигнал (от връх до връх) ще бъде около 0,6 от стойността на захранващото напрежение, ако съпротивлението на колекторните резистори е приблизително два пъти по-голямо от това на резисторите, включени в емитерите на транзисторите. Ако захранващото напрежение е например 10 V, напрежението на колекторите на транзисторите ще се изменя между 3,5 V и 9,5 V през отделните полупериоди.

Разсейвана мощност. Мощността, разсейвана от всеки транзистор, може да се пресметне приблизително, като най-ниското напрежение на колектора на транзистора се умножи по тока на колектора. Например, ако се използува захранващо напрежение 10 V, резистор в колектора на транзистора със съпротивление 1 kΩ и ако се приеме, че минималното напрежение на колектора става 3 V, падът на напрежение върху резистора ще бъде 10 V—3 V=7 V. При съпротивление на резистора 1 kΩ токът на колектора ще бъде 7 V: 1000 Ω=7 mA. При ток на колектора 7 mA и напрежение на колектора 3 V мощността, която трябва да разсее транзисторът, е 21 mW. В действителност това е минималната разсейвана мощност (не е взет пред вид токът на базата). За да се осигури достатъчен резерв по мощност, по-добре е да се приеме, че транзисторът трябва да понесе цялото захранващо напрежение при протичане на максимален колекторен ток. При същите данни, както в горния случай, допустимата разсейвана мощност на транзистора трябва да бъде 7 mA×10 V=70 mW.

Проектиране за най-неблагоприятния вариант. Тъй като мултивибраторът е превключваща схема, проектирането трябва да се извърши, като се приемат най-неблагоприятни стойности на токовете и напреженията. Токът на базата например трябва да бъде три пъти по-голям от теоретически определената стойност. Ако в нормалните схеми този ток се определя, като токът на колектора се раздели на коефициента на усилване по ток, при ключовите схеми така получената стойност трябва да се умножи на 3.

Когато се проектира за най-неблагоприятния вариант, транзисторът винаги ще работи с прекалено голям входен сигнал. Този режим се избягва при другите стъпала, но се предпочита при импулсните устройства. В нормален режим на работа един превключващ транзистор се насища или се запушва напълно за възможно най-кратък интервал от време.

Време за превключване. Общото време за превключване на всеки транзистор трябва да бъде много по-малко от продължителността на изходния импулс. Общото време за превключване се образува от сумата на времената за нарастване (преден фронт на импулса), за спадане (заден фронт на импулса), на закъснение и на задържане. Обикновено времето на превключване трябва да е по-малко от 10% от продължителността на импулса Например, ако даден транзистор има време на превключване 1 μs, продължителността на изходния импулс не бива да бъде под 10 μs. Ако с транзистори от този тип се изработи автогенериращ мултивибратор, максималната честота на неговите импулси не може да бъде повече от 100 kHz. Времето за превключване се дава в справочниците за ключовите транзистори (такива транзистори се използуват в импулсните устройства).

Симетричен изходен сигнал. Ако двете половини на мултивибратора са идентични, изходният му сигнал ще бъде симетричен. В някои схеми обаче се налага да се извърши леко разбалансиране, за да се улесни първоначалното задействуване на мултивибратора. Мултивибраторът по начало е стабилен и може да не заработи в режим на автогенератор. Затова понякога за задействуването на мултивибратора се използува диод, свързан последователно на някой от резисторите за обратна връзка, както е показано с прекъсвана линия на фиг. 5-14. По този начин в схемата се внася известна несиметрия, докато тя заработи и достигне нормалния си режим.

Работна честота. Работната честота се определя от времеконстантата на *RC*-групата за обратна връзка и е приблизително равна на реципрочната стойност на тази времеконстанта. Точната работна честота се пресмята трудно, защото параметрите на транзистора оказват влияние върху процесите на зареждане и разреждане на кондензаторите.

Могат да се използуват различни комбинации от стойности на R и C, за да се получи желаната времеконстанта (и по този

начин—определена работна честота). Все пак по правило съпротивлението на R трябва да бъде около 10 пъти по-голямо от това на резисторите в колектора на транзистора. След това трябва да се подберат кондензатори с подходяща стойност, за да се получи желаната работна честота.

Преднапрежение. Веригата за преднапрежение може да бъде определена с оглед на нормалната работна точка на транзисторите, въпреки че при мултивибраторите те никога не работят в такъв режим. Винаги съществува сигнал за обратна връзка и транзисторите винаги са в състояние на преход от пълно насищане към пълно запушване. Ако от схемата на мултивибратора се отстранят кондензаторите, двете половини на схемата трябва да получат право (отпушващо) преднапрежение и напрежението на колектора на транзистора трябва да бъде около 0,6 от захранващото напрежение. Емитерите на транзисторите трябва да имат напрежение равно на около 0,2 (или по-малко) от захранващото, а напрежението на базите на транзисторите трябва да бъде с 0,5 V по-положително (при NPN транзистор) или по-отрицателно (при PNP транзистор) от това на емитера. Тъй като стойностите на резисторите в колекторите и емитерите на транзисторите, както и на тези във веригата за обратна връзка се определят по други съображения, остава единствено резисторът в базата на транзистора и неговата стойност може да бъде избрана с оглед на необходимото преднапрежение.

На практика стойностите на резисторите трябва да се пресметнат и схемата да се монтира като лабораторен модел, без да са поставени кондензаторите. Трябва да се измерят напреженията на базата, колектора и емитера на транзисторите и да се провери дали е осигурено правилно съотношение между тези напрежения. Ако се налагат корекции, те трябва да се правят единствено за сметка на съпротивлението на R_B. За да се получи симетричен изходен сигнал, всички измерени напрежения на двата транзистора трябва да бъдат еднакви.

5-6.2. Пример за проектиране

Нека да предположим, че схемата, показана на фиг. 5-14, трябва да даде изходен сигнал 12 V при честота kHz, като работи в автогенераторен режим. Транзисторът, който ще се използува, има време за превключване 1 μs и може да разсее без радиатор 100 mW.

За да се получи изходен сигнал 12 V (от връх до връх), захранващото напрежение трябва да бъде 12 V: 0,6=20 V. При захранващо напрежение 20 V всеки от транзисторите ще има напрежение на колектора около 7 V, когато бъде напълно наситен. Падът на напрежение върху колекторния резистор ще бъде 13 V.

Ако транзисторите ще работят без радиатори, не бива да се надхвърля максимално допустимата разсейвана мощност. За да си осигурите известен резерв, приемете, че допустимата разсейвана мощност на транзистора е 90 mW вместо посочените в справочника 100 mW. При напрежение на колектора 7 V и допустима разсейвана мощност 90 mW максималният разрешен ток на колектора ще бъде 0,09 W: 7 V=13 mA.

Ако токът на колектора на транзистора е 13 mA, а падът на напрежение върху колекторния резистор при наситен транзистор трябва да бъде 13 V, съпротивлението на резистора R_C трябва да бъде 13 V: 0,013 A=1 kΩ.

Ако съпротивлението на R_C е 1 kΩ, това на резистора в емитера на транзистора трябва да бъде два пъти по-малко — 500 Ω. Най-близката стандартна стойност е 510 Ω. Резисторите за обратна връзка R трябва да имат съпротивление 10 kΩ.

Съпротивлението на резисторите в базите на транзисторите R_B трябва да се пресметне с оглед на работната точка. В избраната работна точка (при отстранени кондензатори) напрежението в колектора на транзистора трябва да бъде 0,6 от захранващото, или около 12 V. Напрежението на емитера трябва да бъде малко по-малко от 0,2 от захранващото, т. е. около 4 V. При тези условия трябва да протича колекторен ток около 8 mA, който да даде пад на напрежение върху колекторния резистор 8 V и върху емитерния — 4 V.

Когато напрежението на емитера е 4 V, това на базата на транзистора трябва да бъде около 4,5 V (за показания NPN транзистор). При напрежение 4,5 V на всяка от базите и 12 V — на всеки от колекторите на транзисторите, върху резисторите за обратна връзка трябва да има пад на напрежение по 7,5 V. Тъй като съпротивлението на тези резистори е по 10 kΩ, през тях трябва да протича ток 0,75 mA.

Токът, който протича през резисторите за обратна връзка, е сума от тока на базата на транзистора и тока през резистора R_B. Токът на базата на транзистора може да бъде пресметнат, като се знаят токът на колектора и коефициентът на усилване по ток на транзистора. Нека да предположим, че за избрания транзистор в справочника е посочен коефициент на усилване по ток 120. Като се използува за сигурност примерно два пъти по-малък коефициент на усилване и известната стойност на тока на колектора — 8 mA, се пресмята токът на базата на транзистора — 8 mA : 60=0,13 mA.

Като се извади тази стойност от общия ток през резисторите за обратна връзка, се получава токът през резисторите R_B—0,7 mA — —0,13 mA=0,62 mA.

Напрежението на базата на транзистора е 4,5 V, а токът през резисторите R_B—0,62 mA. Следователно съпротивлението на тези резистори трябва да бъде 4,5 V: 0,00062 A=7300 Ω. Най-близката стандартна стойност е 6800 Ω.

На практика схемата трябва да се монтира като лабораторен модел, като се изпуснат кондензаторите и вместо R_B се включат потенциометри. С тяхна помощ се нагласяват еднакви напрежения на съответните изводи на транзисторите. След това се поставят и кондензаторите и се проверяват с осцилоскоп честотата, формата и амплитудата на изходните импулси. Ако е избрано правилно съотношение между съпротивленията на резисторите, амплитудата на сигнала в изхода на мултивибратора трябва да бъде приблизително равна на напрежението на колектора на транзистора в избраната работна точка (в този случай около 12 V).

Ако съпротивлението на резисторите за обратна връзка е 10 kΩ и работната честота трябва да бъде 7 kHz, капацитетът на кондензаторите за обратна връзка (C) трябва да бъде

$$\frac{1}{10\,000\,\Omega \times 7\ \text{kHz}}, \text{ или } 0{,}014\ \mu\text{F}.$$

5-7. ОБРАБОТКА НА ПРАВОЪГЪЛНИ ИМПУЛСИ

При проектирането на импулсни устройства често се налага да се промени формата на изходните сигнали на мултивибратори или други подобни стъпала. Най-често използуваните схеми за тази цел са високопропускащите и нископропускащите RC-филтри, описани в раздел 2-10.

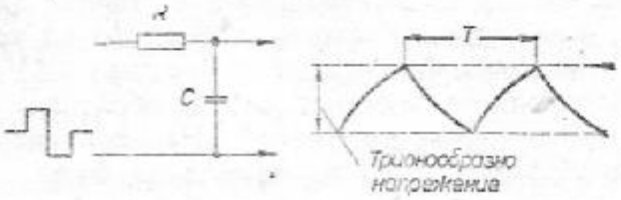
5-7.1. Анализ на схемата

Когато на един нископропускащ RC-филтър се подаде поредица от правоъгълни импулси, на изхода на филтъра те ще бъдат интегрирани, както е показано на фиг. 5-15. В този случай RC-групата дава изходно напрежение, което е пропорционално на алгебричната сума от моментните стойности на входното напрежение. Измена се не само размахът, но и формата на входния сигнал.

Всяка RC-верига има гранична честота, при която изходният сигнал спада с 3 dB спрямо този на подадения на входа (ако на входа се подаде сигнал 10 V, на изхода сигналът спада на 7 V). Граничната честота се пресмята по формулата $F = 1/6{,}28\ RC$, както е показано на фиг. 5-15.

Затихването на сигнала, както и степента на изменение на формата му зависят от отношението на граничната честота на RC-филтъра към честотата на следване на импулсите. Например, ако честотата на импулсите е много по-малка от граничната честота на филтъра, затихването на сигнала и изменението на формата му ще бъдат минимални. Когато честотата на следване на импулсите се увеличи, изходният сигнал (интегрираният право-

ъгълен импулс) става трионообразен. Напрежението на изходния сигнал се изменя линейно, но само за време, което е по-малко от половината на времеконстантата на RC-филтъра. Ако трябва да се постигне точно интегриране на правоъгълен импулс, времето за интегриране трябва да бъде около 0,1 от времеконстантата на филтъра.



$$\text{Гранична честота} \approx \frac{1}{6{,}28\,RC}$$

$$T \approx RC \qquad \text{Честота} \approx \frac{1}{T}$$

$$\text{Времеконстантата } RC \approx \frac{100}{4 \times \text{честотата на импулсите} \times \text{желания } \% \text{ на амплитудата на изх. сигнал спрямо входния}}$$

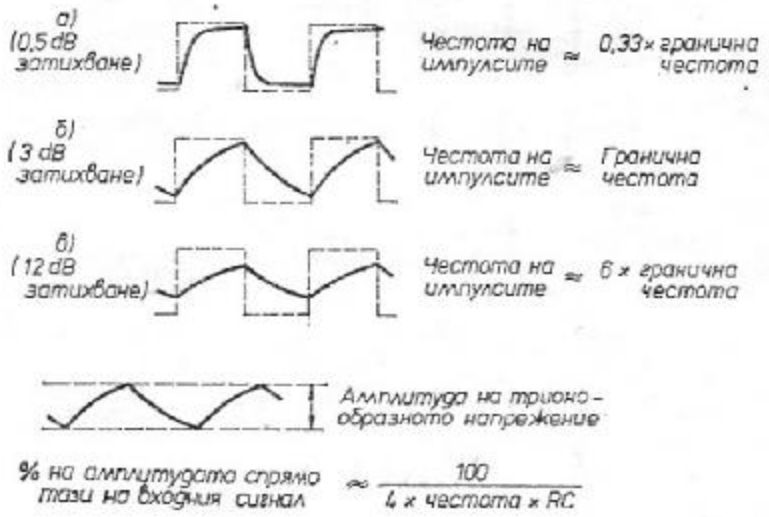
$$C \approx \frac{\text{Времеконстантата}}{R}$$

Фиг. 5-15. Нископропускащ RC-филтър с правоъгълен входен и трионообразен изходен сигнал

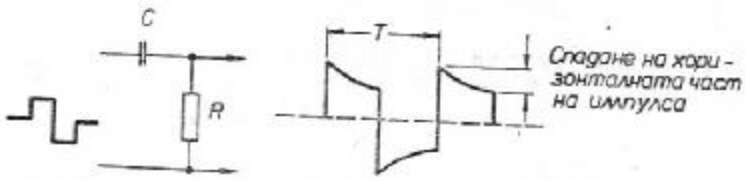
Зависимостта на формата на изходния сигнал от честотата на импулсите се вижда от фиг. 5-16. Честотата на сигнала, показан на фиг. 5-16 *а*, е около 3 пъти по-ниска от граничната честота на филтъра. Обърнете внимание на това, че затихването на сигнала не е голямо, но и изменението на формата му е малко. Когато честотата на импулсите стане равна на граничната честота на филтъра, както е показано на фиг. 5-16 *б*, размахът на сигнала на изхода на интегриращата верига спада с около 3 dB и нараства и спада почти по експонента. При честота на импулсите, примерно 6 пъти по-висока от граничната честота на RC-веригата (фиг. 5-16 *в*), изходният сигнал е почти линейно изменящо се напрежение с амплитуда, почти 12 dB по-ниска от тази на входния правоъгълен сигнал.

По-точно определяне на връзката между максималната амплитуда на входния и изходния сигнал е възможно, ако се използуват уравненията от фиг. 5-16. Амплитудата на трионообразното изходно напрежение от връх до връх, или *амплитудата на пулсациите,* е винаги по-малка от амплитудата на входния сигнал. Тези уравнения обаче са валидни, когато амплитудата на изходния сигнал е не повече от 50% от амплитудата на входния.

Когато на входа на високопропускащ RC-филтър се подадат правоъгълни импулси, на изхода на филтъра те се получават диференцирани, както е показано на фиг. 5-17. В този случай изходният сигнал е пропорционален на скоростта на изменение на входното напрежение.



Фиг. 5-16. Зависимост на формата на изходния сигнал на нископропускащ *RC*-филтър от честотата на входния сигнал (при правоъгълен входен сигнал)



$$\text{Граничната честота} \approx \frac{1}{6{,}28\ RC}$$

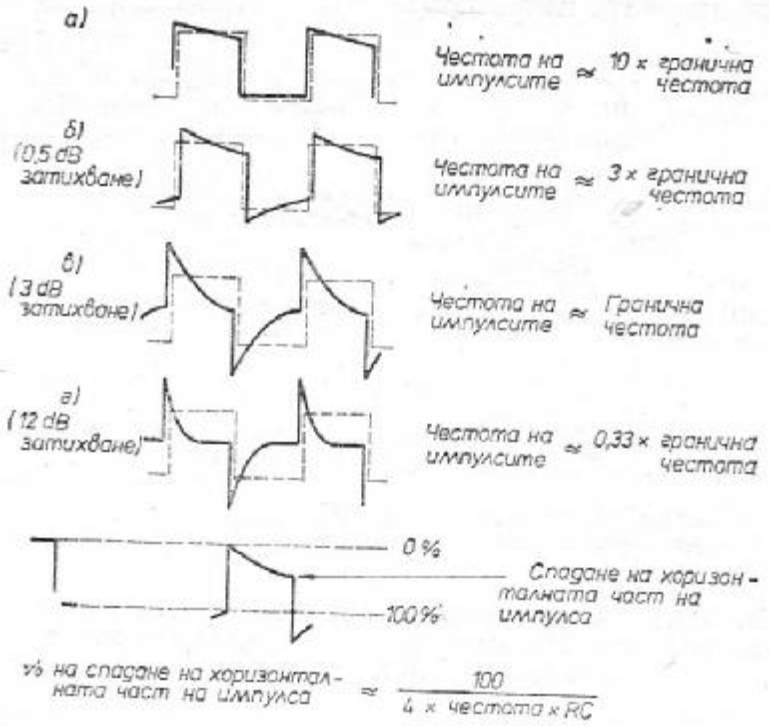
$$T \approx RC \qquad \text{Честотата} \approx \frac{1}{T}$$

$$\text{Времеконстантата } RC \approx \frac{100}{4 \times \text{честотата на импулсите} \times \text{желания \% на спадане на хоризонталната част на импулса}}$$

Фиг. 5-17. Високопропускащ *RC*-филтър с правоъгълен входен и диференциран изходен сигнал

Както и в случая с интегриращата верига, степента и видът на изменение на формата на сигнала зависи от съотношението между честотата на импулсите и граничната честота на филтъра. Такава зависимост е показана на фиг. 5-18. На фиг. 5-18 *а* е по-

казано какво се получава на изхода на диференциращата верига, когато честотата на правоъгълните импулси е около 10 пъти по-висока от граничната честота на филтъра. Вижда се, че формата на сигнала се променя незначително. Забелязва се известно спа-



Фиг. 5-18. Зависимост на формата на изходния сигнал на високопропускащ *RC*-филтър от честотата на входния сигнал (при правоъгълен входен сигнал)

дане на хоризонталната част на импулсите. Когато честотата на импулсите спадне например до 3 пъти граничната честота на филтъра, както е показано на фиг. 5-18 *б*, спадането на хоризонталната част на импулса става по-голямо и има известно намаляване на неговия размах. Ако честотата на импулсите стане равна на граничната честота, спадането на хоризонталната част става съвсем стръмно, а ако честотата на импулсите е по-ниска от граничната честота на филтъра, изходният сигнал представлява поредица от пикове, съвпадащи по време с фронтовете на входните правоъгълни импулси.

Ако хоризонталната част на импулсите спада с повече от 50%, точното определяне на този процент може да стане по формулата от фиг. 5-18. Обърнете внимание на това, че процентът на спадане на хоризонталната част на импулса се пресмята по същата формула, която се използува за определяне амплитудата на трионообразното напрежение в изхода на интегриращата верига от фиг. 5-16.

5-7.2. Пример за проектиране

Нека да предположим, че схемата от фиг. 5-15 трябва да преобразува правоъгълни импулси в трионообразно напрежение. Амплитудата на импулсите е 10 V от връх до връх, честотата им е 1 kHz. Амплитудата на изходното трионообразно напрежение трябва да бъде 3 V. Необходимо е да се изчисли каква е граничната честота на *RC*-филтъра и приблизително времето, през което изходното напрежение ще се изменя линейно. Приема се, че съпротивлението на R трябва да бъде 1 kΩ.

Ако размахът на входните импулси е 10 V, а изходното трионообразно напрежение трябва да бъде 3 V, процентът на изходния сигнал спрямо амплитудата на входния е 30. Следователно времеконстантата на *RC*-веригата трябва да бъде $100:(4\times1000\times30)$, или 833 μs.

След като вече R е избран и е 1 kΩ, а времеконстантата на *RC*-групата е 833 μs, капацитетът на C трябва да бъде 0,000833 : 1000, или 0,833 μF.

Ако времеконстантата на *RC*-групата е 833 μs, граничната честота на нископропускащия филтър е $1/(6{,}28\times0{,}000833)$, или 200 Hz. Така че честотата на правоъгълните импулси е около 5 пъти по-висока от граничната честота на филтъра.

Времето, през което изходният интегриран сигнал се изменя линейно (т. е. изходният сигнал е точен интеграл от входния), е равно на около половината от времеконстантата на *RC*-групата, или $833\ \mu s\times0{,}5=416\ \mu s$. За по-голяма точност обаче е добре да се приеме, че изходният сигнал се изменя линейно за време, непо-голямо от 83 μs (т. е. за 0,1 от времеконстантата на *RC*-филтъра).

5-8. ОБРАБОТКА НА СИНУСОИДАЛНИ КОЛЕБАНИЯ

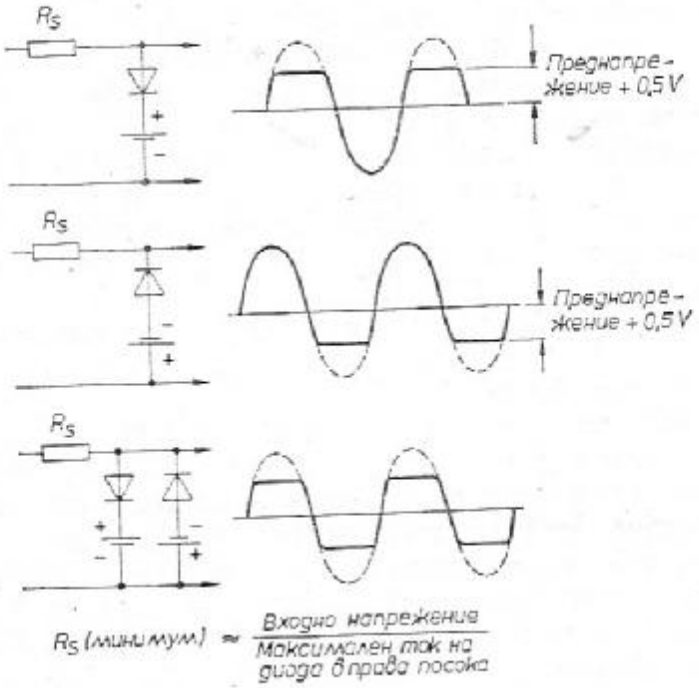
Съществуват много схеми, използувани за преобразуване на синусоидално напрежение в напрежение с друга форма. Най-важни от тях са ограничителите и фиксиращите схеми. В следващите раздели са описани най-често срещаните схеми от този вид.

5-8.1. Анализ на схемата на ограничител

На фиг. 5-19 е показана схемата на основния тип *диоден ограничител*, наричан още *върхов ограничител*. Както е показано, изходното напрежение на ограничителя е изрязано до стойност, определена от подаденото преднапрежение и от пада на напрежение върху диода в права посока. Например, ако е подадено преднапрежение 3 V и падът на напрежение върху диода

в права посока е 0,5 V, изходният сигнал ще бъде ограничен на ниво 3,5 V.

Може да бъде ограничена както положителната, така и отрицателната полувълна на входното синусоидално напрежение.



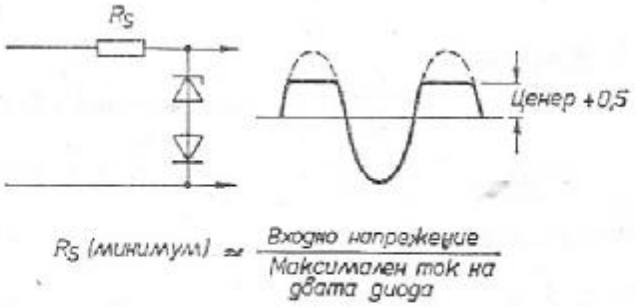
Фиг. 5-19. Диоден ограничител с допълнителен източник на напрежение

Входният сигнал ще бъде ограничен двустранно, ако се използуват два диода и два източника на преднапрежение с противоположна полярност.

При проектирането на схеми на ограничители трябва да се вземат пред вид и четирите основни характеристики на диодите Най-важно в случая е обаче пробивното напрежение на диода. Като правило обратното пробивно напрежение на диода трябва да бъде по-високо от амплитудата на входния сигнал. Падът на напрежение върху диода трябва да бъде минимален и обикновено е 0,5 V за силициевите и 0,2 V за германиевите диоди. Обратният ток на диода (утечката) също трябва да бъде минимален. Всеки по-голям обратен ток ще причини ограничаване или изкривяване на входния сигнал. Максималният допустим ток на диода в права посока не е особено важен, но според него се избира стойността на последователно свързания резистор R_S.

Минималната стойност на R_S се определя в зависимост от амплитудата на входния сигнал и от допустимия ток на диода в

права посока. Например, ако размахът на входния сигнал е 10 V и допустимият ток на диода в права посока е 0,1 А, съпротивлението на R_S трябва да бъде 10 V : 0,1 А, или 100 Ω. За сигурност е добре съпротивлението на R_S да бъде поне два пъти



Фиг. 5-20. Ограничител на напрежение с ценеров диод

по-голямо от така изчислената минимална стойност. Понякога се налага да се прави компромис, защото изходният ток протича също през R_S и дава върху резистора известен пад на напрежение. При малко съпротивление на R_S ще има минимално затихване на входния сигнал, ако се приеме даден изходен ток. Все пак съпротивлението на R_S трябва да бъде такова, че да се получи безопасна стойност на тока през диода.

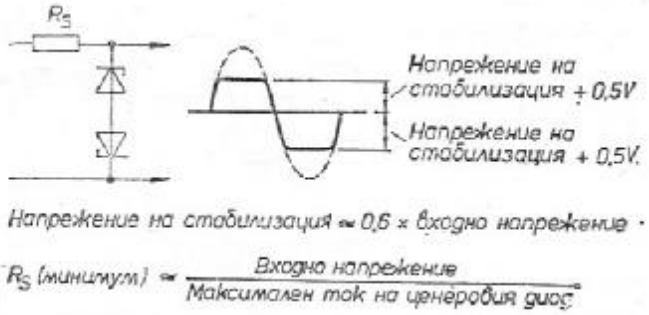
На фиг. 5-20 е показана *схема на ограничител без допълнителен източник на преднапрежение, в която е използуван ценеров диод*. Изходният сигнал е ограничен на ниво, определено от напрежението на стабилизация на ценеровия диод и от пада на напрежение в права посока върху другия диод. Предимството на тази схема е, че не се използува допълнителен източник на преднапрежение. Недостатъкът ѝ е, че ценеровите диоди рядко имат рязка чупка във волтамперната си характеристика при напрежения под 4 V. Следователно тази схема може да се използува за ограничаване на нива над 4 V.

Съпротивлението на R_S се пресмята по същия начин, както и в основната схема на диоден ограничител, но трябва да се вземат пред вид максимално допустимите токове както на обикновения, така и на ценеровия диод. Но допустимият ток на ценеровия диод обикновено винаги е по-голям от този на ограничителния, така че в крайна сметка все пак по-важно е да не се надхвърли допустимият ток на обикновения диод.

На фиг. 5-21 е показана *схема на ограничител с ценеров диод*. Както се вижда, с използването само на един ценеров диод се постига двустранно ограничаване на входния сигнал. Ограничението е несиметрично. Едната полувълна на входния сигнал се ограничава на ниво, определено от напрежението на стабилизация на ценеровия диод, а другата — на 0,5 V (това е

типичната стойност на пада на напрежение върху ценеровия диод).

Съпротивлението на R_S се пресмята по същия начин, както при останалите схеми на ограничители. Все пак трябва да се взе-



Фиг. 5-21. Ограничител на напрежение с ценеров диод (без допълнителен ограничаващ диод)



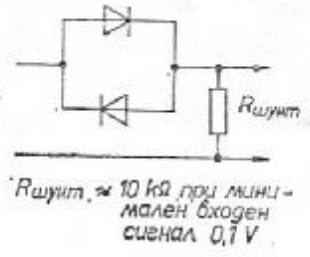
Фиг. 5-22. Двустранен ограничител на напрежение с два ценерови диода

мат пред вид някои специфични параметри на ценеровия диод. Напрежението, на което стабилизира ценерът, трябва да бъде равно на около 0,6 от размаха на входния сигнал. Ако се използува ценеров диод с по-ниско напрежение на стабилизация, през него може да протече твърде силен ток или ще трябва да се подбере R_S с твърде голямо съпротивление. В справочниците се задава и максимално допустимата разсейвана мощност на ценеровите диоди. Тя се изчислява като произведение на тока през диода, определен от R_S, и напрежението на стабилизация.

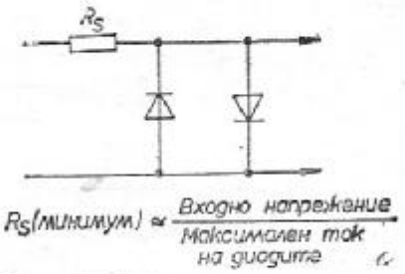
На фиг. 5-22 е показана *схемата на двустранен върхов ограничител с два ценерови диода.* Тя прилича на схемата от фиг. 5-21, но тук два ценерови диода са свързани обратно един към друг. Както се вижда, изходното напрежение е ограничено симетрично от двете страни. Нивото на ограничение е равно на напрежението на стабилизация на ценеровите диоди плюс още

0,5 V. Съпротивлението на R_S се изчислява по същия начин като при останалите ограничители.

На фиг. 5-23 е показана *схема за подтискане на шумови сигнали с ниско ниво, в която са използувани два диода.* Когато



Фиг. 5-23. Схема за подтискане на шумови сигнали с ниско ниво



Фиг. 5-24. Двустранен ограничител с паралелни диоди

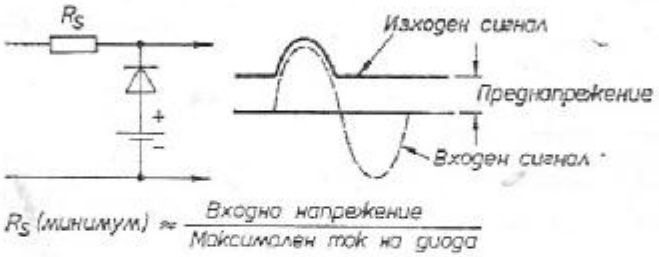
размахът на входните сигнали е по-малък от напрежението на отпушване на диодите, тези сигнали ще бъдат подтиснати значително. Ако размахът на входния сигнал надвиши прага на отпушване на диодите, той ще премине през тях без (или с малко) затихване. Като правило, ако се използуват силициеви диоди с праг на отпушване 0,5 V, всички входни сигнали с амплитуда под около 0,1 V ще бъдат подтиснати най-малко с 30 dB, а всички входни сигнали с размах над 1 V ще затихват с по-малко от 3 dB.

Както и при другите схеми на ограничители, диодите трябва да бъдат в състояние да издържат цялото напрежение на входния сигнал и протичащия през тях ток. Съпротивлението на резистора $R_{шунт}$ зависи от минималната амплитуда на входния сигнал. Като правило $R_{шунт}$ трябва да има съпротивление около 10 kΩ, ако минималният входен сигнал е от порядъка на 0,1 V.

На фиг. 5-24 е показана *схемата на двустранен ограничител на ниско ниво.* Изходното напрежение е ограничено по амплитуда до двата прага на отпушване на диодите. За силициевите диоди този праг е около 0,5 V. Когато амплитудата на входния сигнал е под 0,5 V, двата диода са запушени и сигналът преминава към изхода на схемата без изкривяване или затихване. Сигналите с по-голяма амплитуда се ограничават двустранно на ниво 0,5 V. Както и за предишните схеми, тук се поставя изискването диодите да могат да издържат цялото напрежение на входния сигнал. Съпротивлението на R_S зависи от максималната амплитуда на входния сигнал и от допустимия ток на диодите в права посока.

На фиг. 5-25 е показана още една *схема на ограничител на шума.* Тя прилича на основната схема на диоден ограничител (фиг. 5-19), но тук диодът е свързан с обратна полярност. Изход-

ният сигнал се получава само тогава, когато входният е по-голям от избраното преднапрежение. Ако размахът на входния сигнал е под нивото на избраното преднапрежение или е с обратна полярност, диодът се отпушва и изходното напрежение става равно



Фиг. 5-25. Ограничител на шум с ниско ниво

на преднапрежението на диода. Затова всички сигнали с ниво, по-ниско от избраното преднапрежение, се подтискат.

Както и при другите ограничители, диодът трябва да бъде в състояние да издържи максималното входно напрежение. Съпротивлението на R_S се определя в зависимост от допустимия ток на диода в права посока.

5-8.2. Примери за проектиране на ограничители

Нека да предположим, че схемата, показана на фиг. 5-19 или 5-20, трябва да ограничи положителната полувълна на входното напрежение до ниво 3,5 V. Размахът на входния сигнал е 10 V от връх до връх. Диодът, който трябва да се използува, има достатъчно голямо обратно напрежение и допустим ток в права посока 20 mA.

Тъй като желаното ниво на ограничение е под 4 V, не може да се използува схемата с ценеров диод и трябва да се избере тази с фиксирано преднапрежение. Тя е показана на фиг. 5-19.

Минималната стойност на съпротивлението на R_S трябва да бъде 10 V : 0,020 A, или 500 Ω. Най-близката стандартна стойност е 510 Ω. Може да се избере и по-голямо съпротивление на резистора, но това ще доведе до излишно затихване на сигнала.

Да предположим, че входният сигнал трябва да се ограничи двустранно на ниво 5 V, като се използуват схемите, показани на фиг. 5-21 или 5-22. Входният сигнал отново е 10 V. Желателно е мощността, разсейвана от ценеровите диоди, да бъде 50 mW или по-малка.

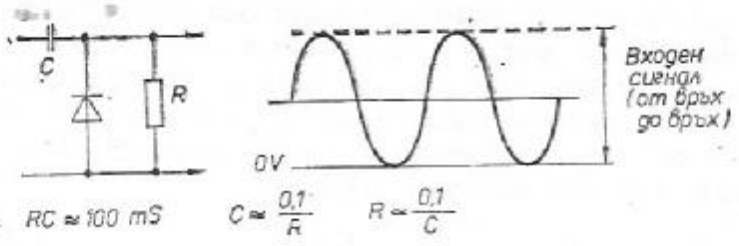
Тъй като входният сигнал трябва да бъде ограничен двустранно, ще се използува схемата от фиг. 5-22. За да се осигури ниво на ограничение 5 V, напрежението на стабилизация на ценеровия диод трябва да бъде 4,5 V, към които се добавят

0,5 V пад на напрежение върху другия ценеров диод. Най-близката стандартна стойност на напрежение на стабилизация за ценеров диод обаче е 4,7 V. Следователно трябва да се изберат такива ценерови диоди и те ще осигурят ограничаване на входния сигнал на ниво, близко до 5 V. При напрежение на стабилизация 4,7 V и допустима разсейвана мощност 50 mW съпротивлението на R трябва да бъде $4{,}7^2 : 0{,}050\ \text{W} = 440\ \Omega$. Най-близката по-голяма стандартна стойност на съпротивление е 510 Ω.

5-8.3. Анализ на схемата на фиксатор на ниво

На фиг. 5-26 е показана фиксираща схема. Както се вижда, това е един високопропускащ RC-филтър, но паралелно на резистора е включен диод. Времеконстантата на RC-групата трябва да бъде голяма, за да се избегне изкривяването на сигнала. Като правило за честоти от 10 Hz до 1 MHz тя трябва да бъде около 100 ms. Често се налага стойностите на RC-елементите да се изберат в зависимост от останалите стъпала на устройството Съпротивлението на R например обикновено трябва да се избере така, че да се съгласува с даден импеданс. В този случай се подбира само стойността на C, за да се получи времеконстанта около 100 ms. За предпочитане е съпротивлението на R да бъде възможно най-голямото, за да се избегне честото презареждане на кондензатора.

В показаната схема отрицателните върхове на входния сигнал се фиксират на ниво 0 V. Ако полярността на диода беше обратна (при обратно включване), към 0 V ще се фиксират положителните върхове на входния сигнал, а отрицателните ще се разположат под 0 V. Когато последователно на диода се включи източник на фиксирано преднапрежение (например батерия), съответният връх на входния сигнал (в зависимост от полярността на



Фиг. 5.26. Схема за неуправляема фиксация

диода) се фиксира на нивото на подаденото допълнително преднапрежение. В показания пример, ако размахът на входния сигнал е 3 V от връх до връх и ако е подадено допълнително преднапрежение 1 V, отрицателните върхове на синусоидата ще се разположат на ниво 1 V, а положителните — на ниво 4 V.

5-8.4. Пример за проектиране на фиксираща схема

Нека да предположим, че схемата от фиг. 5-26 се използува за фиксиране към маса на сигнал 10 V. Съпротивлението на R трябва да бъде 1 MΩ, за да се съгласува с външен за схемата импеданс.

Ако съпротивлението на R е 1 MΩ, капацитетът на C трябва да бъде 0,1 μF, за да се осигури времеконстанта от 100 ms. Диодът трябва да има пробивно напрежение, по-голямо от 10 V. Към фиксиращите диоди обикновено не се поставят изисквания за максималния ток в права посока.

5-9. МЕТОДИ ЗА ИЗМЕРВАНЕ НА СХЕМИ ЗА ГЕНЕРИРАНЕ И ОБРАБОТВАНЕ НА СИГНАЛИ

В следващите раздели са описани методите за измерване на схеми за генериране и обработване на сигнали.

Единственият начин практически да се провери действието на една схема за обработване на сигнали е изходното й напрежение да се разгледа, като се включи осцилоскоп. Същото се отнася и за схемите за генериране на сигнали, например за генераторите. С осцилоскоп могат направо да се измерят амплитудата и продължителността на сигналите, както и да се наблюдава формата на сигналите. Честотата може да се определи, като с осцилоскопа се измери продължителността на един период (на синусоидата или на повторение на импулсите). Стойността на честотата е реципрочна на периода на повторение на сигналите.

Когато честотата на генератора е много висока, не е практично тя да се мери с осцилоскоп. Усилвателите на осцилоскопа може да не пропуснат сигнал с толкова висока честота, но дори и да го пропуснат с голямо затихване и силно изкривен, трудно е да се отчете например продължителността на единичен импулс при висока честота. Затова се препоръчва да се използува методът на биенето или цифров честотомер. Амплитудата на сигналите с висока честота може да се измерва с високочестотна детекторна глава или с бобина за отнемане на напрежение, както е описано в раздел 4-11.

5-9.1. Измервания с осцилоскоп

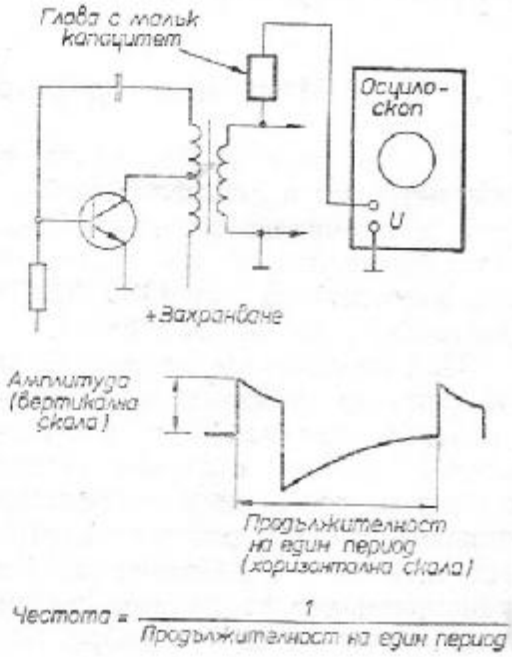
На фиг. 5-27 е показано свързването на осцилоскоп към стъпалото при измерване на параметрите на сигнала. При всички измервания трябва да се използува глава с малък капацитет и с голямо входно съпротивление. Не е възможно тук да се опишат

всички измервания, които могат да се направят при изпробване на генератори, мултивибратори, нискочестотни генератори и пр. Все пак следните правила са валидни при изпробване на повечето автогенератори и могат да бъдат пригодени за използуване във всеки конкретен случай.

1. Свържете уредите, както е показано на фиг. 5-27. Вертикалната скала на екрана на осцилоскопа трябва да бъде калибрирана в напрежение, а хоризонталната — във времеинтервали.

2. Превключете осцилоскопа на вътрешна развивка. Превключвателите за избор на вида на развивката и за вида на синхронизацията трябва да се поставят в положение „Вътрешна".

3. Подайте захранващо напрежение на изпробваното стъпало. Включете главата на осцилоскопа в точката на измерване.



Фиг. 5-27. Измерване на размаха и честотата и определяне на формата на импулсни сигнали с помощта на осцилоскоп

4. Подберете положението на превключвателите на осцилоскопа така, че на екрана да останат два или три периода на изследвания сигнал.

5. Отчетете размаха на сигнала по вертикалната скала на екрана на осцилоскопа. Например, ако осцилоскопът е калибриран на 1 V/деление и сигналът заема три деления по вертикала, неговият размах от връх до връх е 3 V.

6. Отчетете продължителността на сигнала по хоризонталната скала на екрана на осцилоскопа. Ако трябва да се определи честотата на повторение на импулсите, отчетете продължителността на един цял период (от преден фронт на един импулс до преден фронт на следващия) и след това превърнете този период в честота. Например, ако скоростта на развивка на осцилоскопа е 1 ms/деление и един пълен период на повторение на импулсите заема 8 деления по хоризонталната скала на екрана, продължителността на периода е 0,8 ms и честотата на повторение е 1 : 0,0008, или 1250 Hz.

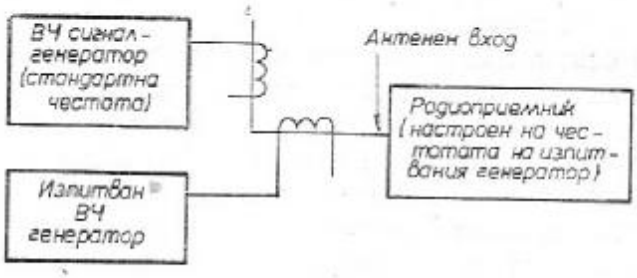
7. Хоризонталната скала на някои осцилоскопи може да бъде калибрирана в честота. Тя е означена на скалата срещу превключвателя за скорост на развивката. Ако използуваният осцилоскоп е

от този тип, трябва с превключвателите за скорост на развивката и за синхронизация върху екрана на осцилоскопа да се разположи само един цял период от изследвания сигнал. Неговата честота може да се отчете директно от скалата срещу превключвателя за скорост на развивката.

5-9.2. Измерване по метода на нулевото биене

За измерване по метода на нулевото биене са необходими един източник на сигнал с точно известна честота, която може да бъде променяна в целия обхват, в който се очаква да попадне честотата на изпробвания генератор, и детектор, който да покаже кога честотата на двата сигнала (на еталонния генератор и на изпробвания) става една и съща.

При използуване на метода на нулевото биене за детектор е най-лесно да се използува стандартен радиоприемник. На фиг. 5-28 е показано как може да се сравни честотата на един автогенератор с тази на еталонен сигнал-генератор. Двата сигнала се подават на входа на радиоприемника. Когато честотата на еталонния сигнал-генератор се настрои така, че да стане близка до честотата на изпробвания автогенератор, високоговорителят на радиоприемника възпроизвежда сигнал със звукова честота и този сигнал може да се чуе добре. Когато честотата на двата генератора стане точно една и съща, от говорителя на приемника не се чува никакъв звук. Точната честота на изпробвания генератор



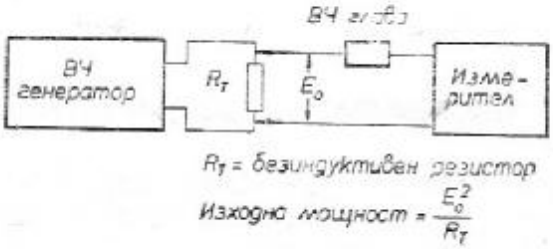
Фиг. 5-28. Измерване на честотата на генератор по метода на нулевото биене

може да бъде отчетена по скалата на еталонния или от цифров честотомер, свързан в изхода на изпробвания.

След като честотата на генератора е определена по описания начин, амплитудата на изходния му сигнал може да се измери с високочестотна детекторна глава и волтметър, както е указано в раздел 4-11.

5-9.3. Измерване на изходната мощност на генератори

Изходната мощност на генератор се измерва, като се отчете напрежението E_0 върху товарен резистор с известно съпротивление $R_т$, както е показано на фиг. 5-29. Изходната мощност е равна на $E_0^2 : R_т$.



Фиг. 5-29. Измерване на изходната мощност на високочестотни генератори

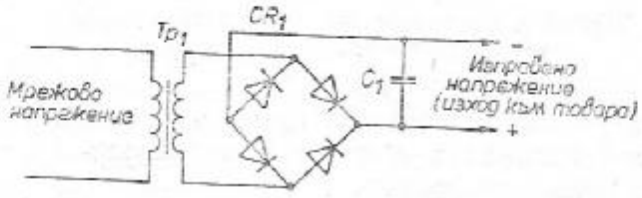
Товарният резистор трябва да има съпротивление, равно на реалния товарен импенданс, с който е натоварен при работа изходът на измервания генератор.

6

ТОКОЗАХРАНВАЩИ УСТРОЙСТВА

6-1. ОСНОВНА СХЕМА НА ПОЛУПРОВОДНИКОВ ТОКОИЗПРАВИТЕЛ

На фиг. 6-1 е показана основната схема на токоизправител с полупроводникови елементи. Забележете колко проста е тази схема. За разлика от токоизправителите с електронни лампи тук



Изправеното напрежение $\approx 1{,}3 \times$ напрежението на вторичната намотка

Необходимата мощност на трансформатора $> 1{,}3 \times$ постояннотоковата изходна мощност

$$\text{Съпротивлението на товара} = \frac{\text{изходното напрежение}}{\text{изходния ток}}$$

$$\text{Съпротивлението на изправителя} = \frac{\text{напрежението без товар} - \text{напрежението при пълен товар}}{\text{ток през товара}}$$

Работното напрежение на $C_1 > 1{,}3 \times$ изходното напрежение

$$\text{Капацитетът на } C_1, \mu F \approx \frac{200\,000}{\text{съпротивлението на товара} \times \% \text{ на пулсациите на изправеното напрежение}}$$

$$\text{Напрежението на вторичната намотка} \approx \frac{\text{необходимото изправено изходно напрежение}}{1{,}3}$$

Постояннотоковата изходна мощност = изходното напрежение $\times$ тока през товара

Параметрите на CR_1 — вижте текста

Фиг. 6.1. Схема на токоизправител с полупроводникови диоди

не се използуват сложни филтри. На практика допълнителната маса и обем на токоизправителите заради големите филтрови дросели са прекалено неизгодни, като се има пред вид с колко се намаляват пулсациите на изправеното напрежение. Устройствата, изработени с полупроводникови елементи, могат да работят

при по-голям процент на пулсациите в изправеното захранващо напрежение, отколкото аналогичните лампови схеми, защото обикновено използуваните при тях захранващи напрежения са много по-ниски.

Показаният на фиг. 6-1 токоизправител представлява мостов изправител (схема на Грец) с филтров кондензатор. Това е най-често използуваната схема на токоизправител за транзисторни устройства.

6-1.1. Анализ на схемата

Като допълнение към казаното в глава 1 трябва да се изпълнят и следните условия:

Мрежов трансформатор. Мрежовият трансформатор в токоизправителите за транзисторни схеми обикновено е понижаващ. Напрежението на първичната му намотка най-често е 220 V (или 110 V), докато това на вторичната трябва да бъде между 12 и 50 V. Ако трансформаторът се използува заедно с двуполупериоден изправител и филтров кондензатор, изправеното постоянно напрежение е около 1,3 пъти по-високо от напрежението на вторичната му намотка. Ако напрежението на вторичната намотка на T_{p_1} е например 10 V, изправеното напрежение ще бъде 13 V.

За трансформаторите е необходимо освен напреженията на намотките да бъде известна и допустимата мощност, която може да бъде трансформирана. Най-често тя се задава в справочниците не като истинска променливотокова мощност, а във волт-ампери (VA). Като правило мощността на трансформатора би трябвало да бъде поне 1,3 пъти по-голяма от постояннотоковата мощност на цялото захранвано устройство. Така например, ако е необходима постояннотокова мощност 10 W, трансформаторът трябва да има допустима мощност поне 13 W.

Импеданс на товара и вътрешно съпротивление на токоизправителя. Тези две неща обикновено се смесват. Нито едната от двете стойности не може да бъде измерена направо, а и двете трябва да се пресмятат в зависимост от измерените напрежения и токове. Съпротивлението на товара (ефективният импеданс) се получава, като изходното напрежение, измерено върху товара, се раздели на тока, протичащ през този товар. Например при постоянно изходно напрежение 10 V и ток през товара 2 A импедансът на товара е 5 Ω.

Съпротивлението на токоизправителя (нарича се вътрешно съпротавление) се намира, като промяната в изходното напрежение се раздели на промяната в тока през товара.

Съществуват два начина за пресмятане на вътрешното съпротивление на изправителя. При първия начин изходното му напрежение се измерва без товар, а след това — при пълен товар.

Разликата в изходното напрежение, получена при двете измервания, се дели на тока през товара. Например, ако напрежението в изхода на изправителя при изключен товар е 30 V, а при включване на товара спада на 25 V, и е измерен ток през товара 2 А, вътрешното съпротивление на изправителя е (30 V—25 V) : 2А, или 2,5 Ω.

При втория начин изходното напрежение на изправителя се измерва отначало при малък товар, а след това и при пълен товар. Разликата между измерените две изходни напрежения се дели на разликата в токовете, протичащи през товара в двата случая. Например, ако при малък товар е измерено напрежение 28 V и през товара е протичал ток 0,5 А, а при пълен товар на изхода на изправителя се измерва напрежение 25 V и през товара протича ток 2 А, вътрешното съпротивление на източника на захранващо напрежение е (28 V—25 V) : (2 А—0,5 А), или 2 Ω.

Параметри на диодите. Има четири основни параметъра, които се вземат пред вид при избора на диодите. Те са максимално обратно напрежение, пад на напрежението върху отпушения диод, обратен ток и ток в права посока.

Максималното обратно напрежение е обратното напрежение, което диодът може да издържи, без да пробие. В справочниците обикновено се посочват две обратни напрежения — средно (или номинално) и максимално (импулсно). Като правило за двуполупериодни мостови изправители трябва да се подбират диоди с номинално обратно напрежение, поне два пъти по-високо от необходимото постоянно изправено напрежение, което трябва да се получи на изхода на изправителя. Във всички случаи обратното напрежение на диодите трябва да бъде по-високо както от напрежението на вторичната намотка на трансформатора, така и от постоянното напрежение, получено в изхода на изправителя.

Падът на напрежение върху отпушения диод (пад на напрежение в права посока) в идеалния случай би трябвало да бъде равен на 0 V. На практика обаче този пад е между 0,5 V и 1 V. Спадането на изходното напрежение на изправителя, което се дължи на пада на напрежение върху изправителните диоди, се компенсира от повишаването на изходното напрежение на изправителя при изглаждане на пулсациите чрез филтровия кондензатор.

Обратният ток на диода е токът, който протича през прехода на запушения диод. В идеалния случай този ток трябва да бъде равен на 0 А, но на практика този ток е от порядъка на няколко микроампера, в най-лошия случай няколко милиампера.

Токът в права посока е максималният ток, който може да протече през отпушения диод, без да го повреди. Като правило токът в права посока, посочен в справочника за избрания диод, трябва да бъде по-голям от тока през товара, най-добре поне два пъти.

Филтров кондензатор. В двуполупериодните мостови из-

правители се използуват електролитни кондензатори, защото капацитетът на филтровите кондензатори трябва да бъде много голям. Работното напрежение на кондензатора трябва да бъде най-малко 1,3 пъти по-високо от изправеното напрежение в изхода на изправителя. Капацитетът му се пресмята в зависимост от съпротивлението на товара и от допустимия процент на пулсациите в изправеното напрежение. Например, ако съпротивлението на товара е 50 Ω и се допускат пулсации 5% спрямо стойността на изправеното напрежение, капацитетът на филтровия кондензатор трябва да бъде 200 000 : (50 Ω×5) или 800 μF.

6-1.2. Пример за проектиране

Нека да предположим, че изправителят от фиг. 6-1 трябва да осигури изправено напрежение 28 V при ток през товара 4 А и пулсации на изправеното напрежение 3%. Мрежовото напрежение се изменя от 110 до 120 V.

При необходимо изправено напрежение 28 V напрежението на вторичната намотка на трансформатора трябва да бъде 28 V : 1,3 или 21,5 V.

Постояннотоковата изходна мощност на изправителя е 112 W (28 V×4 A), затова пълната мощност на трансформатора Tp_1 трябва да бъде 112 W×1,3 или 145,6 W. Тази мощност се закръглява на 150 W.

Съпротивлението на товара е 28 V : 4 A или 7 Ω.

Параметрите на диодите трябва да бъдат следните:

Максималното обратно напрежение трябва да бъде 28 V×2, или 56 V. На практика може да се използуват обаче всякакви диоди с обратно напрежение над 30 V.

Падът на напрежение върху диода в права посока не бива да надхвърля 1 V.

Обратният ток на диода не бива да бъде по-голям от 100 μA.

Постоянният ток на диода в права посока трябва да бъде не по-малък от 4 А×2 или 8 А.

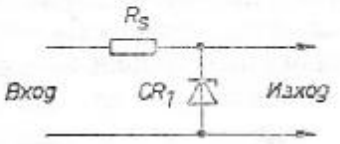
Имайте пред вид, че това са изисквания към отделните диоди. Понякога четирите диода от мостовата схема се продават в един модул. В тези случаи справочните данни за този модул трябва да съответствуват на посочените по-горе за един отделен диод.

Работното напрежение на филтровия кондензатор трябва да бъде 28 V×1,3 или 35,4 V. Разбира се, точно такова работно напрежение не е стандартно и такъв кондензатор не може да се намери, но може да се използува кондензатор с работно напрежение 35 V.

При зададения допустим процент на пулсации на изходното напрежение и съпротивление на товара 7 Ω капацитетът на филтровия кондензатор трябва да бъде 200 000 : (7×3) или 9523 μF.

6-2. СТАБИЛИЗИРАНЕ НА НАПРЕЖЕНИЕ С ЦЕНЕРОВ ДИОД

Основната схема на токоизправител, показана на фиг. 6-1, е без стабилизация на изходното напрежение. Това означава, че изходното напрежение се изменя при промяна на импенданса на товара и при колебания на мрежовото напрежение. Въпреки че това



Изходното напрежение = напрежението на стабилизация на диода

Разсейваната мощност = напрежението на стабилизация × тока през диода

Минималното входно напрежение = 1,4 × напрежението на стабилизация

Напрежението на стабилизация ≈ 0,7 × минималното входно напрежение

Безопасната разсейвана мощност на диода ≈ 3 × мощността, разсейвана от товара (служи при избор на диод)

$$R_S(\Omega) = \frac{(\text{макс. входно напрежение} - \text{напрежението на стабилизация})^2}{\text{безопасната разсейвана мощност на диода}}$$

Колебанията на входното напрежение < 30% от максималното входно напрежение

$$\text{Токът през товара} = \frac{\text{напрежението на стабилизация}}{\text{съпротивлението на товара}}$$

Мощността, разсейвана от товара = напрежението на стабилизация × ток през товара

$$\text{Безопасният ток през товара} \approx \frac{\text{допустимия ток през ценеровия диод}}{3}$$

Фиг. 6-2. Стабилизиране на напрежение с ценеров диод

състояние не пречи в някои устройства, в редица други се поставя изискването захранващото напрежение да остава постоянно независимо от промените на импенданса на товара и/или напрежението на мрежата.

На фиг. 6-2 е показана схемата на стабилизатор на напрежение с ценеров диод. Това е най-простият начин за стабилизиране на напрежения. При него обаче съществуват и определени ограничения, които трябва да се имат пред вид при проектирането на схемата.

6-2.1. Анализ на схемата

В допълнение към казаното в глава 1 имайте пред вид и следното.

Параметри на ценеровия диод. В справочниците не винаги могат да се намерят едни и същи параметри на ценеровите диоди. На практика е важно да се знае какво е напрежението на стабилизация на ценеровия диод, както и максималният му ток и допустимата разсейвана мощност.

Допустимата максимална разсейвана мощност на ценеровия диод се определя, като се умножи напрежението на стабилизация по максималния допустим ток през диода. Ценеровите диоди рядко имат допустима разсейвана мощност, по-голяма от няколко вата. Тази разсейвана мощност се дава за стайна температура (25° C) и трябва да бъде намалена при по-високи температури.

Напрежението на стабилизация на ценеровите диоди обикновено е между 4 V и 27 V при ток през диода до 200 mA (най-често под 100 mA). Съществуват ценерови диоди за специални цели, които стабилизират на по-високи напрежения и при по-ниски токове.

Теоретически ценеровият диод трябва да поддържа изходното напрежение постоянно (с допустим толеранс от 0,1 до 0,9 V) въпреки измерванията на импеданса на товара и на входното напрежение.

На практика обаче входното напрежение винаги трябва да бъде поне 1,4 пъти по-високо от напрежението на стабилизация на ценеровия диод, защото в противен случай няма да се достигне до лавинен пробив на диода и няма да се получи никакво стабилизиране на напрежението. От друга страна, ако входното напрежение нарасне толкова много, че се надхвърли допустимият максимален ток на диода, той ще се прегрее и може да се повреди.

Токът през ценеровия диод се ограничава от резистора R_S.

Опитни стойности. Равенствата за подбиране на опитни стойности на елементите са показани на фиг. 6-2. По-долу са дадени някои обяснения по тези равенства.

Напрежението на стабилизация на ценеровия диод трябва да бъде най-много 0,7 от най-ниското входно напрежение. Следователно, ако входното напрежение се изменя например между 10 V и 15 V, напрежението на стабилизация на ценеровия диод трябва да бъде 10 V$\times$0,7 или 7 V. Ако изходните данни на проектирането предопределят типа на използувания ценеров диод, тогава трябва да се подаде входното напрежение, поне 1,4 пъти по-високо от напрежението, на което стабилизира ценеровият диод. Например, ако стабилизираното изходно напрежение трябва да бъде 10 V, минималното входно постоянно напрежение осигурено от изправителя, трябва да бъде поне 10 V$\times$1,4 или 14 V.

Допустимата разсейвана мощност на ценеровия диод трябва да бъде поне три пъти по-голяма от мощността, разсейвана от товара. Например при изходна мощност 250 mW, получена при напрежение 10 V върху товар 400 Ω, ще трябва да се подбере ценеров диод с допустима разсейвана мощност около 750 mW.

Съпротивлението на R_S се определя в зависимост от максималното входно напрежение, желаното напрежение на стабилизация и допустимата разсейвана мощност на ценеровия диод. Ако отново използуваме посочените по-горе данни, т. е. изменение на

входното напрежение от 10 до 15 V, напрежение на стабилизация на ценеровия диод 7 V и допустима разсейвана мощност на диода примерно 600 mW, първата опитна стойност на съпротивлението на R_S трябва да бъде (15 V—7 V)² : 0,6 W или 106 Ω. (Трябва да се използува следващата по-висока стандартна стойност 110 Ω.)

Имайте пред вид, че ако входното напрежение се изменя с повече от 30% (от най-високата си стойност), ще бъде трудно (а и непрактично) стабилизацията да се извърши с ценеров диод.

Въпреки че схемата от фиг. 6-2 може да се монтира като експериментален модел, като се използуват току-що определените стойности на елементите, удобно е схемата да се провери още веднъж „на хартия". Това става, като се вземат пред вид максималната и минималната стойност на входното напрежение. Ако опитната стойност на R_S е определена правилно, при максимално входно напрежение през диода ще протече ток, който може да бъде понесен от него, а при минималното входно напрежение трябва да протича ток, достатъчно по-голям от тока през товара. Тези пресмятания са включени в следващия пример за проектиране.

6-2.2. Пример за проектиране

Нека да предложим, че схемата от фиг. 6-2 трябва да осигури стабилизирано напрежение 7,5 V върху товар от 250 Ω. Максималното постоянно входно напрежение е 15 V. Приема се, че разполагате с ценерови диоди с напрежение на стабилизация 7,5 V. Трябва да се определи какво е минимално възможното входно напрежение, допустимите стойности на тока (или разсейваната мощност) на диода, както и оптималното съпротивление на R_S.

При напрежение на стабилизация 7,5 V минималното възможно входно напрежение трябва да бъде 7,5 V×1,4 или 10,5 V.

Ако изходното стабилизирано напрежение е 7,5 V и съпротивлението на товара е 250 Ω, токът през товара ще бъде 7,5 V : 250 Ω или 30 mA. Мощността, разсейвана от товара, ще бъде 7,5 V×0,03 A или 225 mW. Затова трябва да се избере ценеров диод с допустима разсейвана мощност 225 mW×3 или 675 mW. Най-близката стойност на разсейвана мощност, предвидена в стандарта, е 1 W.

При приетата допустима разсейвана мощност 675 mW, при напрежение на стабилизация 7,5 V и при максимална стойност на входното напрежение 15 V първата опитна стойност на съпротивлението на R_S трябва да бъде (15 V—7,5 V)² : 0,675 W или 83,3 Ω. Най-близката стандартна стойност на резистор с точност 10% е 82 Ω.

През товара протича ток 30 mA, затова допустимият ток през ценеровия диод трябва да бъде 30×3 или 90 mA. Ако се избере

ценеров диод с допустим ток 100 mA, ще има допълнителен резерв по отношение на сигурността.

Получените стойности (82 Ω за R_S и напрежение на стабилизация 7,5 V при ток през ценеровия диод 100 mA) трябва да се проверят по отношение на максималното и минималното входно напрежение по следния начин: максималният входен ток, получен като сума на токовете през ценеровия диод и през товара, трябва да бъде равен на пада на напрежение върху R_S (15 V— —7,5 V = 7,5 V), разделен на съпротивлението на резистора (82 Ω), или на 91 mA. Следователно при нормалния ток през товара (30 mA) през ценеровия диод ще протекат само 61 mA (91—30= =61 mA). Ако токът през товара спадне на 0 (при изключен товар), през ценеровия диод ще премине целият ток, равен на 91 mA. Този ток обаче е по-малък от допустимите 100 mA, така че по този параметър диодът е избран правилно.

Максималната разсейвана мощност от ценеровия диод ще бъде 7,5 V×0,09 A или 675 mW, както беше пресметнато по-горе. Ценеровият диод с допустима разсейвана мощност 1 W се оказва подходящ.

Максималната мощност, разсейвана от R_S, също ще бъде 675 mW (пад на напрежение 7,5 V× ток през резистора 0,09 A) Следователно R_S също трябва да има номинална мощност 1 W.

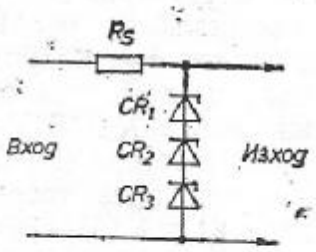
Преди започване на пробния монтаж трябва да се уверите, че при минимално входно напрежение през резистора R_S ще протича ток, по-голям от тока през товара. Беше пресметнато, че минималното входно напрежение не бива да спада под 10,5 V. Като се използува тази стойност и напрежението на стабилизация (7,5 V), върху резистора остава пад на напрежение от 3 V. При пад на напрежение 3 V върху резистор със съпротивление 82 Ω токът през него е 3 V : 82 Ω или 36 mA. При нормални условия през товара ще протичат 30 mA, а останалите 6 mA — през ценеровия диод.

Ако токът през резистора се получи под 30 mA, наложително е да се намали съпротивлението на R_S.

6-3. УВЕЛИЧАВАНЕ НА НАПРЕЖЕНИЕТО, СТАБИЛИЗИРАНО С ЦЕНЕРОВИ ДИОДИ

В редки случи може да се наложи да стабилизирате такива напрежения, за които не съществуват стандартни стойности на напрежението на стабилизация на ценеровите диоди. Например може да се наложи да се стабилизира високо напрежение при голям ток през товара, което няма да може да се осъществи с обикновените ценерови диоди. Обикновено високоволтовите ценерови диоди имат съответно по-малък допустим ток. В тези случаи

е възможно да се свържат последователно няколко ценерови диода, за да се получи желаното напрежение на стабилизация, както е показано на фиг. 6-3.



Изходното напрежение = общото напрежение на стабилизация на ценеровите диоди

Разсейваната мощност на = напрежението на стабилизация × тока през диода всеки диод

Минималното входно напрежение = 1,4 × общото напрежение на стабилизация

Общото напрежение на стабилизация ≈ 0,7 × минималното входно напрежение

Безопасната разсейвана мощност на всеки диод ≈ разсейваната мощност от всеки диод

$$\text{Общият ток през товара} = \frac{\text{общото напрежение на стабилизация}}{\text{съпротивлението на товара}}$$

Мощността, разсейвана от товара = общото напрежение на стабилизация × тока през товара

Допустимият ток на ценеровия диод ≈ 3 × максималния ток през товара (служи при избор на диод)

$$R_S(\Omega) = \frac{(\text{макс. входно напрежение} - \text{общото напрежение на стабилизация})^2}{\text{допустимата разсейвана мощност}}$$

Фиг. 6-3. Стабилизиране на напрежение с ценеров диод

6-3.1. Анализ на схемата

Съображенията при избора на елементите за схемата от фиг. 6-3 са подобни на тези, които бяха обсъдени в раздел 6-2.1 за схемата от фиг. 6-2. Не е необходимо всички ценерови диоди да имат еднакво напрежение на стабилизация, но се изисква да имат еднаква разсейвана мощност. Освен това допустимите токове през диодите също трябва да са приблизително еднакви или товарът да бъде избран така, че да не се повреди някой от ценеровите диоди.

На практика, ако входното напрежение стане по-малко от 1,4 × напрежението на стабилизация на последователно свързаните ценерови диоди, един от тях или всичките няма да достигнат до състояние на лавинен пробив и няма да има стабилизация на изходното напрежение. От друга страна, ако входното напрежение нарасне дотолкова, че се надвиши максимално допустимият ток макар и на един от диодите, той ще прегрее и по всяка вероятност ще се повреди.

Опитни стойности. Общото напрежение на стабилизация на ценеровите диоди трябва да бъде 0,7 от най-ниското постоянно входно напрежение или, с други думи, минималното входно напрежение трябва да бъде поне 1,4 пъти по-високо от общото напрежение на стабилизация на ценеровите диоди. Така например, ако напрежението на стабилизация на всеки от ценеровите диоди е 7 V, общото напрежение на стабилизация ще бъде 21 V и минималното постоянно входно напрежение не бива да става по-ниско от 21 V×1,4 или 29,4 V.

Безопасната стойност на допустимата разсейвана мощност за всеки от ценеровите диоди е три пъти по-голяма от мощността, разсейвана от товара. Например, ако последната е 100 mW, всеки от ценеровите диоди трябва да бъде в състояние да разсее 300 mW.

Съпротивлението на R_S се пресмята, като се използуват вече известните стойности за общото напрежение на стабилизация, максималното входно напрежение и безопасната допустима разсейвана мощност.

Както и при основната схема на стабилизатор с ценеров диод, ако входното напрежение се изменя с повече от 30% от максималната си стойност, стабилизацията не бива да се извършва с ценерови диоди. Преди да се премине към пробен монтаж, е добре да се направят контролните изчисления. При минимално входно напрежение през R_S все пак трябва да протича ток, по-голям от тока през товара, а при максимално — ток, който може да бъде понесен от най-малкомощния ценеров диод във веригата.

6-3.2. Пример за проектиране

Нека да предложим, че схемата от фиг. 6-3 трябва да осигури стабилизирано напрежение 22,5 V върху товар от 75 Ω. Приемете, че разполагате с ценеров диод с напрежение на стабилизация 22,5 V и допустим ток 100 mA, освен това и с ценерови диоди с напрежение на стабилизация 7,5 V и че максималното входно напрежение може да достигне 40 V. Трябва да се определят: минимално допустимото входно напрежение, допустимият ток (или разсейвана мощност) за ценеровите диоди и съпротивлението на резистора R_S.

Необходимото стабилизирано изходно напрежение е 22,5 V. То може да бъде осигурено от три ценерови диода с напрежение на стабилизация по 7,5 V. Минимално допустимото входно напрежение е 22,5 V×1,4 или 31,5 V.

Токът през товара се определя, като се раздели изходното напрежение на съпротивлението на товара или 22,5 V : 75 Ω = =300 mA. Следователно не може да се използува ценеровият диод с напрежение на стабилизация 22,5 V, защото той има до-

пустим ток само 100 mA. Мощността, разсейвана от всеки от избраните ценерови дтоди, ще бъде 7,5×0,3 A или 2,25 W. При избора на диодите обаче трябва да се осигури поне три пъти по-голяма допустима разсейвана мощност, или 2,25 W×3=6,75 W. Най-близката стандартна стойност на разсейвана мощност на ценеров диод най-вероятно е 10 W.

През товара протича ток 300 mA, затова допустимият ток на всеки от ценеровите диоди трябва да бъде поне 300 mA×3 или 900 mA.

Първата опитна стойност на съпротивлението на R_S се определя, както и преди, в зависимост от допустимата разсейвана мощност на диодите, общото напрежение на стабилизация и максималната стойност на входното напрежение. При известните вече стойности на тези параметри се получава R_S=(40 V—22,5 V)²: :6,75 W=45 Ω. Най-близката стандартна стойност е 47 Ω.

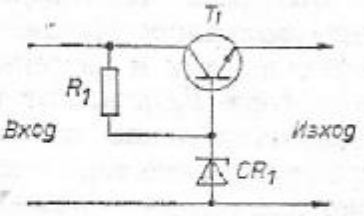
Получените стойности на елементите (47 Ω за R_S и три ценерови диода с напрежение на стабилизация 7,5 V и допустим ток 900 mA) трябва да се проверят още веднъж при максимална и минимална стойност на входното напрежение. Максималният входен ток, получен като сума от токовете през ценеровите диоди и през товара, ще се равнява на пада на напрежение върху R_S (40 V—22,5 V=17,5 V), разделен на съпротивлението на резистора (47 Ω), или на 307 mA. Това позволява през товара да протекат 300 mA и останалите 7 mA—през ценеровите диоди. При минималното входно напрежение обаче падът на напрежение върху резистора R_S ще бъде само 9 V (31,5 V—22,5 V=9 V) и през резистора ще протекат малко по-малко от 200 mA (9 V:47 Ω= =192 mA). При това напрежение не може да се осигури необходимият ток през товара. Следователно стойността 47 Ω за R_S е твърде висока. В тези случаи обикновено пресметнатата стойност се намалява наполовина и след това се закръглява до най-близката стандартна стойност на съпротивление. Новата стойност на съпротивлението на R_S трябва в случая да бъде 27 Ω.

При минимален пад на напрежение върху R_S 9 V и съпротивление на резистора 27 Ω токът през него ще бъде 9 V:27 Ω или 333 mA. Този ток вече е достатъчно по-голям от тока през товара (300 mA). Сега обаче трябва още веднъж да се провери какво ще се получи при максимално входно напрежение. Входният ток ще бъде (40 V—22,5 V):27 Ω или 650 mA. Избраните ценерови диоди (с допустим ток 900 mA) са подходящи за използване в конкретния случай.

6-4. УВЕЛИЧАВАНЕ НА ТОКА, СТАБИЛИЗИРАН С ЦЕНЕРОВ ДИОД

Съществуват ценерови диоди, които пропускат големи токове и разсейват мощности от порядъка на 50 W. Въпреки това обикновено е по-евтино стабилизираният ток да се увеличи, като

се използува мощен транзистор. Има две основни схеми — паралелна и последователна — които се използуват за тази цел. Мощният транзистор винаги се монтира на радиатор, за да се осигури разсейване на максимална мощност. На базата на мощния тран-



Изходното напрежение: при PNP силициев транзистор = напрежението на стабилизация на ценеровия диод — 0,5 V
При PNP германиев транзистор = напрежението на стабилизация на ценеровия диод — 0,2 V
При NPN силициев транзистор = напрежението на стабилизация на ценеровия диод + 0,5 V
При NPN германиев транзистор = напрежението на стабилизация на ценеровия диод + 0,2 V
Максималното напрежение, мощност, ток — зависят от T_2, вижте текста
Минималното входно напрежение ≈ 1—2 V + напрежението на стабилизация
Токът през R_1 ≈ 5% от тока през товара при минимално входно напрежение
Допустимата разсейвана мощност на ценеровия диод = 0,1 × общата изходна мощност

$$R_1\,(\Omega) \approx \frac{\text{минималното входно напрежение} - \text{напрежението на стабилизация}}{0.05 \times \text{максималния ток през товара}}$$

$$\text{Максималният ток през } R_1 \approx \frac{\text{макс. входно напрежение} - \text{напрежението на стабилизация}}{\text{съпротивление на } R_1}$$

Номиналната мощност на $R_1 \approx$ (макс. ток през R_1)^2 × съпротивлението на R
Допустимият ток през ценеровия диод ≈ максималния ток през R_1

Фиг. 6-4. Увеличаване на тока, стабилизиран с ценеров диод

зистор с помощта на маломощен ценеров диод се подава някакво стабилизирано напрежение. Затова на емитера на транзистора винаги се получава напрежение с около 0,5 V (при германиеви транзистори — 0,2 V) по-ниско от напрежението на стабилизация на ценеровия диод независимо от измененията на входното напрежение и тока на товара.

Въпреки че беше популярна преди време, паралелната схема сега е изместена от последователната. Паралелната схема на стабилизация има два недостатъка: тя консумира по-голяма мощност (която се отнема от мощността на товара) и натоварва непрекъснато източника на нестабилизираното постоянно напрежение. Затова ще бъде разгледан подробно стабилизаторът на напрежение, изпълнен по последователна схема, показана на фиг. 6-4.

6-4.1. Анализ на схемата

В допълнение към казаното в глава 1 трябва да се има пред вид и следното:

Максимално напрежение, максимален ток и разсейвана мощност. Параметрите максимално входно напрежение, максимален ток и разсейвана мощност зависят от параметрите на транзистора T_1, а не от тези на ценеровия диод. Максималното входно напрежение на схемата например зависи от допустимото напрежение колектор-емитер на използувания транзистор. Максимално допустимата разсейвана мощност и максималният колекторен ток на транзистора определят и съответните мощности и ток за цялата схема. Действителната разсейвана мощност на транзистора се пресмята, като се умножи падът на напрежение върху транзистора (разликата между захранващото входно напрежение на колектора на транзистора и напрежението в емитера) по тока през товара. Транзисторът винаги се монтира на радиатор, за да се повиши неговата допустима разсейвана мощност.

Изходно напрежение. Изходното напрежение на стабилизатора зависи от ценеровия диод и се различава от напрежението на стабилизация на ценеровия диод с 0,5 V (при силициев транзистор) или с 0,2 V (при германиев транзистор). Ако се използува PNP транзистор, изходното напрежение на стабилизатора е по-ниско от напрежението на стабилизация на ценеровия диод с 0,2 или 0,5 V, а ако транзисторът е от тип NPN, изходното напрежение на стабилизатора е по-високо от напрежението на стабилизация на диода със същите стойности.

Минимално входно напрежение. Минималното входно напрежение на стабилизатора също се определя от ценеровия диод. Като правило минималното напрежение (на колектора на транзистора) трябва да бъде поне с 1 V, а най-добре с 2 V по-високо от напрежението на стабилизация на ценеровия диод (напрежението на базата на транзистора).

Резистор в базата на транзистора. Съпротивлението на резистора R_1 се избира с оглед на оптималния базов ток на транзистора. R_1 трябва да осигури базов ток, равен на около 5% от общия ток през товара при минимално входно напрежение.

Ценеров диод. Ценеровият диод се подбира в зависимост от напрежението на стабилизация и допустимите ток и разсейвана мощност. Тъй като изходното напрежение на стабилизатора е много близко до напрежението на стабилизация, то определя и типа на използувания ценеров диод. Въпреки че изходният ток и допустимата разсейвана мощност на стабилизатора зависят предимно от транзистора, обикновено не се препоръчва да се проектира транзисторен стабилизатор за ток, който е повече от 10 пъти по-голям от допустимия ток на използувания ценеров диод.

6-4.2. Пример за проектиране

Нека да предположим, че схемата от фиг. 6-4 трябва да осигури изходна мощност 32 W (напрежение 8 V при ток през товара 4 A). Разполагате с германиев PNP транзистор с допустима разсейвана мощност 35 W (с радиатор). Входното напрежение се изменя от 11 до 15 V.

Уверете се по справочни данни, че транзисторът е в състояние да понесе такава мощност, ток и напрежение. Максималното входно напрежение ще бъде 15 V. Всеки транзистор с разсейвана мощност 35 W трябва да работи надеждно при напрежение на колектора 15 V. Все пак това трябва да се провери по данни от справочника. Същото се отнася и за тока от 4 A. При работа транзисторът не трябва да разсейва цялата изходна мощност, тъй като напрежението колектор-емитер ще бъде 7 V (15 V входно напрежение — 8 V изходно напрежение). Теоретически транзисторът не трябва да разсейва повече от 28 W (7 V×4 A). Така че с транзистор с допустима разсейвана мощност 35 W се гарантира достатъчен резерв по отношение на мощността.

Тъй като изходното напрежение трябва да бъде 8 V и се използува германиев PNP транзистор, напрежението на стабилизация на ценеровия диод трябва да бъде 8+0,2 V или 8,2 V. Ако се наложи в схемата на стабилизатора да се включи силициев NPN транзистор, тогава трябва да се подбере ценеров диод с напрежение на стабилизация 8 V — 0,5 V или 7,5 V.

Минималното входно напрежение трябва да бъде 8,2 V+1 или 9,2 V, но се предпочита да се осигури още поне 1 V резерв, т. е. в случая минималното входно напрежение да стане 10,2 V или по-голямо. Ако се избере минимално входно напрежение 11 V, няма да има трудности при проектирането.

Като първа опитна стойност за съпротивлението на R_1 използувайте тази, която ще осигури ток на базата на транзистора, равен на около 5% от максималния изходен ток, когато входното напрежение е минимално или (11 V — 8,2 V) : (4 A×0,05) = =14 Ω. Най-близките стандартни стойности са 15 или 18 Ω. Номиналната мощност на R_1 трябва да се пресметне, като се вземат пред вид максималният ток при максимално входно напрежение, или

$$I = \frac{15\ \text{V} - 8{,}2\ \text{V}}{15\ \Omega} \approx 0{,}5\ \text{A},$$

$$P = (0{,}5\ \text{A})^2 \times 15\ \Omega = 3{,}75\ \text{W}.$$

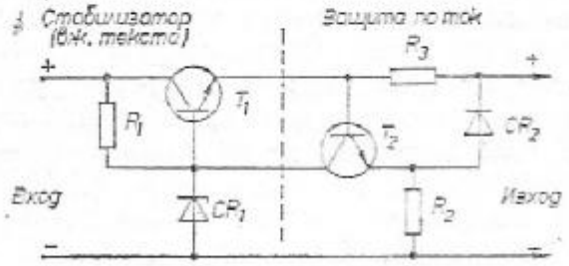
Най-близката стандартна стойност е 5 W.

Токът, протичащ през R_1, се разпределя между базата на транзистора и ценеровия диод. Тъй като този ток трябва да бъде максимум 0,5 A, допустимата мощност на ценеровия диод е 4,1 W (8,2 V×0,5 A). Най-близката стандартна мощност за це-

нерови диоди е 10 W. По време на работа ценеровият диод по всяка вероятност няма да пропусне целия ток от 0,5 А, защото част от този ток ще протече през прехода база-емитер на стабилизиращия транзистор. Независимо от това при проектирането се приема, че целият ток протича през ценеровия диод и на тази основа се подбира неговата допустима разсейвана мощност.

6-5. ЗАЩИТА ПО ТОК

Последователният стабилизатор на напрежение може да се повреди при претоварване. То се получава вследствие на прекалено високо входно напрежение или на прекалено голям изходен ток на стабилизатора. Стабилизиращият транзистор и в двата случая може да се повреди. Повишено входно напрежение се среща сравнително рядко. Ако то се задържи повече време, много по-вероятно е да се повредят първо елементите от основната схема на изправителя (освен ако стабилизаторът работи на границите на възможностите си). От друга страна, превишеният товар в изхода на стабилизатора е нещо доста обикновено (дължи се на ниско съпротивление на товара и съответно — на повишен ток през товара). При пробите на схемите за защита късо съединение в изхода на стабилизатора се имитира, като се допрат изводите му с неизолирана отвертка. За да се избегне повреждането на транзистора при случайно късо съединение, в изхода на стабилизатора почти винаги се предвижда някаква защита по ток.



Ако T_1 и CR_1 са силициеви, падът върху $R_3 \approx 1{,}1$ V при макс. ток през товара
Изходното напрежение ≈ изходното напрежение на стабилизатора — 1 V
Изходният ток и изходната мощност — както на стабилизатора
$R_2 \approx 10 \times$ съпротивлението на товара, при максимален изходен ток
Съпротивлението на товара ≈ изходното напрежение/ток през товара
R_3, Ω ≈ 1,1 V/максималния ток през товара
Номиналната мощност на R_3, W ≈ (макс. ток през товара)$^2 \times$ съпротивлението на R_3

Фиг. 6-5. Схема за защита по ток

Защитата по ток е необходима, ако стабилизаторът работи на границите на възможностите си. Ако той работи с ниски напрежения и токове, защитата по ток е излишна.

На фиг. 6-5 е показана схема за защита по ток на последо-

вателни стабилизатори на напрежение. Едната част от схемата (стабилизаторът на напрежение, съставен от T_1, R_1, CR_1) беше описан в раздел 6-4. Схемата за защита по ток се задействува от напрежението върху резистора R_3. Целият ток на товара преминава през R_3 и създава върху него съответния пад на напрежение. Когато токът през товара не надхвърля една предварително определена стойност, която се счита за безопасна за транзистора, падът на напрежение върху R_3 не е достатъчен за отпушването на T_2. Затова, докато токът през товара има приемлива стойност, T_2 е запушен. Ако диодът CR_2 е силициев, между изходната клема на стабилизиращия токоизправител и емитера на транзистора T_2 ще съществува разлика в напреженията от около 0,5 V. Освен това, ако транзисторът T_2 е силициев, за отпушването му ще са необходими още около 0,5 V. Следователно падът на напрежение върху R_3 трябва да бъде около 1 V (обикновено 1,1 V), за да се отпуши транзисторът T_2. Съпротивлението на R_3 се избира така, че при максимално допустим ток на товара върху резистора да се получи пад на напрежение 1,1 V. Когато T_2 се отпуши, част от тока, протичащ през R_1, преминава през T_2, като по този начин се намалява токът на базата на T_1. Транзисторът T_1 се запушва частично или изцяло, като прекъсва (или ограничава) тока през товара.

Когато токът през товара възстанови нормалната си стойност, падът на напрежение върху R_3 отново става по-малък от 1,1 V и транзисторът T_2 се запушва.

6-5.1. Анализ на схемата

Като допълнение към казаното в глава 1 трябва да се има пред вид следното:

Схема на стабилизатора. Изискванията към схемата на стабилизатора са дадени в раздел 6-4.1.

Изходно напрежение. Изходното напрежение на схемата за защита по ток ще бъде с около 1 V по-ниско от това в изхода на стабилизатора заради пада на напрежение върху резистора R_3. Възможностите на цялата схема по отношение на пропускания ток и допустимата разсейвана мощност се определят от стабилизатора на напрежение.

Параметри на транзисторите. Транзисторът от схемата за защита по ток трябва да бъде в състояние да издържи цялото изходно напрежение. Все пак изискванията по отношение на допустимия ток и максимално допустимата разсейвана мощност за транзистора T_2 са далеч по-малки от тези за транзистора T_1. Обикновено транзисторът T_2 е запушен и не разсейва мощност, докато при късо съединение в товара не се задействува схема-

та за защита по ток. В този момент токът през T_2 се ограничава от резистора в емитера на транзистора (R_2 на фиг. 6-5).

Резистор в емитера на транзистора T_2. Първата опитна стойност на съпротивлението на R_2 трябва да бъде 10 пъти по-голяма от съпротивлението на товара при максимален ток. Например, ако изходното напрежение е 8 V и максималният ток през товара е 400 mA, съпротивлението на товара е 8 V:0,4 A или 20 Ω. Тогава съпротивлението на R_2 трябва да бъде 20 Ω × 10 или 200 Ω. Тъй като номиналният ток през R_1 е равен на около 5% от общия ток през товара, токът, който протича през T_2 и е ограничен от съпротивлението на R_2, трябва да бъде достатъчен, за да предизвика запушването на T_1. Например, ако приемем ток през товара 400 mA и изходно напрежение 8 V, номиналният ток през R_1 ще бъде 400 mA×0,05 или 20 mA. При изходно напрежение 8 V и пад на напрежение 0,5 V върху CR_2 падът на напрежение върху R_2 ще бъде 7,5 V. Съпротивлението на резистора е 200 Ω, следователно през него ще протече ток приблизително 37 mA. Това е и токът, който протича през T_2.

Крайната проверка за правилния избор на съпротивлението на R_2 трябва да докаже, че транзисторът T_1 започва да се запушва, ако токът през товара приближи максимално допустимата си стойност.

Резистор в базата на T_2. Първата опитна стойност на R_3 трябва да бъде такава, че върху резистора да се получи пад на напрежение 1,1 V, ако в изхода на изправителя протече максимален ток. Например, ако токът през товара е също 400 mA ток, съпротивлението на R_3 трябва да бъде 1,1 V:0,4 A или 2,75 Ω. Най-близката стандартна стойност на съпротивлението е 2,7 или 3 Ω. Този резистор трябва да бъде в състояние да пропусне целия ток на товара, без да се прегрява. В случая номиналната му мощност трябва да бъде $(0,4\ A)^2 \times 3\ \Omega$ или 0,48 W. Най-близката стандартна стойност е 0,5 W.

6-5.2. Пример за проектиране

Нека да приемем, че схемата от фиг. 6-5 трябва да осигури изходна мощност приблизително 2,5 W (изходно напрежение 8,5 V при ток през товара 300 mA). Входното напрежение се изменя между 11 и 15 V. Транзисторът е силициев тип PNP, който с помощта на радиатор разсейва мощност до 5 W. Изходното напрежение трябва да остава 8,5 при всякакво входно напрежение между 11 и 15 V и при ток през товара до 300 mA. Ако съпротивлението на товара намалее или има късо съединение в изхода на стабилизатора, токът трябва да бъде ограничен до безопасна стойност.

Трябва да сте сигурни, че транзисторът е в състояние да

понесе споменатите мощности, токове и напрежения. Максималното входно напрежение е 15 V, а максималният ток през транзистора — 300 mA. Максималната разсейвана мощност на транзистора следователно е 15 V×0,3 A или 4,5 W. Транзистор с допустима разсейвана мощност 5 W в случая се оказва подходящ, още повече че напрежението колектор-емитер в използуваната схема никога няма да достигне 15 V.

Изходното напрежение трябва да бъде 8,5 V. Върху резистора R_3 трябва да има пад на напрежение още 1 V, затова изходното напрежение на T_1 трябва да бъде 8,5 V+1 V или 9,5 V. Тъй като T_1 е силициев транзистор, напрежението на стабилизация на ценеровия диод CR_1 трябва да бъде 9,5 V+0,5V или 10 V.

Минималното входно напрежение трябва да бъде поне с още 1 V по-високо, но както беше казано, по-добре е да бъде по-високо от напрежението на стабилизация на ценеровия диод с два или повече волтове. Ако схемата не може да осигури качествена стабилизация при входно напрежение 11 V, може да се наложи или да се повиши това минимално входно напрежение или да се намали изходният ток в зависимост от другите изисквания към схемата.

Първата опитна стойност на съпротивлението на R_1 е тази, която би осигурила ток на базата на T_1, равен на около 5% от тока през товара, когато входното напрежение е минимално, или

$$\frac{11\ \text{V}-10\ \text{V}}{0{,}03\ \text{A}\times 0{,}05}=66{,}6\ \Omega.$$

Най-близката стандартна скорост е 68 Ω. Номиналната мощност на R_1 се пресмята в зависимост от максималния ток при максимално входно напрежение, или

$$I=\frac{15\ \text{V}-10\ \text{V}}{68\ \Omega}\approx 73\ \text{mA};$$

$$P=(0{,}073\text{A})^2\times 68\ \Omega=0{,}005\ \text{W}.$$

Най-близката стандартна стойност на мощността е 0,25 W.

Токът, протичащ през R_1, се разпределя между прехода база-емитер на транзистора T_1 и ценеровия диод CR_1. Тъй като максималният възможен ток е 73 mA, ценеровият диод също трябва да понесе такъв ток, а мощността, разсейвана от него, трябва да бъде не по-малка от 10 V×0,073 A или 0,73 W. Най-близката стандартна мощност на ценеров диод е 1 W. На практика през ценеровия диод не могат да протекат 73 mA, защото част от тока винаги ще протича през прехода база-емитер на транзистора T_1. Независимо от това ценеровият диод се избира, като се отчете максимално възможният ток, който протича през R_1.

Първата опитна стойност на R_2 се избира 10 пъти по-голяма от тази на съпротивлението на товара при максимален ток. Изходното напрежение е 8,5 V, максималният изходен ток — 0,3 A,

следователно съпротивлението на товара е 8,5 V:0,3 A или 28 Ω. Съпротивлението на R_2 трябва да бъде 28 Ω×10 или 280 Ω. Следващата по-голяма стандартна стойност е 300 Ω.

Ако съпротивлението на R_2 е 300 Ω, изходното напрежение 8,5 V и падът на напрежение върху CR_2 приблизително 0,5 V, падът на напрежение върху R_2 ще бъде 8 V. При такъв пад на напрежение през резистора ще протече ток приблизително 27 mA. Това е токът на колектора на T_2. Тъй като беше пресметнато, че през R_1 протича ток 73 mA, може да се наложи да бъде намалено съпротивлението на R_2, така че през T_2 да протече по-голям ток (той се отклонява от базата на T_1), когато T_2 се отпуши при задействувана защита срещу късо съединение в изхода на стабилизатора. Ако при експериментирането на схемата се установи, че е необходимо да се намали стойността на R_2, опитайте как ще работи защитата по ток при R_2=100 Ω. Тогава през T_2 ще може да протече ток 80 mA.

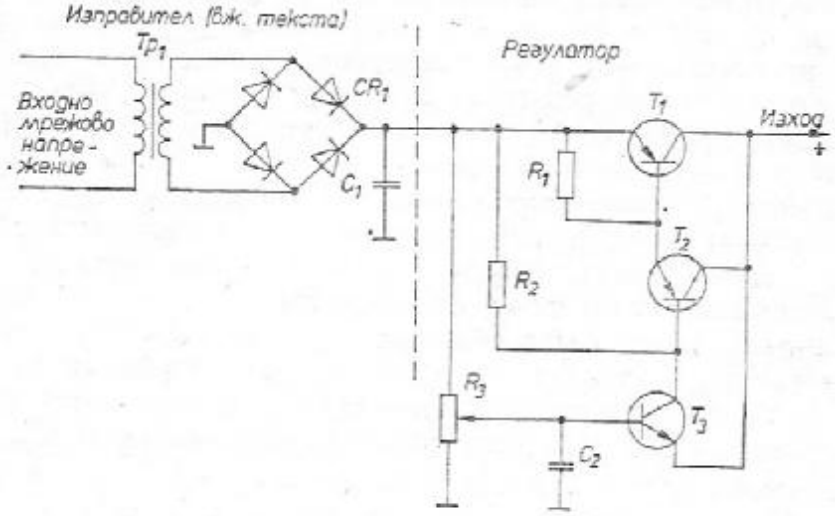
При възможност за пропускане на ток 80 mA и напрежение на колектора 10 V мощността, разсейвана от T_2, ще бъде 10× ×0,01 A или 0,8 W. Но тъй като напрежението на емитера на T_2 е приблизително 8 V, разликата в напреженията на колектора и емитера е 2 V. Затова действителната разсейвана мощност на транзистора е много по-малка от максимално възможната и е равна на 80 mA×2 V или на по-малко от 0,2 W. Като правило тази мощност се изчислява за максималния възможен ток през транзистора.

Съпротивлението на R_3 се подбира така, че върху резистора да се получи пад на напрежение 1,1 V при ток 300 mA. Като се раздели 1,1 V на 0,3 A, се получава съпротивление 3,7 Ω, най-близките стандартни стойности са 3,6 и 3,9 Ω. Резисторът трябва да може да понесе целия ток на товара, без да се прегрява. Следователно номиналната му мощност трябва да бъде $(0{,}3\ A)^2 \times$ ×3,7 Ω или 0,333 W. Най-близката стандартна стойност на мощността е 0,5 W.

6-6. СТАБИЛИЗАТОР НА НАПРЕЖЕНИЕТО С ОБРАТНА ВРЪЗКА

На фиг. 6-6 е показана схемата на изправител и стабилизатор на напрежението с обратна връзка. Обърнете внимание на това, че схемата на изправителя е аналогична на фиг. 6-1. Забележете също така, че изходното напрежение на стабилизатора може да се регулира. При работа на схемата изходното напрежение ще се различава с по-малко от 0,5 V от напрежението на плъзгача на потенциометъра R_3 (напрежението на базата на T_3). Всяка промяна на товара (която може да причини нежелана промяна на изходното напрежение на стабилизатора) предизвиква съответна промяна на тока през прехода база-емитер на транзи-

стора T_3. Транзисторите T_1 и T_2 са свързани в схема на Дарлингтон (раздел 2-5.1). Всяка промяна на тока през товара (дължаща се на изменение на неговото съпротивление) изменя и тока на базата на T_2. Тези изменения се усилват от T_1 и T_2. Изменението на тока емитер-колектор на транзистора T_1 компенсира промените на тока през товара.



Изходното напрежение ≈ напрежение върху плъзгача на $R_3 \pm 0{,}5$ V
Параметри на T_1, T_2 и T_3 — вижте текста
Tp_1, CR_1, C_1 — вижте текста
Токът през $R_3 \approx 5\%$ от макс. ток през товара

$$R_1 \approx 0{,}01 \times R_3 \qquad R_2 \approx 0{,}1 \times R_3 \qquad C_2 \approx 0{,}5\ C_1$$

$$R_3 \approx \frac{\text{макс. изходно напрежение}}{0{,}05 \times \text{макс. ток през товара}}$$

Фиг. 6-6. Полупроводников токоизправител със стабилизатор на напрежението с обратна връзка

6-6.1. Анализ на схемата

Параметри на транзисторите. И трите транзистора трябва да бъдат в състояние да издържат най-високото напрежение, получено в изхода на изправителя. Най-голям ток протича през T_1. Допустимата разсейвана мощност на този транзистор се пресмята, като се умножи максималното напрежение (получено от изправителя) по максималния ток през товара. Например, ако изходното напрежение на изправителя е 25 V и токът през товара е 1 A, допустимата разсейвана мощност на T_1 трябва да бъде поне 25 W. Транзисторът T_2 пропуска около 3 пъти по-малък ток от T_1 и има съответно толкова пъти по-малка разсейвана мощност. Все пак с цел повишаване на надеждността T_2 се из-

бира с около два пъти по-малка допустима разсейвана мощност от T_1. Допустимата разсейвана мощност и/или токът през T_3 са около 10 пъти по-малки от тези на T_1, но за сигурност транзисторът T_3 се подбира с разсейвана мощност и ток на колектора, равни на около 0,2 от тези на T_1.

Схема на изправителя. Съображенията за избор на елементите на изправителя са дадени в раздел 6-1.1.

Съпротивления на резисторите. Съпротивлението на резистора R_1 трябва да бъде такова, че токът през него да бъде равен на по-малко от 5% от максималния ток през товара. След като стойността на резистора R_3 е определена по този начин, съпротивлението на R_1 се избира 100 пъти по-малко, а съпротивлението на R_2—10 пъти по-малко от това на R_3. Тези съотношения трябва да гарантират достатъчен коефициент на усилване по ток в схемата на Дарлингтон дори и да се използуват транзистори с малък коефициент на усилване по ток (бета).

Капацитет на кондензаторите. C_1 е част от схемата на изправителя, както беше обяснено в раздел 6-1. Като правило капацитетът на C_2 трябва да бъде два пъти по-малък от този на C_1. При типичните токозахранващи стъпала за транзисторни устройства този капацитет не бива обаче да бъде под 500 μF.

6-6.2. Пример за проектиране

Нека да предположим, че схемата от фиг. 6-6 трябва да осигури стабилизирано захранващо напрежение 32 V при ток 0,5 A. Приемете, че изправителят трябва да осигури пулсации на изправеното напрежение под 2%. При това условие пулсациите на напрежението в изхода на стабилизатора ще бъдат по-малки от 0,02%. Като правило стабилизаторите на напрежение намаляват пулсациите на изправеното напрежение около 100 пъти. Напрежението на мрежата се изменя от 110 до 120 V.

Изходното напрежение на стабилизатора трябва да бъде 32 V, затова изправителят трябва да подаде на входа на стабилизатора напрежение от 32,5 до 33 V. Допуска се пад на напрежение в стабилизатора между 0,5 и 1 V.

След като изходното напрежение на изправителя трябва да бъде 32,5 V, необходимо е напрежение на вторичната намотка на трансформатора T_1, равно на 32,5 V : 1,3 или на 25 V.

Максималната постояннотокова изходна мощност на стабилизатора е 16 W (32 V × 0,5 A), затова номиналната мощност на трансформатора трябва да бъде поне 16 W × 1,3 или 20,8 W. Тази стойност се закръглява на 25 W.

Съпротивлението на товара е 32 V : 0,5 A или 64 Ω.

Към диодите се поставят следните изисквания:

Максималното обратно напрежение на изправителните диоди

трябва да бъде 25 V×2 или 50 V. На практика обаче се използуват диоди с пробивно напрежение, по-голямо от 28 V.

Падът на напрежение в права посока не би трябвало да надхвърли 1 V.

Обратният ток на диодите не бива да бъде над 100 μA.

Допустимият ток в права посока трябва да бъде 0,5 A×2 или 1 A.

Имайте пред вид, че това са изисквания към отделните диоди. Ако имате възможност да се снабдите с четири диода, свързани в мостова схема в един модул, тогава данните за този модул се приемат като данни за отделен диод.

Кондензаторът C_1 трябва да има работно напрежение 32,5 V× ×1,3 или 42,25 V. Тази стойност се закръглява на 50 V.

При съпротивление на товара 64 Ω и допустими 2% пулсации на изправеното напрежение капацитетът на C_1 трябва да бъде 200 000:(64×2) или 1560 μF. Тази стойност се закръглява на 1600 μF.

Всеки от трите транзистора трябва да издържи напрежение от 32,5 V, без да пробие; подбират се транзистори с допустимо напрежение колектор-емитер от 35 до 40 V.

Транзисторът T_1 трябва да бъде в състояние да пропусне ток 0,5 A при напрежение на колектора 32,5 V. Разсейваната мощност е 16,25 W. С известен резерв се подбира транзистор с допустим колекторен ток 0,6 A и допустима разсейвана мощност 20 W.

Транзисторът T_2 трябва да издържа ток 0,3 A и разсейвана мощност 10 W (0,6 A×0,5; 20 W×0,2). Транзисторът T_3 трябва да издържа ток 0,12 A и разсейвана мощност 4 W (0,6 A×0,2; 20 W×0,2).

Минималната стойност на съпротивлението на R_3 трябва да бъде 32,5 V:(0,5 A×0,05) или 1300 Ω. Следващата по-голяма стандартна стойност на съпротивление е 1500 Ω.

Ако съпротивлението на R_3 е 1500 Ω, съпротивлението на R_2 трябва да бъде 1500 Ω×0,1 или 150 Ω.

При съпротивление на R_3, равно на 1500 Ω, съпротивлението на R_1 трябва да бъде 1500 Ω×0,01 или 15 Ω.

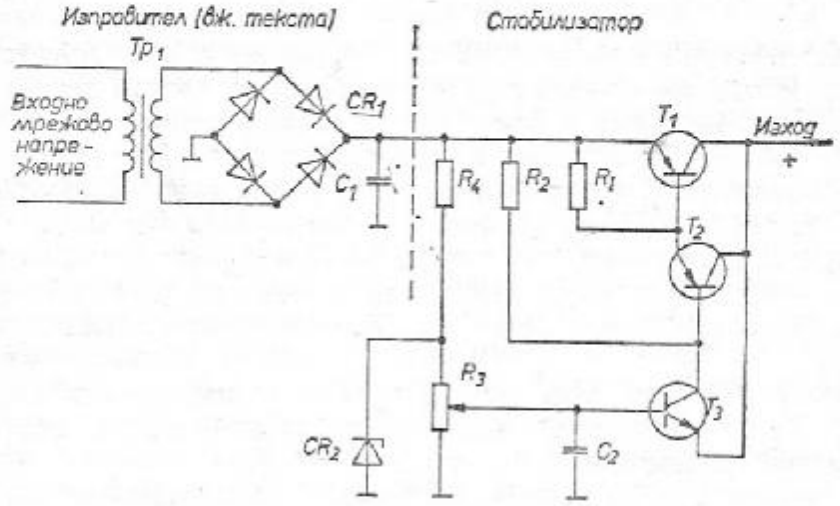
Ако капацитетът на C_1 е 1600 μF, този на C_2 трябва да бъде 1600 μF×0,5 или 800 μF.

6-7. КОМПЕНСАЦИЯ НА ИЗМЕНЕНИЕТО НА ВХОДНОТО НАПРЕЖЕНИЕ

Един от недостатъците на схемата от фиг. 6-6 е, че изходното напрежение на стабилизатора може да се изменя при промяна на напрежението, подавано от изправителя. Въпреки че при изправителите с полупроводникови елементи не се получават го-

леми изменения на стойността на изправеното напрежение, в някои транзисторни схеми може да се постави изискване за особено стабилно захранващо напрежение.

На фиг. 6-7 е показана схемата на токозахранващо устрой-



Изходното напрежение = напрежението на плъзгача на $R_3 \pm 0{,}5$ V

Макс. изх. напрежение = напрежението на стабилизация на CR_2 = минималното изходно напрежение на изправителя — 2 или 3 V

$$R_3 \approx \frac{\text{максималното изходно напрежение}}{0{,}05 \text{ максималния ток през товара}}$$

Токът през $R_3 < 5\%$ от максималния ток през товара

$$R_4,\ \Omega \approx \frac{\text{минималният пад на напрежението върху } R_4}{1{,}2 \times \text{ток през } R_3}$$

Фиг. 6-7. Стабилизатор на напрежение с компенсация на измененията на входното напрежение

ство с полупроводникови елементи, което гарантира постоянно изходно напрежение независимо от промените на входното напрежение или тока през товара. Тази схема е почти еднаква с тази от фиг. 6-6, като са добавени само ценеровият диод CR_2 и резисторът R_4.

Предназначението на CR_2 е да осигури постоянно напрежение за потенциометъра R_3. При това схемно решение единственият недостатък е, че изходното напрежение на стабилизатора се определя от напрежението на стабилизация на ценеровия диод, а не от напрежение, което се получава в изхода на изправителя.

6-7.1. Анализ на схемата

При проектирането на схемата от фиг. 6-7 се спазват същите изисквания, както при схемата от фиг. 6-6, като се поставят и някои нови: напрежението на стабилизация на ценеровия диод трябва да бъде с 2 или 3 волта по-ниско от минималното изходно напрежение на изправителя. Например, ако нормалното изходно напрежение на изправителя е 20 V и мрежовото напрежение се изменя с 10%, изходното напрежение на изправителя също се променя от 18 до 22 V. При тези условия напрежението на стабилизация на ценеровия диод трябва да бъде най-много 15 ÷ 16 V. Може да се избере и по-ниско напрежение на стабилизация на ценеровия диод, но това веднага води и до по-ниско изходно напрежение на стабилизатора.

Както и в предишния пример, токът през R_3 трябва да бъде по-малко от 5% от общия ток през товара. Напрежението върху R_3 се установява от ценеровия диод. Затова съпротивлението на R_3, определено според правилата от раздел 6-6, трябва да бъде проверено още веднъж в зависимост от напрежението на стабилизация на ценеровия диод, за да е изпълнено и изискването за тока през резистора. Например, ако съпротивлението на R_3 е 1500 Ω и е избран ценеров диод с напрежение на стабилизация 15 V, токът през резистора R_3 ще бъде 10 mA. Ако токът през товара е по-голям от 200 mA, стойността на R_3 ще бъде подходяща.

Токът през R_3 се сумира с тока на ценеровия диод и протича през R_4. Съпротивлението на R_4 се избира така, че токът през резистора да бъде около 1,2 пъти по-голям от тока през R_3, когато падът на напрежение върху R_4 е минимален (при минимално входно напрежение). Например, ако минималното входно напрежение е 18 V и напрежението на стабилизация на ценеровия диод е 15 V, падът на напрежение върху R_4 ще бъде 3 V. Ако токът през R_3 е 10 mA (15 V, 1500 Ω), токът през R_4 трябва да бъде най-малко 12 mA. При пад на напрежение 3 V и ток през резистора 12 mA неговото съпротивление трябва да бъде 3 V : 12 mA или 250 Ω.

Ако входното напрежение нарасне на 22 V, напрежението на стабилизация на ценеровия диод няма да се промени и ще си остане 15 V. Падът на напрежение върху R_4 ще стане 7 V. Токът през резистора ще бъде 7 V : 250 Ω или 28 mA. От тях 10 mA ще протекат през R_3, а останалите 18 mA — през ценеровия диод. Затова максимално допустимите ток (и разсейвана мощност) на ценеровия диод се избират с оглед на максимално възможното входно напрежение на стабилизатора.

6-7.2. Пример за проектиране

Нека да предположим, че схемата от фиг. 6-7 трябва да осигури същото стабилизирано напрежение, както тази от фиг. 6-6, но при условие, че мрежовото напрежение се изменя с ± 10%. Използувайте ценеров диод с напрежение на стабилизация, което гарантира максимално изходно напрежение.

При номинално изходно напрежение на изправителя 32,5 ÷ 33 V, ако мрежовото напрежение се изменя с ± 10%, изходното напрежение на изправителя ще се колебае между 30 и 36 V.

Максимално възможното напрежение на стабилизация на ценеровия диод трябва да бъде с 2 или 3 волта по-ниско от минималното входно напрежение на стабилизатора или 27 V.

Токът през R_3 се определя, като се раздели напрежението (27 V) на съпротивлението на резистора (1500 Ω). Този ток е 18 mA. Тъй като токът през товара е 0,5 A, токът през R_3 е по-малък от 5% от максималния (0,5 A × 0,05 = 25 mA). Следователно първата опитна стойност на R_3 е приемлива.

При ток през R_3, равен на 18 mA, необходимият ток през R_4 е 21,6 mA (18 A × 1,2 = 21,6 mA). Този ток трябва да протича при минимално входно напрежение на стабилизатора. Напрежението на стабилизация на ценеровия диод е 27 V, минималното входно напрежение — 30 V, следователно падът на напрежение върху R_4 е 3 V.

При такъв пад на напрежение и ток през резистора 22 mA (стойността 21,6 mA е закръглена на 22 mA) съпротивлението на R_4 ще бъде 3 V : 0,022 A или 136 Ω. Най-близката стандартна стойност е 150 Ω.

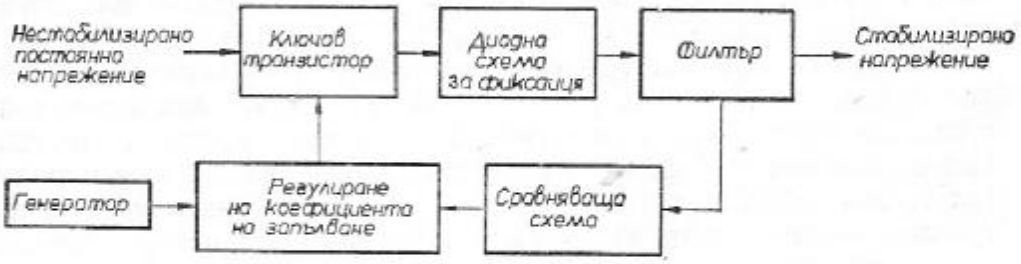
Ако се подберат резистори с такива съпротивления, токът през R_3 при минимално входно напрежение ще остане 18 mA, а останалите 4 mA ще протекат през ценеровия диод.

Когато входното напрежение на стабилизатора нарасне до 36 V, падът на напрежение върху R_4 ще бъде 36 V — 27 V или 9 V. При пад на напрежение 9 V и съпротивление на R_4, равно на 150 Ω, токът през резистора ще бъде 9 V : 150 Ω или 60 mA. Токът през R_3 трябва да остане 18 mA, а останалите 42 mA ще протекат през ценеровия диод. Това значи, че ценеровият диод трябва да има максимално допустима разсейвана мощност 27 V × 0,042 A или 1,134 W. Един ценеров диод с допустима разсейвана мощност 1 W е подходящ, но е по-добре да има известен резерв по мощност.

6-8. ИМПУЛСЕН СТАБИЛИЗАТОР НА НАПРЕЖЕНИЕ

В този раздел е описано проектирането на импулсен стабилизатор на напрежение. Изходните данни за проектирането и самата методика са предоставени от фирмата Моторола.

Предназначението на импулсния стабилизатор е да осигури постоянно по стойност изходно напрежение при нестабилизирано входно напрежение. Тази стабилизация обаче се постига по начин, различен от използуваните в раздели 6-6 и 6-7. В импулсните ста-



Фиг. 6-8. Блокова схема на импулсен стабилизатор на напрежение

билизатори на напрежение мощният транзистор работи в ключов режим. К. п. д на този тип стабилизатори е 70% или по-голям, което е почти два пъти повече от к. п. д на обикновените последователни стабилизатори на напрежение. Високочестотните импулсни стабилизатори са с значително по-малка маса и размери и по-добър к. п. д при високи мощности от обикновените трансформаторни изправители, стабилизирани по последователна схема.

При импулсните стабилизатори възникват спенифични трудности. Освен че схемата като цяло е по-сложна, тя предизвиква и електромагнитни смущения. Ако схемата на импулсния стабилизатор е проектирана правилно, тези смущения все пак могат да се намалят до приемливо ниво. В импулсните стабилизатори се използуват феритни сърцевини за трансформатори с малки загуби и за дросели, екрани от магнитни сплави с висок пермеабилитет, миниатюрни полупроводникови елементи и интегрални схеми в импулсните и регулиращите стъпала.

На фиг. 6-8 е показана блоковата схема на основния тип импулсни стабилизатори. Схемата стабилизира, като подава сигнал за запушване или отпушване на един последователно свързан мощен транзистор. Средната стойност на изходното напрежение зависи от времето, през което е отпушен ключовият транзистор. Обратно, коефициентът на запълване на импулсите се изменя в зависимост от разликата между изходното напрежение и едно еталонно напрежение.

Превключването на транзистора обикновено става с някаква постоянна честота, малко по-висока от честотите на звуковия обхват (типичната честота на превключване е 20 kHz). В някои импулсни стабилизатори се използува променлива честота на превключване на транзистора в зависимост от мрежовото напрежение и тока на товара. По-високите честоти на превключване

се избягват, защото се увеличават загубите при превключване на транзистора и във феритните сърцевини.

В обикновените последователни стабилизатори се използуват мощни нискочестотни транзистори с f_T около 200 kHz. В импулсните стабилизатори се налага да се използуват транзистори с f_T около 4 MHz. За още по-голям к. п. д. се препоръчва използуването на транзистори с f_T до 30 MHz. В импулсните стабилизатори се срещат ключови транзистори, свързани в схема на Дарлингтон (раздел 2-5.1). За поддържане на безопасно напрежение на ключовия транзистор и за повишаване ефективността на импулсния стабилизатор в схема за неуправляема фиксация се използуват диоди на Шотки. В някои импулсни стабилизатори се използуват и други полупроводникови елементи и стъпала — ключови схеми, тригери, операционни усилватели (компаратори), таймери и изправители.

6-8.1. Типични схеми на импулсни стабилизатори

На фиг. 6-9 са показани типични схеми на импулсни стабилизатори на напрежение. Всички схеми имат следните общи елементи:

1. Ключов транзистор.
2. Фиксиращ диод.
3. *LC*-филтър.
4. Логически или управляващ блок.

Нито една от схемите, показани на фиг. 6-9, няма изолация между нестабилизираното захранване и товара. Използуваната схема само с един транзистор обаче гарантира простота и икономичност. Обикновено между входа и изхода на стабилизатора трябва да има една обща шина, за да се спести веригата за земя. Захранването само по един проводник позволява да се реши дали изходното напрежение ще бъде положително или отрицателно спрямо земя. Повечето от изправителите, включвани преди стабилизатора, не се заземяват и затова може да се заземи всяка от клемите на изхода на стабилизатора.

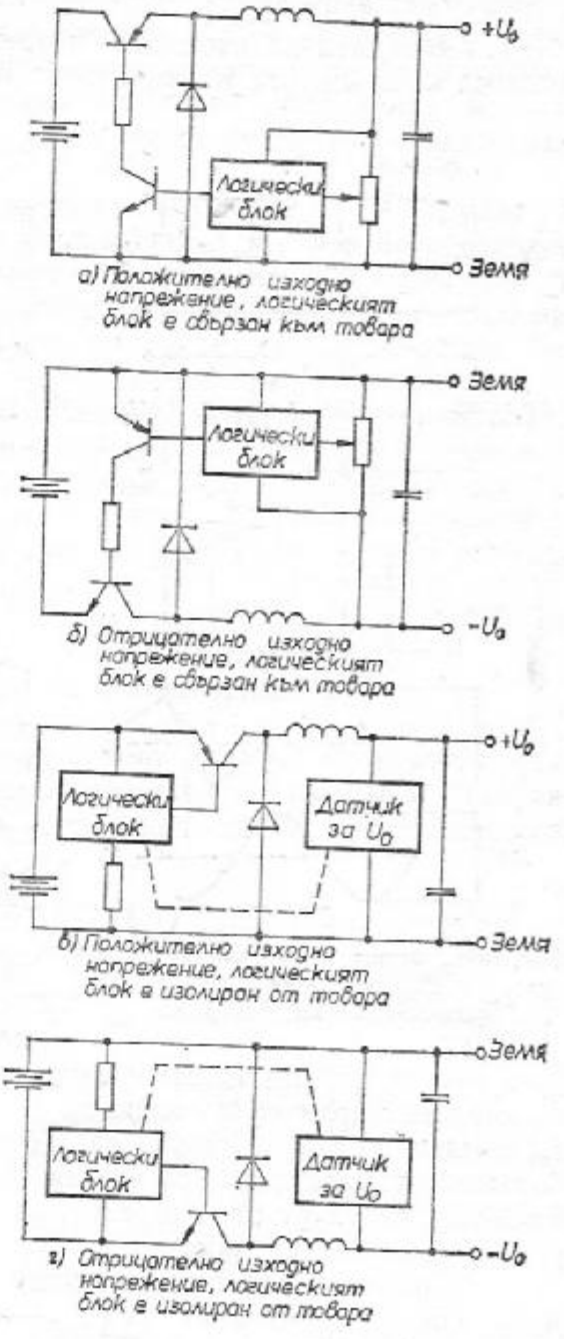
В схемите от фиг. 6-9 *а* и *б* логическият блок се захранва от изходното напрежение на стабилизатора. Тези схеми не са самозадействуващи се и трябва да се вземат мерки по време на пускането им логическият блок да се захранва от нестабилизираното напрежение. Това трябва да става и при късо съединение в изхода на стабилизатора. В схемите от фиг. 6-9 *в* и логическият блок през цялото време се захранва от нестабилизираното напрежение и е изолиран от напрежението върху товара. По тази причина елементите за сравняване на изходното напрежение с еталонното и елементите за обратна връзка трябва да бъдат изолирани един от друг. Много подходящи за използуване в такива случаи са оптоелектронните двойки.

Схемите от фиг. 6-9 *б* и *г* обикновено се използуват в токоизправители с импулсни стабилизатори, захранвани от мрежата, защото съществуват евтини високоволтови NPN транзистори, докато такива от тип PNP липсват. От двете по-популярна е схемата от фиг. 6-9 *г*, защото логическият блок е свързан направо към ключовия транзистор и превключването може да бъде много по-ефикасно.

В много от импулсните стабилизатори се използуват драйверни трансформатори, включени между логическия блок и ключовия транзистор. В такъв случай той може да бъде тип NPN или PNP.

6-8.2. Принцип на действие на импулсен стабилизатор

Високият к. п. д на импулсните стабилизатори се дължи на работата на мощния транзистор в ключов режим. Когато транзисторът се отпуши, цялото входно напрежение се подава на *LC*-филтъра. Когато транзисторът се запуши, входното напрежение на филтъра става равно на 0. Ако транзисторът е отпушен и запушен през еднакво дълги интервали от време (коефициентът на запълване на импулсите 50%), постоянното изходно напрежение ще бъде равно на половината от входното напрежение на стабилизатора.

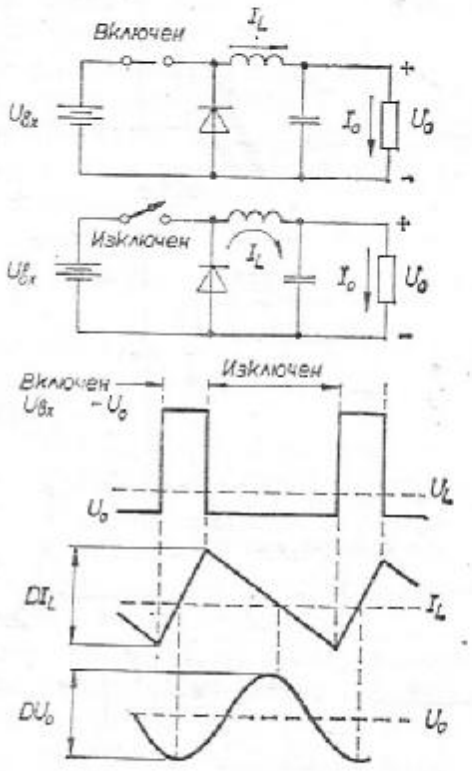


Фиг. 6-9. Опростени типични схеми на импулсни стабилизатори на напрежение °С разрешение на Моторола

Изходното напрежение на стабилизатора U_0 винаги е равно на входното напрежение $U_{вх}$, умножено по коефициента на запълване на импулсите:

$$U_0 = DU_{вх}.$$

Измененията на входното напрежение се компенсират с промяна на коефициента на запълване на импулсите. Този метод се използува за получаване на стабилизирано изходно напрежение.



Фиг. 6-10. Форма на сигналите на импулсен стабилизатор на напрежение. С разрешение на Моторола

При периодичното отпушване на ключовия транзистор се получават сигнали като показаните на фиг. 6-10. Когато ключът е затворен, токът протича през бобината от входното напрежение $U_{вх}$ към товара. Разликата между входното и изходното напрежение се прилага върху бобината. Тази разлика е равна на $U_{вх}—U_0$. Докато ключът е затворен, токът през бобината I_L нараства.

Когато ключът е отворен, енергията, запасена в бобината, позволява на тока I_L да продължи да протича през товара и през диода. Напрежението на бобината сега е обратно и е приблизително равно на U_0. Докато ключът е отворен, токът I_L намалява.

Средният ток през бобината е равен на тока през товара. Тъй като кондензаторът поддържа U_0 постоянно, токът през товара I_0 също ще бъде постоянен. Когато I_L стане по-голям от I_0, кондензаторът се дозарежда, а когато I_L стане по-малък от I_0, кондензаторът се разрежда. Теоретически сигналите при работата на схемата трябва да изглеждат като показаните на фиг. 6-10. Крайният резултат от работата на стабилизатора в стационарен режим ще бъде следният:

1. Средното напрежение върху бобината е 0V но върховите му стойности се изменят от $(U_{вх} — U_0)$ до U_0.

2. Постоянният ток, който протича през бобината, е равен на тока през товара. В тока през бобината има и известен процент пулсации.

3. Постоянното напрежение на кондензатора е равно на на-

прежението върху товара. В това напрежение също има известни малки пулсации.

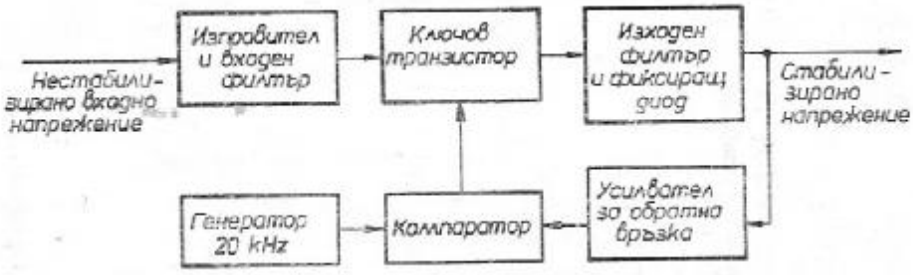
За да бъде ефективен, стабилизаторът трябва да бъде в състояние да компенсира както изменението на входното напрежение, така и това на тока през товара. В импулсните стабилизатори измененията на входното напрежение $U_{вх}$ се компенсират автоматично чрез промяна на коефициента на запълване на импулсите. Компенсацията на изменението на входното напрежение и подтискането на пулсациите зависят от коефициента на усилване във веригата за обратна връзка.

Промените в тока през товара се компенсират по-трудно и общо взето, коефициентът на стабилизация по ток не е особено голям. Промените в I_0 се компенсират с временни изменения на коефициента на запълване на импулсите. Промяната на тока например два пъти — от половината до максимално възможния ток през товара, ще доведе до следното действие на схемата:

1. Коефициентът на запълване на импулсите нараства до максимум (транзисторът може да остане непрекъснато отпушен).
2. Токът през бобината постепенно нараства до нова постоянна стойност.
3. Коефициентът на запълване на импулсите спада до първоначалната си стойност.

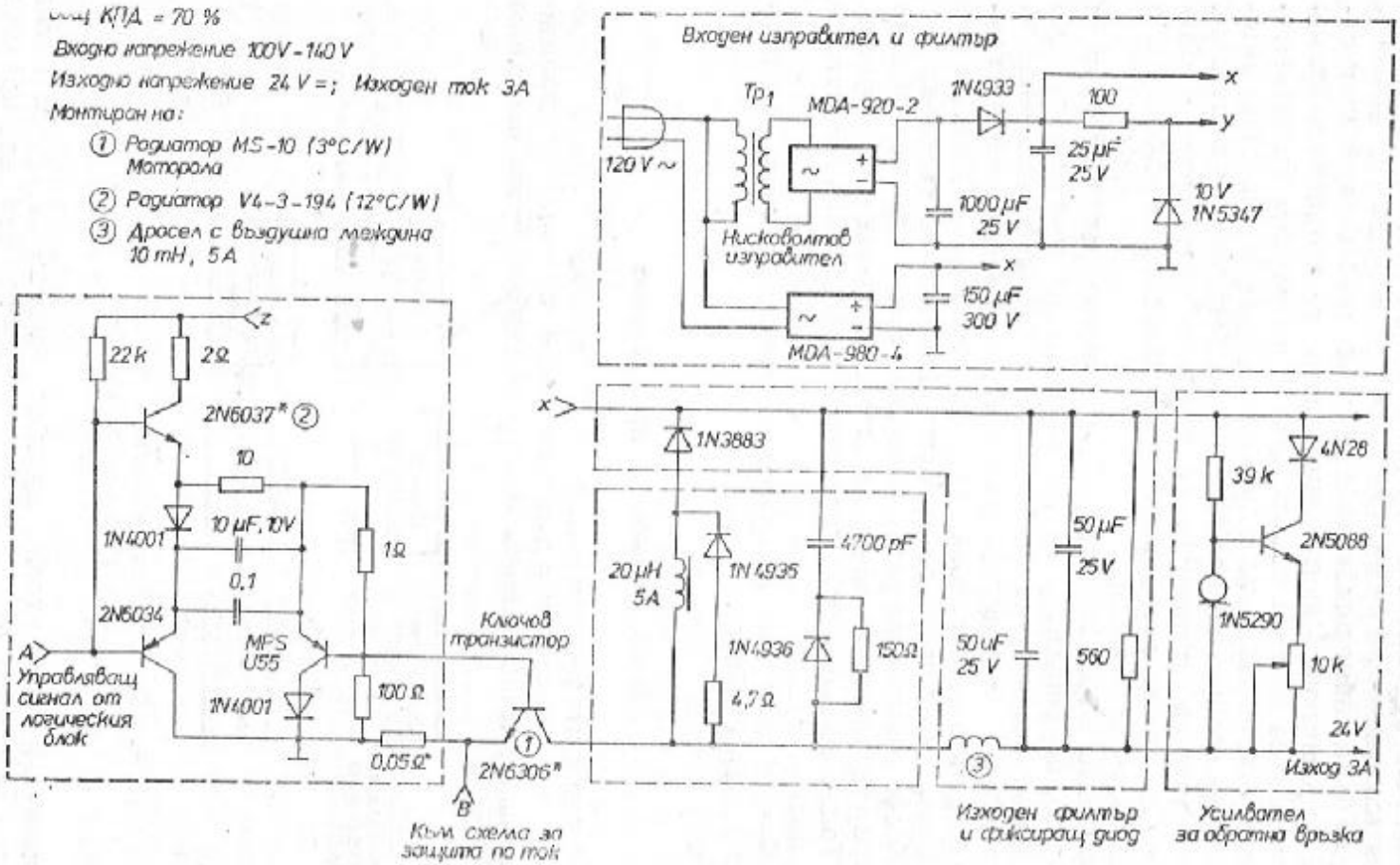
6-8.3. Пример за проектиране

В следващите раздели е дадено описание на метода за проектиране на полупроводников токоизправител с импулсен стабилизатор на напрежение. Схемата осигурява стабилизирано постоянно



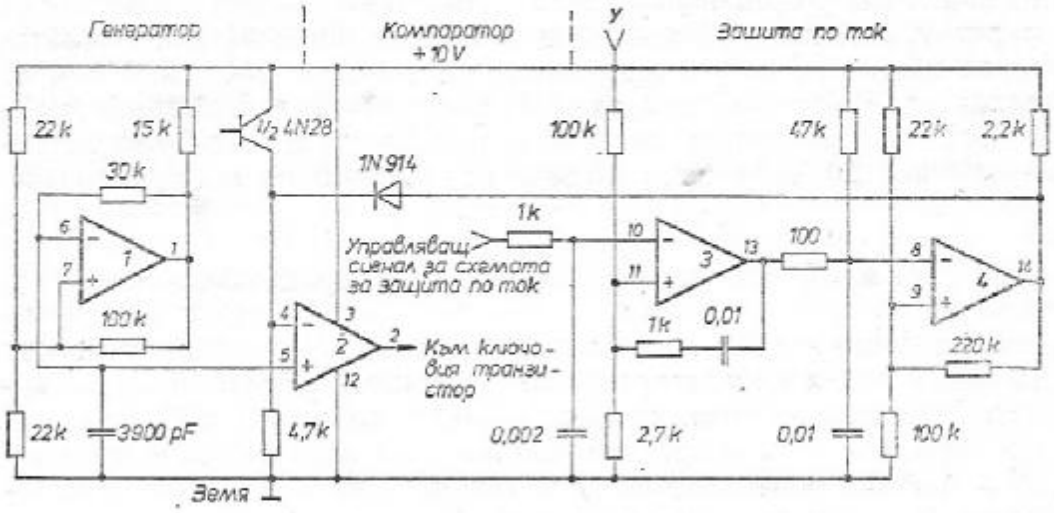
Фиг. 6-11. Блокова схема на импулсния стабилизатор на напрежение.
С разрешение на Моторола

напрежение 24 V при входно мрежово напрежение 120 V. Токът на товара се изменя от 1,5 до 3 А. Напрежението на мрежата се колебае от 100 V до 140 V. Стабилизираният токоизправител има защита по ток (раздел 6-5).



Фиг. 6-12. Принципна схема на част от импулсния стабилизатор на напрежение. С разрешение на Моторола

На фиг. 6-11 е показана блокова схема на импулсен стабилизатор на напрежение. Тъй като схемата се захранва от мрежата, необходим е входен изправител и филтър, които да преобразуват променливото напрежение в постоянно. Ключовият транзистор



Фиг. 6-13. Управляващ блок на импулсен стабилизатор на напрежение, изработен с интегралната схема МС 3302. С разрешение на Моторола

е високоволтов. Той се превключва с честота 20 kHz и управлява ширината на импулсите на напрежението, подавано на изходния *LC*-филтър.

Управляващата част на импулсния стабилизатор съдържа генератор, чакащ компаратор и блок за обратна връзка, в който е включена и оптоелектронната двойка.

Генераторът работи на точно определената честота на превключване. Неговият сигнал се подава на единия вход на компаратора. На другия вход на чакащия компаратор се подава сигнал от веригата за обратна връзка, която от своя страна следи изходното напрежение на стабилизатора и изменя коефициента на запълване на импулсите. Изходът на компаратора се подава направо на ключовия транзистор и така се затваря веригата за регулиране на изходното напрежение. В следващите раздели е описано проектирането на отделните стъпала на импулсния стабилизатор на напрежение.

На фиг. 6-12 и 6-13 са показани принципните схеми на всички стъпала на стабилизатора (изправител, логически блок, стабилизатор на напрежение, усилвател за обратна връзка и пр.). На тези схеми е дадена информация за заявяване на отделни елементи. Имайте пред вид, че компараторите, показани на фиг. 6-13, са части от една единствена интегрална схема с четири компаратора — МС 3302 (производство на Моторола).

6-8.4. Входен изправител и филтър

Входният изправител и филтър (фиг. 6-12) са построени от мостов изправител (MDA-980-4) и филтров кондензатор. Не се използува последователен токоограничаващ резистор. По този начин се подобрява ефективността на схемата, но се получават големи върхови стойности на тока при включване на захранването. Затова се използува мощен изправител, въпреки че изходният ток не трябва да бъде по-голям от 3 А. Филтровият кондензатор с капацитет 150 μF трябва да намали пулсациите на входното напрежение под 20 V от връх до връх при максимален ток през товара.

6.8.5. Изходен филтър и фиксиращ диод

Изходният филтър е съставен от дросел с индуктивност 10 mH и два кондензатора с капацитет по 50 μF (фиг. 6-12). Обърнете внимание на това, че фиксиращият диод 1 N 3883 може да пропусне ток 6 А, въпреки че номиналният изходен ток е най-много 3 А. Така обаче се допускат токови удари със стойност на тока до 5 А, без да се повреди диодът.

Минималната индуктивност на дросела може да се определи, като се използува равенството

$$L=\frac{(U_{вх}-U_0)U_0}{0{,}05\,I_{0\,(max)}U_{вх}F},$$

където $U_{вх}$ е входното напрежение;
U_0 — изходното напрежение;
L — индуктивността на дросела;
f — честотата (20 kHz);
0,05 — коефициент, който ограничава колебанията на тока през дросела до стойност, не по-голяма от 5% от максималния ток през товара.

Като се използуват изходните данни, по горната формула се получава индуктивност на дросела около 6 mH. Съществуват готови стандартни дросели с индуктивност 10 mH, но такъв дросел можете да си изработите и сами, като използувате топфкерн с малка въздушна междина, за да се избегне насищането на ферита при токове под 5 А (при тази стойност се задействува схемата за защита по ток).

Минималната стойност на капацитета на филтровия кондензатор може да се пресметне по формулата

$$C=\frac{U_{вх}-U_0}{(2L)f^2\,U_{вх\,(макс.пулсации)}},$$

където $U_{вх}$ е входното напрежение;

U_0 е изходното напрежение;
L е индуктивността на дросела;
максималните пулсации се задават при проектирането и тук е избрана стойността 50 mV.

По тази формула капацитетът на филтровия кондензатор се получава равен на 50 μF. Като се имат пред вид производствените толеранси в стойността на капацитета на електролитните кондензатори и с цел осигуряване на известен резерв по отношение на филтрирането тук се използуват два кондензатора по 50 μF, свързани паралелно.

Паралелно на филтъра е свързан обикновен допълнителен товарен резистор със съпротивление 560 Ω. В този импулсен стабилизатор не се използуват високочестотни филтрови кондензатори и/или допълнителни *LC*-филтри. Такива филтри са предназначени за отстраняване на пикове от превключването на мощния транзистор, но тук те не са необходими поради наличието на специална верига за филтриране на изходното напрежение.

6-8.6. Ключов транзистор и драйверно стъпало

Мощният ключов транзистор (фиг. 6-12) се управлява от двутактно драйверно стъпало (2N 6034 и 2N 6037), чието предназначение е да подаде към ключовия транзистор 2N 6305 импулсите, получени от интегралните схеми на логическия блок. Драйверното стъпало, както и интегралните схеми от логическия блок се захранват от нисковолтовия токоизправител, показан на фиг. 6-12.

Обърнете внимание на това, че логическият блок е разположен, както е показано на фиг. 6-9 *г* и както е обяснено в раздел 6-8.1. Главното предимство на това разположение е, че земята за блока за управление е свързана към емитера на ключовия транзистор. Това позволява управляващият сигнал да се подаде към базата на ключовия транзистор през ускоряващи кондензатори, с което се повишава скоростта на превключване. В предлаганата схема изходното напрежение е много по-ниско от входното, затова ключовият транзистор остава отпушен много кратко време и е особено важно превключването да става бързо.

Минималното време за превключване се определя, като се използува върховата стойност на $U_{вх}$. Тя е 200 V. Както беше обяснено в раздел 6-8.2, коефициентът на запълване на импулсите е равен на отношението на изходното към входното напрежение, или

$$D = \frac{U_0}{U_{вх}} = \frac{24\ \text{V}}{200\ \text{V}} = 0{,}12 \text{ или } 12\%.$$

Един пълен период на сигнала при честота 20 kHz е дълъг 50 μs (1 : 20 000). Следователно при честота на превключване 20 kHz времето, през което транзисторът трябва да бъде отпу-

шен, е 12% от 50 μs или около 6 μs. Ако в базата на мощния транзистор беше включен просто един резистор, само времето за разсейване на неосновните токоносители в базата ще бъде повече от 10 μs. Затова тук се използува специална схема на драйверно стъпало и мощните високочестотни транзистори 2N 6306, които имат пробивно напрежение колектор-емитер 250 V и допустим колекторен ток 8 А. Драйверното стъпало превключва мощния транзистор с честота 20 kHz при ток на колектора 3 А и мрежово напрежение 120 V. Това е възможно, защото са използувани две новости в проектирането на този вид схеми:

1. От единствено съществуващото положително захранващо напрежение се създава изкуствено отрицателно преднапрежение, за да се съкрати задният фронт на превключващия импулс.

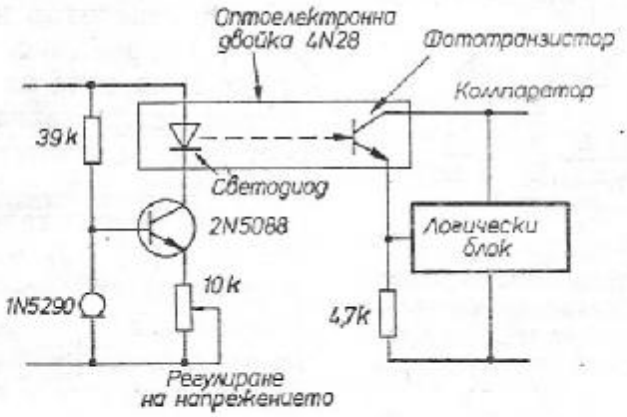
2. Въведено е ограничаване на тока на базата, за да се избегне насищане на транзистора и да се съкрати времето за разсейване на неосновните токоносители в базата на транзистора.

Запушване на транзистора. Мощният транзистор се запушва при логическа нула, подадена от управляващия блок. Действието на логическия (управляващ) блок е описано в раздел 6-8.8. Когато потенциалът в т. *А* от фиг. 6-12 е логическа нула, транзисторът 2N 6034 се отпушва и през него преминава обратният базов ток на мощния транзистор. Електролитният кондензатор с капацитет 10 μF, който се използува като източник на обратно преднапрежение, поема зарядите, натрупани в базата на мощния транзистор и го принуждава да се запуши. Обратният базов ток протича около 2 μs. Диодите са поставени, за да са попречи на електролитния кондензатор да се разреди през резистора със съпротивление 10 Ω, след като е поел зарядите от базата на мощния транзистор. По този начин се намалава количеството на зарядите, които трябва да се подменят при всяко превключване.

Отпушване на транзистора. Когато логическият блок подаде сигнал „1", транзисторът 2N 6037 се отпушва и през резистора със съпротивление 10 Ω протича базовият ток, кото отпушва мощния транзистор. Двата транзистора 2N 6034 и 2N 6037 са тип Дарлингтон с пластмасов корпус. Транзисторът 2N 6037 обаче трябва да се монтира на подходящ радиатор, защото през него протича базовият ток на ключовия транзистор и токът за презареждане на електролитния кондензатор от 10 μF. Кондензаторът се зарежда за около 2 μs. По-голямата част от тока за зареждане на кондензатора се поема от транзистора MPSU 55, който ограничава базовия ток на ключовия транзистор до около 1 А. Такъв базов ток е подбран, за да се гарантира както малко време за разсейване на неосновните токоносители, така и това, че транзисторът 2N6306 ще остане наситен даже и при късо съединение в изхода на стабилизатора.

6-8.7. Усилвател за обратна връзка

Тъй като масата (земята) на товара и на логическия блок са изолирани една от друга, в усилвателя за обратна връзка е необходимо да се използува оптоелектронната двойка 4N 28. На фиг. 6-14 е показана схемата на свързване на тази двойка от свето-



Фиг. 6-14. Усилвател за обратна връзка с оптоелектронна двойка

диод и фототранзистор. Обърнете внимание на това, че оптоелектронната двойка е показана както в схемата на усилвателя за обратна връзка от фиг. 6-12, така и в схемата на компаратора от фиг. 6-13.

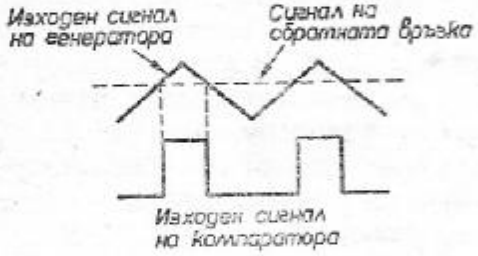
1N 5290, показан на фиг. 6-12 и 6-14, е токоограничаващ диод, който поддържа ток 0,5 mA през резистора със съпротивление 39 kΩ и гарантира, че падът на напрежение върху резистора ще бъде постоянен и равен на около 20 V. По този начин всяко изменение на напрежението на товара се подава направо на базата на транзистора 2N 5088. Измененията на напрежението на товара предизвикват линейно изменение на тока на светодиода и пропорционално изменение на напрежението на входа на логическия блок (в емитера на фототранзистора от оптоелектронната двойка 4N 28).

Приема се, че диодът 1N 5290 има нулев температурен коефициент. Токът на фототранзистора също е подбран така (1 mA), че да се осигури минимална зависимост от температурата. Опитано беше свързване на два фототранзистора в схема на Дарлингтон, за да се повиши усилването, но този експеримент се оказа неуспешен, защото граничната честота на двойния фототранзистор е твърде ниска.

Потенциометърът в емитера на транзистора 2N 5088 позволява изходното напрежение да се изменя в малки граници.

6-8.8. Генератор, компаратор и вериги за ограничаване на тока

Освен усилвател за обратна връзка управляващият блок съдържа още генератор, компаратор и ограничител на тока. Тези три стъпала се намират в една интегрална схема, четворния компаратор МС 3302, показан на фиг. 6-13.



Фиг. 6-15. Времедиаграма, показваща връзката между изходния сигнал на генератора, сигнала за обратна връзка и изходния сигнал на компаратора

Компараторът *1* се използува като генератор на трионообразно напрежение. Върховата стойност на това напрежение се изменя между захранващото напрежение на логическия блок и стойността, зададена от резистора за положителна обратна връзка (100 kΩ). Компараторът *2* сравнява трионообразното напрежение със сигнала за обратна връзка, получен в емитера на фототранзистора и дава изходен импулс с широчина, зависеща от нивото на сигнала за обратна връзка. Този импулс се използува за превключване на мощния транзистор (раздел 6-8.6).

Времедиаграмата на фиг. 6-15 пояснява как изходният сигнал на генератора на трионообразно напрежение и сигналът за обратна връзка се сравняват, за да се получи управляващ сигнал с различна широчина за мощния ключов транзистор.

В нормален режим на работа сигналът за обратна връзка е едно постоянно напрежение със стойност, разположена между върховите стойности на трионообразното напрежение. Когато трионообразното напрежение нарасне над прага, зададен от сигнала за обратна връзка, изходният сигнал на компаратора *2* става логическа „1". Компараторът *2* се превключва обратно, когато трионообразното напрежение отново стане по-ниско от сигнала за обратна връзка; на практика сигналът на изхода на компаратора *2* закъснява с около 2 μs спрямо момента, когато двете сравнявани напрежения стават равни, но това не пречи на процеса на стабилизиране на изходното напрежение. Въпреки закъснението измененията на изходното напрежение на стабилизатора ще променят пропорционално сигнала за обратна връзка и широчината на управляващия импулс за ключовия транзистор.

Останалите два компаратора от фиг. 6-13 се използуват в схема за ограничаване на тока. Компараторът *3* служи като датчик за превишена стойност на тока и задействува компаратора *4*, който се използува като чакащ мултивибратор. Прагът на задействуване на компаратор *3* е 0,24 V. Резисторът със съпротивление 0,05 Ω (фиг. 6-12) служи за датчик за изменението на тока. При

тези стойности на прага на задействуване на компаратора *3* и на съпротивлението на резистора — датчик за изменението на тока, схемата за защита по ток се задействува при ток през товара около 4 А. Когато токът в изхода на стабилизатора нарасне над 4 А (заради претоварване или късо съединение в товара), компаратор *3* се превключва и подава сигнал към чакащия мултивибратор, който изработва импулс с продължителност 1 ms. *RC*-филтърът предотвратява задействуването на защитата от случайни импулси.

Докато кондензаторът на чакащия мултивибратор се презарежда, напрежението в изхода на компаратор *4* остава високо и имитира повишено изходно напрежение на изхода на стабилизатора. Изходното напрежение на компаратор *4* се подава на 4-то краче на компаратор *2*, т. е. там, където постъпва сигналът за обратна връзка от изхода на стабилизатора (в емитера на фототранзистора). Докато изходното напрежение на компаратор *4* е високо, към ключовия транзистор не се подават управляващи импулси. Компараторът *4* се връща в изходното си състояние, когато кондензаторът на мултивибратора се зареди до 8 V. Използува се резистор за обратна връзка към (+)-входа на компаратора, за да се избегне самовъзбуждане при достигането на това прагово ниво. След като компаратор *4* се върне в изходното си състояние, към мощния ключов транзистор отново започват да постъпват управляващи импулси. Ако късото съединение в изхода на стабилизатора е отстранено, импулсният стабилизатор автоматично преминава в нормален режим на работа. Ако то се запази, импулсният стабилизатор работи с честота на импулсите към ключовия транзистор 1 kHz, която се установява от чакащия мултивибратор.

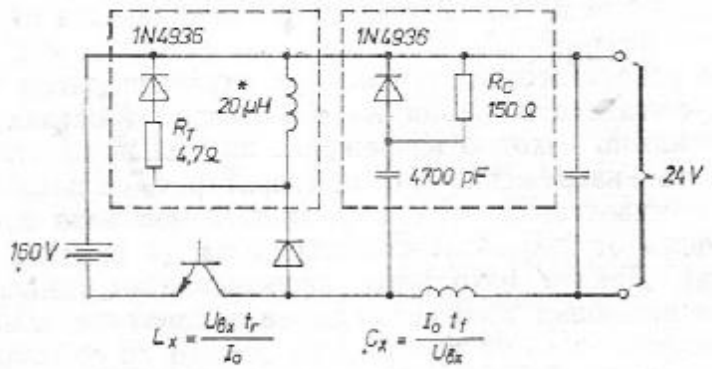
6-8.9. Формиране на изходното напрежение

Формирането на изходното напрежение се налага, за да се подобри надеждността и да се намалят електромагнитните смущения. То се извършва в основни линии с реактивни елементи (фиг. 6-12), които поглъщат енергия и тя не се превръща в загуби от превключване. Схемата за елиминиране на загубите в опростен вид заедно с формулите, необходими за пресмятане на стойностите на елементите, е показана на фиг. 6-16.

По време на отпушване на ключовия транзистор бобината L_X трябва да блокира входното напрежение $U_{вх}$ за времето, през което транзисторът преминава от запушено в отпушено състояние (t_r). Токът I_0, който е протичал през фиксиращия диод и бобината до този момент, трябва да спадне до нула. Времената на нарастване и спадане на колекторния ток на транзистора са измерени опитно и са съответно 0,3 и 0,4 μs. Следователно

$$L_X = \frac{U_{вх} t_r}{I_0} = \frac{160\ \text{V}\ (0{,}3\ \mu\text{s})}{3\ \text{A}} = 16\ \mu\text{H}.$$

В схемата се използува бобина с индуктивност 20 μH. Тя не бива да се насища при нормален ток на стабилизатора и токът трябва да нарасне до I_0. Това изискване се изпълнява при време-



* 6 навивки от проводник №18 навити на феритна сърцевина CF-214H

Фиг. 6-16. Схема за елиминиране на загубите от превключване. С разрешение на Моторола

константата на групата бобина/резистор, равна на 4 μs. Следователно $R_L = L_X/4 = 20\ \mu\text{H}/4\mu\text{s} = 5\ \Omega$.

На практика се използува резистор със съпротивление 4,7 Ω, тъй като отскокът на колекторното напрежение на транзистора е ограничен на 15 V.

По време на запушване на транзистора кондензаторът C_X трябва да осигури тока I_0. До този момент кондензаторът трябва да се е заредил до стойността на входното напрежение и за времето (t_f), през което транзисторът преминава от отпушено в запушено състояние, той трябва да се разреди до 0V. Следователно

$$C_X = \frac{I_0 t_p}{U_{вх}} = \frac{3\ \text{A} \times 0{,}4\ \mu\text{s}}{160\ \text{V}} = 7500\ \text{pF}.$$

Избира се кондензатор с капацитет 4700 pF, защото е отчетено действието на паразитните капацитети на схемата. Кондензаторът трябва да се презареди, докато транзисторът е отпушен за около 10 μs. За да се изпълни това изискване, времеконстантата на RC-групата се избира равна на 1 μs. Следователно

$$R_C = \frac{1\ \mu\text{s}}{4700\ \text{pF}} = 210\ \Omega.$$

На практика се използува резистор със съпротивление 150 Ω,

защото отскокът на тока на колектора се ограничава до около 1 А. По този начин се отстранява и влиянието на паразитните капацитети върху времето на презареждане на кондензатора. Разбира се, може да се наможи стойностите на L_X и C_X да бъдат променени, за да се постигне желаното формиране на изходното напрежение.

6-8.10. Параметри на импулсния стабилизатор

По-долу са дадени параметрите на описания импулсен стабилизатор на напрежение, по-точно какви са измененията на изходното му напрежение при промени на мрежовото напрежение и на тока през товара

Ако токът през товара се изменя от 1,5 до 3 А и напрежението на мрежата се поддържа 120 V, изходното напрежение на стабилизатора се изменя с по-малко от 0,2 V, т. е. с по-малко от 0,8%.

Ако входното мрежово напрежение се изменя от 100 до 140 V при ток през товара 3 А, изходното напрежение се изменя с по-малко от 0,7 V, т. е. с по-малко от 3%.

В изходното напрежение се съдържат следните пулсации: с честота на мрежовото напрежение — 20 mV от връх до връх, което дава коефициент на пулсации 10 mV/V; с честота 20 kHz — 50 mV от връх до връх, или по-малко от 0,2% от изходното напрежение.

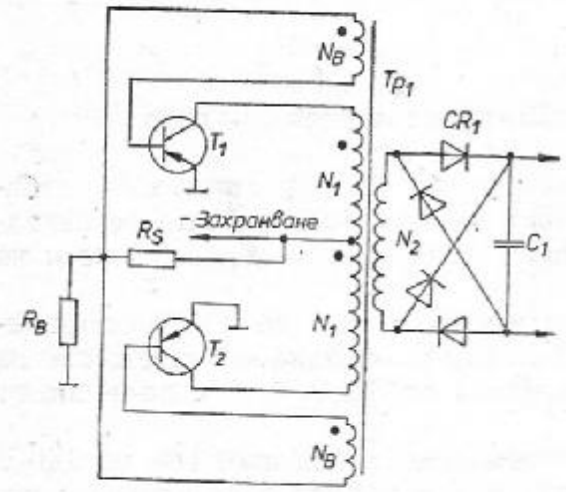
Пулсациите са измервани при изходно напрежение 24 V и ток през товара 3 А.

6-9. ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ—ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ (ТРАНСВЕРТЕР)

На фиг. 6-17, 6-18 и 6-19 са показани три схеми за преобразуване на едно постоянно напрежение в друго с различна от първата стойност. Тези трансвертери работят с входно постоянно напрежение 12 V и 28 V и осигуряват постоянни изходни напрежения от 100 до 500 V. Изходните токове варират от 1 до 25 А. Изходното напрежение на трансвертера може да се променя, като се измени броят на навивките във вторичната намотка на трансформатора.

Обърнете внимание на това, че за отделните елементи се дават по няколко стойности, типови означения и данни за намотките. Те зависят от желания изходен сигнал. При правилен подбор на елементите, основаващ се на правилата и примерите, дадени в този раздел, могат да се получат желаните изходни напрежения и мощности на трансвертера. Като се използуват междинни стой-

ности, различни от посочените в таблиците, се получават и други изходни мощности. Все пак мощностите, посочени в таблиците, трябва до голяма степен да удовлетворят повечето изисквания, поставяни към трансвертерите по отношение на този параметър. В



Захранващо напрежение = 12 V
Изходно напрежение:
15 W — 300 V
30 W — 300 V
55 W — 100 V

Мощност, W	T_1 и T_2	R_B, Ω	R_S, Ω	CR_1	C_1, μF	Нав. пров.	Нав. пров.	Нав. пров.	Tp_1 тип
15	2N1038	15	1200	1N2071	2	70 №18	1800 №30	20 №30	5772D2
30	2N1042	15	1500	1N2071	4	78 №16	2000 №29	30 №29	500172A
55	2N456	5	180	1N2071	6	29 №17	275 №24	7 №24	500352A

Фиг. 6-17. Трансвертер с изходна мощност от 15 до 55 W. С разрешение на Тексас Инстрюмънтс

таблиците са посочени данни за елементи, които могат да се закупят готови и които са подходящи за използуване при съответните изходни мощности.

Разбира се, не винаги в магазините може да се намери подходящ стандартен трансформатор, затова за всяка от изходните мощности на трансвертерите са *дадени сведения* за броя на навивките и размерите на съответния трансформатор. Може да се подбере трансформатор с данни, близки до необходимите, или да се поръча изработването на трансформатор с определени данни за проектирането на съответния трансвертер. Това обаче е свързано с допълнителни разходи и известно време за доставка. Трансфор-

маторът Tp_2 (когато се използува) е обикновен изходен трансформатор с ненаситен магнитопровод, но трансформаторът Tp_1 във всички случаи трябва да бъде с *наситен магнитопровод.*

По-долу е дадено кратко описание на различните трансвертери и е показано каква е връзката между действието на схемата и изходните данни за проектирането ѝ. Обърнете внимание на това, че схемата обикновено представлява мултивибратор, който превръща постоянното напрежение в променливо, следван от повишаващ трансформатор и токоизправител, който превръща повишеното променливо напрежение в постоянно напрежение с нова, различна от първата стойност.

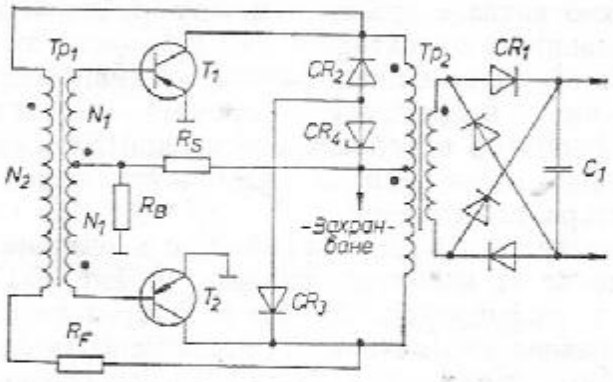
Когато желаната изходна мощност е в границите между 15 и 55 W, може да се използува схемата от фиг. 6-17. Необходим е само един трансформатор. Схемата действува по следния начин. Всяка първоначална несиметрия на напреженията (тя съществува винаги) ще принуди единия от двата транзистора, например T_1, да пропусне някакъв малък ток. Протичането на този малък колекторен ток индуктира в допълнителните намотки, свързани към базите на транзисторите, различни по полярност напрежения и транзисторът T_1 се отпушва още повече, а T_2 се запушва. Колекторният ток на T_1 нараства и когато магнитопроводът на траксформатора се насити, неговата стойност се ограничава само от резистора в колекторната верига и от възможностите на транзистора. Когато магнитопроводът на трансформатора се насити, напрежението, индуктирано в намотките, става равно на нула. Липсата на отпушващо напрежение принуждава T_1 да започне да се запушва. Спадането на колекторния ток на T_1 индуктира в намотките напрежение, обратно по полярност на предишното, и затова в този случай T_2 се насища, а T_1 се запушва. Когато магнитопроводът на трансформатора отново се насити, процесът се повтаря отначало. T_2 се запушва, токът му спада на 0 и в намотките се индуктира напрежение, което отпушва T_1.

Резисторите R_B и R_S са предназначени за осигуряване на преднапрежение в базите и на двата транзистора. Това преднапрежение осигурява начален ток и намалява ефекта от изменението на напрежението база-емитер. Честотата на генерираните по този начин импулси зависи от данните на трансформатора Tp_1.

Напрежението на вторичната намотка на трансформатора се изправя от мостовия изправител CR_1 и се филтрира от кондензатора C_1.

Когато изходната мощност на трансвертера надхвърля 55 W, трябва да се използуват два трансформатора, както е показано на фиг. 6-18 и 6-19. Трябва да се насища магнитопроводът само на трансформатора Tp_1. Така токът, необходим при наситен магнитопровод, е много по-малък от тока през товара и е възможно малкият драйверен трансформатор Tp_1 да захрани много по-големия, относително евтин мощен трансформатор Tp_2, който повишава изходното напрежение на трансвертера до желаната стойност.

Когато единият от транзисторите, например T_1, е отпушен, напрежението на колектора му се изменя по стойност приблизително от стойността на захранващото напрежение до 0 V. Напрежението се индуктира в първичната намотка на Tp_2 и през рези-



Захранващо напрежение = 12 V
Изходно напрежение:

100 W—300 V
150 W—500 V
200 W—300 V
250 W—500 V

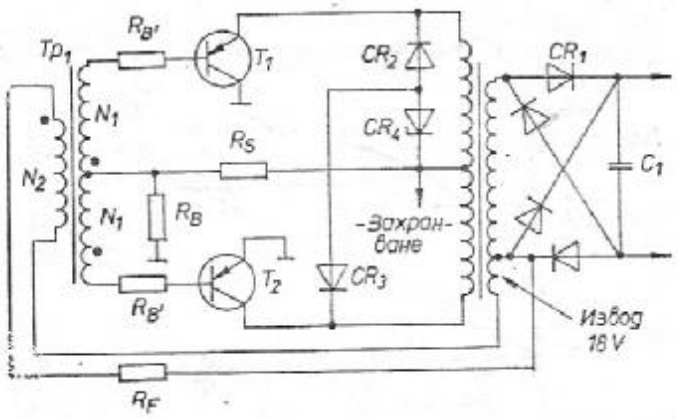
CR_1—1N 2071 CR_2, CR_3 — 1N 2069 CR_4 — 1N 1817

Мощност, W	T_1 и T_2	R_B, Ω	R_S, Ω	R_{OB}, Ω	C_1, μF	Нав. пров.	Нав. пров.	Tp_1 тип	Tp_2 № (виж текста)
100	2N511	2	100	5	10	48 №24	185 №28	500942A	440402-1
150	2N512	2	72	10	20	48 №22	185 №26	501812A	440404-1
200	2N513	1	75	5	20	35 №20	150 №26	500262A	440406-1
250	2N514	1	75	5	30	35 №20	140 №24	500262A	440408-1

Фиг. 6-18. Трансвертер с изходна мощност от 100 до 250 W. С разрешение на Тексас Инстрюмънтс

стора за обратна връзка R_{OB} се подава на първичната намотка на Tp_1. На транзистора T_2 постъпва запушващо напрежение, а T_1 — отпушващо. След като магнитопроводът на Tp_1 се насити, нарастващият ток през намотките на трансформатора предизвиква още по-голям пад на напрежение върху R_{OB}, като по този начин се подпомага действието на автогенератора — T_2 се отпушва, T_1 се запушва. T_2 остава запушен, докато магнитопроводът на трансформатора Tp_1 отново се насити и процесът се повтаря отново.

Колекторният ток на отпушения транзистор нараства до стойността на тока през товара плюс стойността на намагнитващия ток на Tp_2 плюс стойността на тока във веригата за обратна връзка, който трябва да бъде достатъчен за започване на гене-



Захранващо напрежение=28 V CR_1—1N 1126 CR_4—1N 1825
Изходно напрежение =300 V CR_2, CR_3—1N 2069
Изходна мощност=500 W C_1=40 μF
T_1 и T_2—2N 514 A R_B=0,5 Ω R_B=0,5 Ω R_S =75 Ω R_{OB}=10 Ω
Tp_1— Arnold № 523302
N_1 —35 навивки от проводник № 20
N_2—140 навивки от проводник № 24
Tp_2—440413—1 (вижте текста)

Фиг. 6-19. Трансвертер с изходна мощност 500 W. С разрешение на Тексас Инстрюмънтс

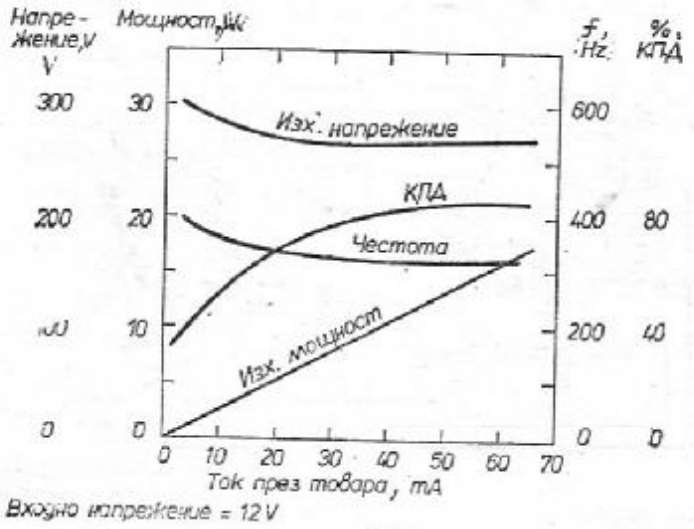
рации. Намагнитващият ток на Tp_2 винаги е много по-малък от тока през товара, защото магнитопроводът на Tp_2 не бива да се насища.

Резисторите R_B и R_S трябва да осигурят преднапрежение за базите на T_1 и T_2. Това преднапрежение осигурява начален ток на транзисторите и намалява ефекта от изменението на напрежението база-емитер. Честотата на генератора зависи от параметрите на трансформатора Tp_1 и от съпротивлението на резистора за обратна връзка R_{OB}.

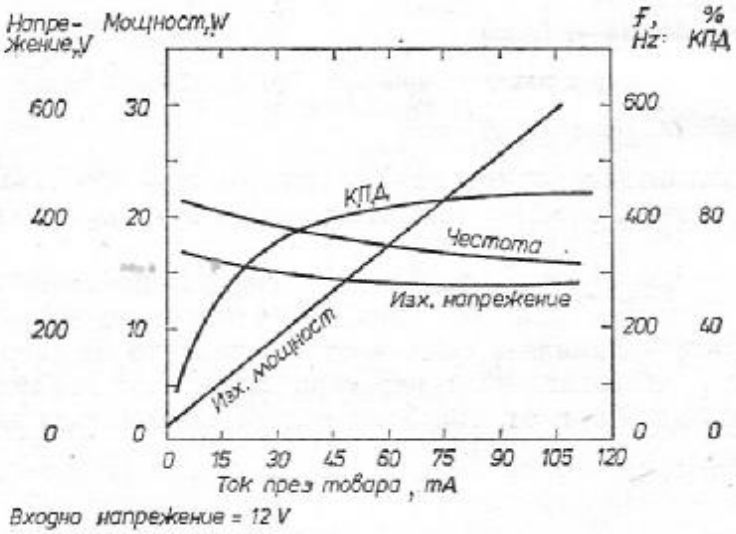
6-9.1. Анализ на схемата

Главната цел при проектирането на преобразувателите постоянно напрежение — постоянно напрежение е да се гарантира постигането на зададеното изходно напрежение при определен ток през товара или при зададено съпротивление на товара. Друг ва-

жен параметър е к. п. д. на трансвертера (отношението на изходната мощност към входната). В някои случаи се задава и честотата на генерациите (честотата на мултивибратора).



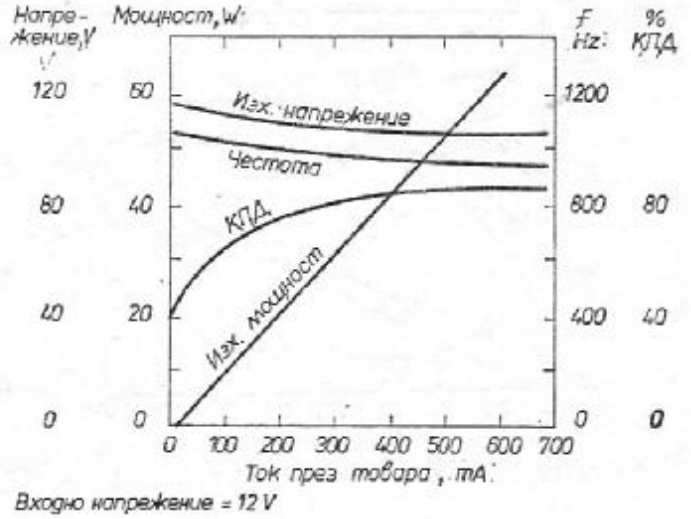
Фиг. 6-20. Параметри на трансвертер с изходна мощност 15 W. С разрешение на Тексас Интстрюмънтс



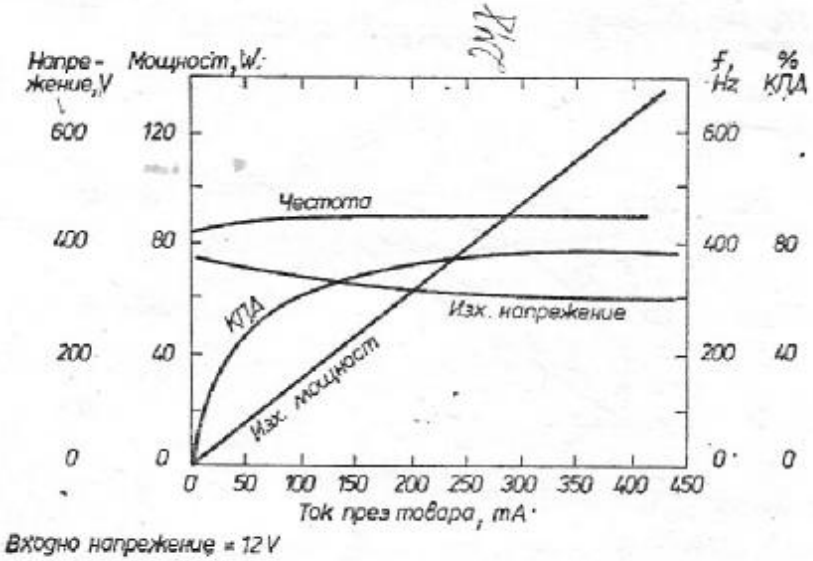
Фиг. 6-21. Параметри на трансвертер с изходна мощност 30 W. С разрешение на Тексас Инстрюмънтс

На фиг. 6-20÷6-27 са показани графики на зависимостта на изходното напрежение, изходната мощност, честотата на генерациите и к. п. д. на трансвертерите от тока през товара. Както се

вижда, изходното напрежение се изменя с по-малко от 7% при нарастване на тока през товара от 50 на 100% от номиналната му стойност. Графиката на зависимостта на изходната мощност от тока през товара е почти права линия. При натоварване на транс-

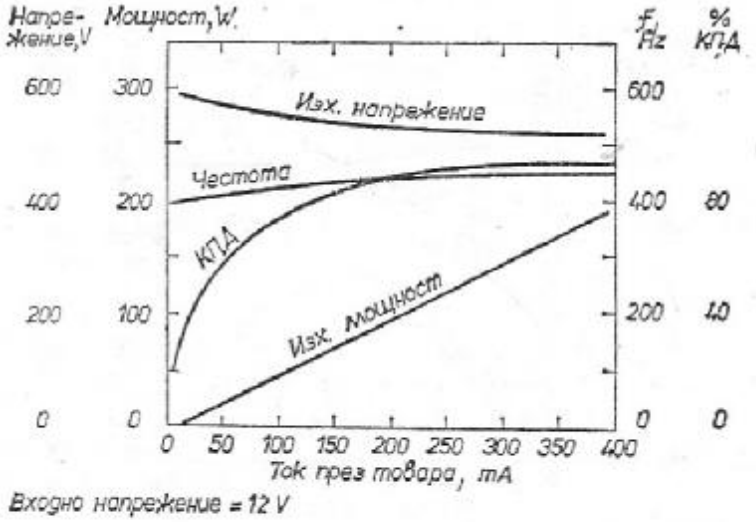


Фиг. 6-22. Параметри на трансвертер с изходна мощност 55 W. С разрешение на Тексас Инстрюмънтс

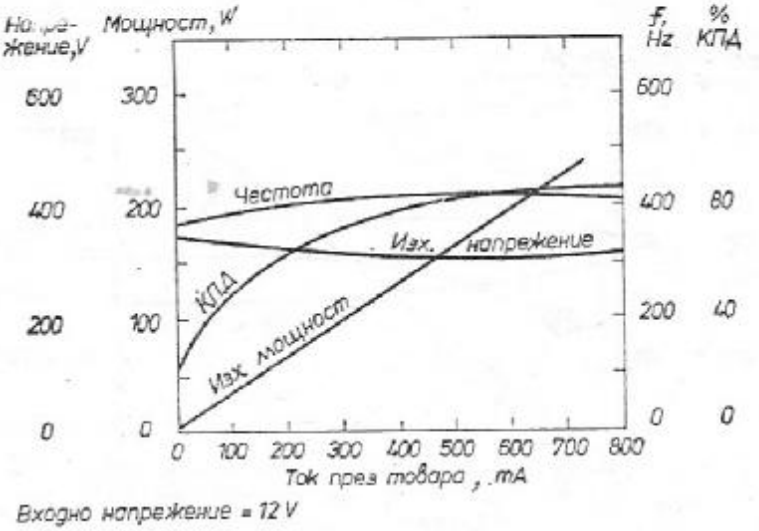


Фиг. 6-23. Параметри на трансвертер с изходна мощност 100 W. С разрешение на Тексас Инстрюмънтс

вертера честотата на генерациите спада съвсем малко (при схемата от фиг. 6-17) или практически не се изменя (при схемите от фиг. 6-18 и фиг. 6-19). При номинален товар к. п. д. на всички трансвертери, описани тук, е над 80%.

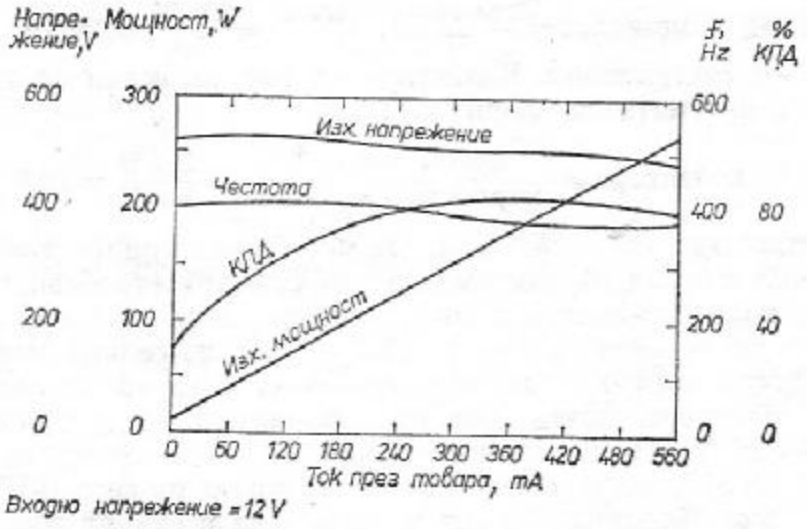


Фиг. 6-24. Параметри на трансвертер с изходна мощност 150 W. С разрешение на Тексас Инстрюмънтс

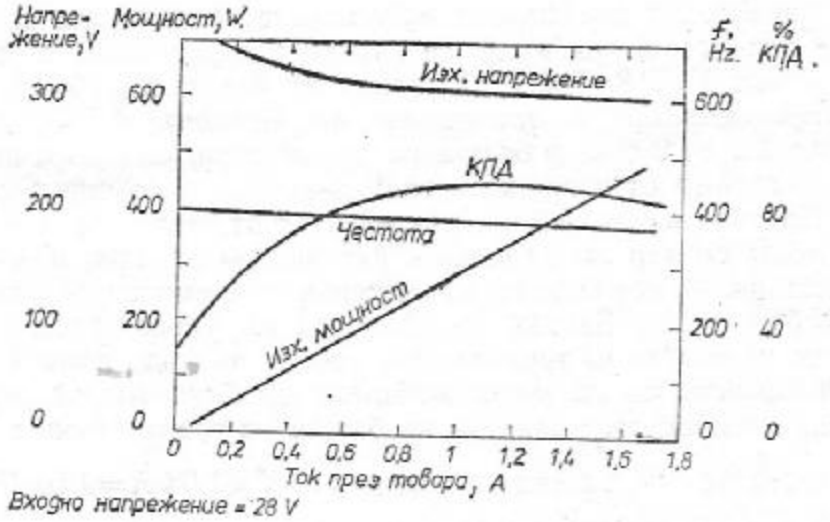


Фиг. 6-25. Параметри на трансвертер с изходна мощност 200 W. С разрешение на Тексас Инстрюмънтс

Използуването на тези графики заедно със стойностите на елементите, указани на фигурите или в таблиците към тях, е пояснено чрез следващия пример за проектиране.



Фиг. 6-26. Параметри на трансвертер с изходна мощност 250 W. С разрешение на Тексас Инстрюмънтс



Фиг. 6-27. Параметри на трансвертер с изходна мощност 500 W. С разрешение на Тексас Инстрюмънтс

6-9.2. Пример за проектиране

Нека да приемем, че схемата от фиг. 6-18 трябва да осигури изходна мощност 200 W. Изходното напрежение трябва да бъде 300 V, входното постоянно напрежение е 12 V, честотата на генерациите—400 Hz.

К. п. д. на трансвертера. Предполага се, че к. п. д. на трансвертера е около 80% (отчетено по графиката на фиг. 6-25). Необходимата входна мощност следователно е

$$\text{входна мощност} = \frac{\text{изходната мощност}}{\text{к. п. д.}} = \frac{200\ \text{W}}{0{,}8} = 250\ \text{W}.$$

Ток на колектора. Колекторният ток на всеки от транзисторите се пресмята по формулата

$$\text{ток на колектора} = \frac{\text{входна мощност}}{\text{захранващо напрежение}} = \frac{250\ \text{W}}{12\ \text{V}} = 20{,}8\ \text{A}.$$

Параметри на транзисторите. Транзисторите трябва да се подберат с оглед на максимално допустимото (пробивното) напрежение колектор-емитер и според максималния колекторен ток, определен по горната формула (20,8 А или по-голям). Всеки от транзисторите, когато е запушен, трябва да издържи на напрежение на колектора, почти два пъти по-високо от захранващото (12 V × 2 = 24 V). Препоръчва се в случая да се използува транзисторът 2N 513, както е написано в таблицата на фиг. 6-18.

Ток на базата. Токът на базата на всеки от транзисторите е

$$\text{ток на базата} = \frac{\text{ток на колектора}}{\text{минимален коеф. на усилване по ток (бета)}}.$$

Минималният коефициент на усилване по ток (при определен ток на колектора) трябва да се намери в справочника с данни за транзистора 2N 513. Той е 20, токът на базата ще бъде 1,04 А.

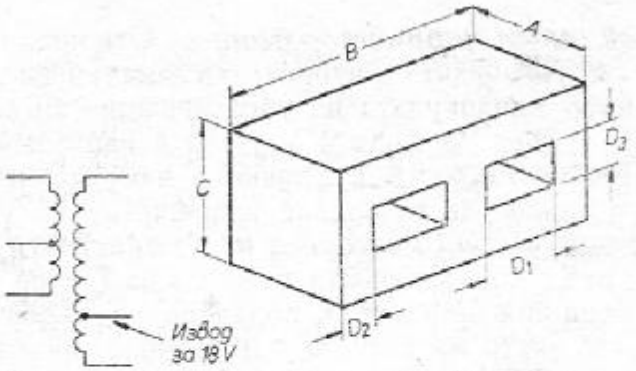
Управляващо напрежение на базата. Управляващото напрежение, подадено в базата на транзистора, се избира поне два пъти по-голямо от напрежението база-емитер, посочено в справочника. По този начин се намалява ефектът от разликите в напрежението база-емитер за отделните екземпляри от един и същ тип транзистори. Максималното напрежение база-емитер за транзистора 2N 513 е 2 V. Затова амплитудата на управляващия сигнал, подаден на базата на транзистора, трябва да бъде поне 4 V.

Мощност на сигнала, подаден на базата на транзистора. Мощността, подадена на базата на транзистора, е

$$\text{мощност на сигнала на базата} = 4\ \text{V} \times 1{,}04\ \text{A} = 4{,}16\ \text{W}.$$

К. п. д. на драйверния трансформатор $Тр_1$ и мощност на управляващия сигнал. Приема се, че к. п. д. на трансформатора $Тр_1$ е 90%. Затова мощността, подадена към първичната намотка на $Тр_1$, трябва да бъде

$$\text{мощност, подадена на първичната намотка на драйверния трансформатор } Тр_1 = \frac{\text{мощност на сигнала на базата}}{\text{к. п. д. на трансформатора}} = \frac{4{,}16\ \text{W}}{0{,}9} = 4{,}6\ \text{W}.$$



Трансформатор №	440402-1 100 W	440404-1 150 W	440406-1 200 W	440408-1 250 W	440413-1 500 W
Ламели	E1-12 0,014	E1-12 0,014 силициева ламарина	E 1-125 0, 014	E1-125 0,014	E1-175 0,014
Навивки на първ. намотка	42	42	28	28	32
Навивки на втор. намотка	595	955	383	623	191
Навивки на слой/слоя					
Първична намотка	14/3	14/3	7/4	7/4	11/3
Вторична намотка	66/10	81/12	55/7	63/10	38/5
Проводник на първ. намотка	№14	№14	2 паралелни №13	2 паралелни №13	2 паралелни № 12
Размери в инчове					
A	1	1	$1\frac{1}{4}$	$1\frac{3}{16}$	$1\frac{3}{4}$
B	3	3	$3\frac{3}{4}$	$3\frac{3}{4}$	$5\frac{1}{4}$
C	$2\frac{1}{2}$	$2\frac{1}{2}$	$3\frac{7}{8}$	$3\frac{1}{8}$	$4\frac{3}{8}$
D_1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{5}{8}$	$\frac{5}{8}$	$\frac{7}{8}$
D_2	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{5}{8}$	$\frac{5}{8}$	$\frac{7}{8}$
D_3	$1\frac{1}{2}$	$1\frac{1}{2}$	$1\frac{7}{8}$	$1\frac{7}{8}$	$2\frac{5}{8}$

Фиг. 6-28. Данни за проектиране на трансформатора Tp_2

Коефициент на трансформация. Отношението на броя на навивките на първичната и вторичната намотки на Tp_1 е избрано 4:1. Тъй като амплитудата на управляващия сигнал на базата на транзистора трябва да бъде 4 V (това е напрежението на вторичната намотка на Tp_1), на първичната намотка на драйверния трансформатор трябва да се подаде напрежение 16 V.

Ток на първичната намотка на драйверния трансформатор Tp_1. Токът на първичната намотка на Tp_1 се пресмята, като се вземат пред вид мощността, подадена на първичната му намотка, и напрежението на сигнала в първичната намотка. Този ток е равен на 4,6 W: 16 V или на 287 mA.

Дотук бяха определени данни, които са необходими, за да се поръча (или да се изработи самостоятелно) драйверният трансформатор Tp_1. Това са и параметрите на трансформаторите, посочени в таблицата на фиг. 6-18.

Параметри на изходния мощен трансформатор Tp_2. Данните, необходими за поръчване или самостоятелно изработване на трансформатора Tp_2. могат да се вземат от таблицата на фиг. 6-28. Трябва да имате пред вид и следното: входният импеданс на Tp_2 (за работната честота) трябва да бъде около 40 пъти по-голям от импеданса на товара. Загубите в магнитопровода се оценяват на около 5% от общата изходна мощност. Загубите в първичната и вторичната намотка са приблизително равни на 1% от общата изходна мощност.

Резистори в базата на транзистора. Съпротивлението на R_B се избира така, че върху резистора да се получи приблизително половината от 4-те волта управляващ сигнал. Съпротивлението на R_S трябва да бъде възможно най-голямото, което осигурява известен начален ток, но все пак внася минимални загуби.

Резистор за обратна връзка. Съпротивлението на R_{OB} се избира така, че да даде необходимия пад на напрежение, при който се осигурява напрежение 16 V на първичната намотка на Tp_1 при номинален ток през товара.

6-10. МЕТОДИ ЗА ИЗМЕРВАНЕ НА ТОКОЗАХРАНВАЩИ УСТРОЙСТВА

В следващите раздели са описани методите за измерване на токозахранващи устройства.

Основното предназначение на токозахранващото устройство е да превърне променливото напрежение в постоянно. При трансвертерите едно постоянно напрежение се превръща в друго постоянно напрежение (обикновено по-високо от първото). И в двата случая действието на токозахранващото устройство може да бъде проверено твърде лесно, като се измери изходното напрежение. За по-цялостно изследване на токоизправителя изходното напрежение трябва да се измери без товар при половината от номи-

налния ток и при максимален ток през товара. Добре е да се направят и няколко измервания на изходното напрежение при различни междинни стойности на тока през товара. Ако токоизправителят е в състояние да осигури нормалното си изходно напрежение при максимален ток през товара, той е в изправност и работи добре. В някои случаи е полезно да се измери коефициентът на стабилизация, вътрешното съпротивление на токоизправителя и амплитудата на пулсациите на изходното му напрежение; тъй като работата на изправителя до голяма степен зависи от използувания мрежов трансформатор, добре е още при експериментирането на схемата трансформаторът да се провери отделно.

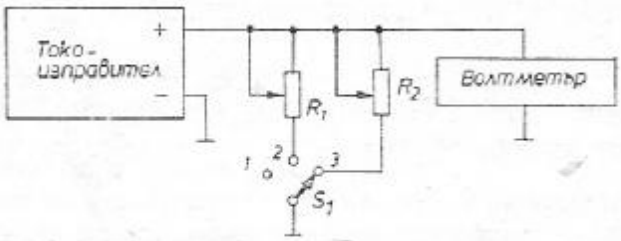
6-10.1. Измерване изходното напрежение на токозахранващото устройство

На фиг. 6-29 е показана схемата за измерване изходното напрежение на едно токозахранващо устройство. Тази опитна постановка позволява изходното напрежение да се измерва без товар, с половин товар или с цял товар в зависимост от положението на превключвателя S_1. Когато превключвателят е в положение *2* или *3*, изправителят се натоварва с резисторите R_1 или R_2 и от изхода му се консумира половината или максималният допустим ток. Товарните резистори трябва да бъдат безиндуктивни, за да не се въведе реактивно съпротивление в изхода на токозахранващото устройство. За целите на измерването обикновено се приема, че товарът на изправителя е чисто активен.

Както е показано на фиг. 6-29, съпротивлението на резисторите R_1 и R_2 зависи от изходното напрежение и от тока през товара (максимално допустим или равен на половината от максимално допустимия). Например, ако токозахранващото устройство е проектирано за изходно напрежение 25 V при максимален изходен ток 500 mA, съпротивлението на R_2 трябва да бъде 25 V:0,5 A или 50 Ω. Съпротивлението на R_1 трябва да бъде 25 V:0,25 A или 100 Ω. Ако превключвателят се постави в положение *1*, изправителят работи „на празен ход", т. е. без товар.

На практика, когато трябва да се проверят повече токозахранващи устройства, е удобно R_1 и R_2 да бъдат променливи и да се настроят точно на необходимото съпротивление преди измерването на изходното напрежение (съпротивлението им се измерва с омметър при изключено захранване). Ако се изпробва само едно токозахранващо стъпало, и при временни проби може да се използуват и постоянни резистори. И в двата случая обаче резисторите трябва да бъдат въгленови (не жични) и те трябва да разсейват съответната мощност, без да се прегряват. Например при споменатите стойности на R_1 и R_2 номиналната мощност на R_1 трябва да бъде по-голяма от 25 V×0,5 A, т. е. от 12,5 W (добре е да

се използува резисторът с номинална мощност 15 W). Резисторът R_2 в примера трябва да разсее мощност 6,25 W (изчислена по същия начин както мощността на R_1) и затова номиналната му мощност трябва да бъде около 10 W.



$$R_1 = \frac{\text{номиналното изходно напрежение}}{\text{0,5 от максималния ток през товара}}$$

$$R_2 = \frac{\text{номиналното изходно напрежение}}{\text{максималния ток през товара}}$$

$$\text{Токът през товара} = \frac{\text{показанието на волтметъра}}{\text{съпротивлението на } R_1 \text{ или } R_2}$$

$$\text{Коеф. на стабилизация (\%)} = 100 \times \frac{\text{изходното напрежение без товар} - \text{изходното напрежение при макс. товар}}{\text{изходното напрежение при макс. ток през товара}}$$

$$\text{Вътр. съпротивление на изправителя [Ω]} = \frac{\text{изходното напрежение без товар} - \text{изходното напрежение при макс. ток}}{\text{тока през товара (A)}}$$

Фиг. 6-29. Схема за изпробване на токозахранващи устройства

За да се измери изходното напрежение на едно токозахранващо устройство, е необходимо да се направи следното:

1. Свържете уредите, както е показано на фиг. 6-29.

2. Ако R_1 и R_2 са променливи, подберете тяхната стойност съгласно уравненията от фиг. 6-29.

3. Включете мрежовото напрежение. Измерете изходното напрежение на изправителя при всяко от положенията на превключвателя S_1.

4. Пресметнете тока през товара при положението *2* и *3* на превключвателя S_1, като използувате уравненията от фиг. 6-29. Например, ако R_1 е 100 Ω и при положение *2* на S_1 волтметърът показва 22 V, токът през товара е 22 V: 100 Ω или 220 mA. Ако изходното напрежение на изправителя при превключвател S_1, поставен в положение *1*, е било 25 V, това означава, че изправителят няма да може да даде нормалното си изходно напрежение при максимално допустимия ток през товара. Причината е вероятно лоша стабилизация на напрежението, която се дължи на грешки в проектирането на стъпалото.

6-10.2. Измерване коефициента на стабилизация

Коефициентът на стабилизация обикновено се задава в проценти и се пресмята по формулата

$$\text{коефициент на стабилизация } (\%) = \frac{\text{напрежение без товар (на празен ход)} - \text{напрежение при максимален ток}}{\text{напрежение при максимален ток}} \times 100.$$

Желателно е да се получи малка стойност на коефициента на стабилизация в проценти, защото тя ще означава, че изходното напрежение се изменя много малко при промяна на тока през товара. Когато се измерва коефициентът на стабилизация на един стабилизиран токоизправител, се постъпва по следния начин (същата методика се използува и при измерването на този параметър при изправители без стабилизация):

1. Свържете уредите, както е показано на фиг. 6-29.

2. Ако R_2 е променлив, подберете неговото съпротивление съгласно уравненията от фиг. 6-29.

3. Включете мрежовото напрежение. Измерете изходното напрежение на стабилизирания токоизправител при положение *1* (без товар) и положение *3* (пълен товар, т. е. максимален ток през товара) на превключвателя S_1.

4. Като използувате горното уравнение, пресметнете коефициента на стабилизация в проценти. Например, ако изходното напрежение без товар е било 25 V, а при максимален ток през товара спада на 20 V, коефициентът на стабилизация е (25 V—20 V):20 V или 25% и това е една съвсем неприемлива стойност, която доказва лоша стабилизация.

5. Имайте пред вид, че стабилизацията на изходното напрежение на изправителя не е добра, когато вътрешното съпротивление на същия е голямо.

6-10.3. Измерване вътрешното съпротивление на изправителя

Вътрешното съпротивление на изправителя се определя по следната формула:

$$\text{вътрешно съпротивление} = \frac{\text{изходно напрежение без товар} - \text{изходно напрежение при максимален ток}}{\text{максимален ток през товара}}$$

Желателно е да се получи малко вътрешно съпротивление, защото това означава, че изходното напрежение на токоизправителя ще се изменя съвсем слабо при промяна на тока през товара. За да се измери вътрешното съпротивление на токозахранващия източник, е необходимо да се извърши следното:

1. Свържете уредите, както е показано на фиг. 6-29.

2. Ако R_2 е променлив, подберете съпротивлението му съгласно уравненията от фиг. 6-29.

3. Включете мрежовото напрежение. Измерете изходното напрежение на изправителя без товар (положение *1* на превключвателя) и при максимален ток през товара (продължение *3* на превключвателя).

4. Пресметнете действителния ток през товара (превключвателя S_1 в положение *3*). Например, ако R_2 е 50 Ω и при положение *3* на превключвателя изходното напрежение на изправителя е 20 V (както в предишния пример), действителният ток през товара е 20 V: 50 Ω или 0,4 А.

5. Като използувате дадената по-горе формула, пресметнете стойността на вътрешното съпротивление на изправителя. Например, ако изходното напрежение без товар е било 25 V, а при максимален ток през товара спада на 20 V, вътрешното съпротивление на токозахранващия източник е (25 V — 20 V): 0,4 А или 12,5 Ω.

6.10.4. Измерване на пулсациите на изходното напрежение

Всеки токоизправител независимо от използуваните методи за стабилизация на изходното напрежение и от използуваните филтри ще има някакви пулсации на изправеното напрежение. Те могат да бъдат измерени с волтметър или осцилоскоп. Обикновено главно внимание се обръща на отношението на пулсациите (променливото напрежение в изхода на изправителя) към стойността на изправеното постоянно напрежение. Например, ако се измерят пулсации с амплитуда 3 V при постоянно изходно напрежение 100 V, отношението ще бъде 3:100 или 3%.

6-10.4.1. Измерване на пулсациите с волтметър

1. Свържете уредите, както е показано на фиг. 6-29.

2. Ако R_2 е променлив, подберете съпротивлението му съгласно уравненията от фиг. 6-29. Пулсациите се измерват при максимален ток през товара.

3. Включете мрежовото напрежение. Измерете постоянното изходно напрежение на изправителя при максимален ток през товара (положение *3* на превключвателя).

4. Превключете волтметъра за измерване на променливо напрежение. Всяко напрежение, измерено от волтметъра в изхода на изправителя, трябва да се приеме за пулсации на постоянното изходно напрежение.

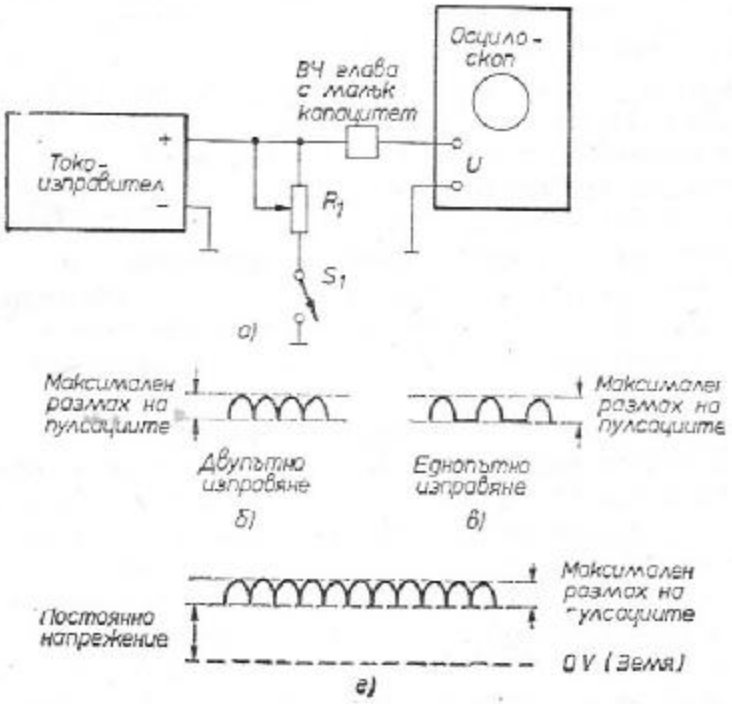
5. Определете процента на пулсации като отношение на променливото към постоянното напрежение в изхода на изправителя.

6. Една подробност често не се взема пред вид: формата на

променливото напрежение (пулсациите) в изхода на изправителя. В зависимост от схемата на изправителя (еднопътен, двупътен, трифазен и пр.) пулсациите са различни по форма, но никога не са синусоидални. Повечето от волтметрите измерват точно само променливо напрежение със синусоидална форма. Затова не винаги от измереното с волтметър променливо напрежение в изхода на изправителя може да се съди за точната амплитуда на пулсациите. Най-добре е да се използува осцилоскоп и да се отчете амплитудата на пулсациите на изходното напрежение от връх до връх.

6-10.4.2. Измерване на пулсациите с осцилоскоп

С осцилоскоп може да се измери амплитудата и честотата на пулсациите на изходното напрежение, както и да се определи точно тяхната форма. Обикновено когато се измерват пулсациите, осцилоскопът се превключва за измерване на променливо напрежение, тъй като по този начин се блокира постояннотоковата съставна на измервания сигнал. Пулсациите трябва да бъдат много по-малки от постоянното напрежение в изхода на изправителя.



Фиг. 6-30. Измерване размаха на пулсациите с осцилоскоп

Затова, ако осцилоскопът е включен за измерване на постоянно напрежение и се увеличи усилването, сигналът ще излезе извън рамките на екрана.

1. Свържете уредите, както е показано на фиг. 6-30.

2. Включете мрежовото напрежение. Ако пулсациите се измерват при максимален товар, ключът S_1 трябва да бъде затворен. При измерване на пулсациите без товар ключът S_1 трябва да бъде отворен. Съпротивлението на R_1 трябва да се подбере така, че токопроизправителят да работи с желания ток през товара.

3. Подберете честотата на развивката и синхронизацията на осцилоскопа така, че на екрана да се получат два или три периода на измервания сигнал.

4. Измерете максималния размах на пулсациите по калибрираната в напрежение вертикална скала на екрана на осцилоскопа.

5. Измерете честотата на пулсациите по хоризонталната скала на екрана на осцилоскопа. Тези измервания са описани подробно в раздел 5-9.1, точка 6 и 7. Когато се измерва честотата на пулсациите на двупътен изправител, за един период се получават две полувълни (както е показано на фиг. 6-30 *б*), докато при еднопътен изправител за един период на входния сигнал се получава само една полувълна на пулсациите (фиг. 6-30 *в*).

6. Ако едновременно с пулсациите трябва да се измерва и постоянното напрежение в изхода на изправителя, превключете осцилоскопа за измерване на постоянно напрежение. Изображението на екрана се измества нагоре или надолу в зависимост от полярността на постоянното напрежение и пулсациите се наблюдават на новото място на екрана, но те са с предишния размах (фиг. 6-30 *г*). Ако при това обаче изображението се измести извън екрана, тогава се налага усилването да се намали, за да се измери постоянното напрежение. След това усилването отново се увеличава, за да видят добре пулсациите и понеже изображението отново ще излезе извън екрана, ще трябва да го изместите с регулаторите за преместване на изображението във вертикална посока, докато се появи отново. Това е възможно при повечето фабрично произведени осцилоскопи. В някои случаи обаче, когато например вертикалният усилвател на осцилоскопа е калибриран предварително за дадено усилване, описаният начин може да се окаже труден, дори и невъзможен. В тези случаи най-лесно е постоянното напрежение все пак да се измери с волтметър, а осцилоскопът, включен за измерване на променливо напрежение, да се използува само за определяне амплитудата на пулсациите.

7. Изследването на формата на пулсациите може да подскаже евентуални дефекти в изправителя (дължащи се на погрешно проектиране или на повреда в някой от елементите). Например, ако изправителят е разбалансиран (един от диодите пропуска по-голям ток от другия), размахът на съседните полувълни от пулсациите няма да бъде еднакъв. Ако изправителят вкарва брум или шум в изходното напрежение, ще се изменя формата или амплитудата на пулсациите. При промяна на честотата на пулсациите се е сменила честотата на мрежовото напрежение. Ако в

изходното напрежение на двупътен изправител се наблюдават пулсации като при еднопътен изправител, единият от диодите не пропуска ток.

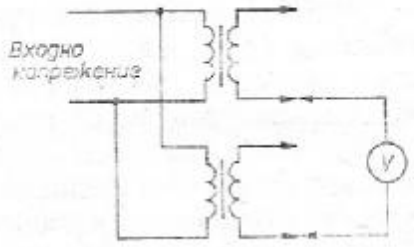
6-10.5. Измерване параметрите на трансформатори

Ако при изпробването се окаже, че стабилизаторът на напрежение работи незадоволително, причината може да бъде и в трансформатора. Но докато всеки от останалите елементи на изправителя (изправителни диоди, кондензатори и др.) се подменя сравнително лесно по време на експериментите, трансформаторът трябва да се изпробва на място, защото рядко има на разположение втори идентичен трансформатор за пробна подмяна.

Очевидно първата работа при съмнение за неизправност на трансформатора е да се измерят с омметър намотките, за да се установи евентуално прекъсване, късо съединение или нормално активно съпротивление. Освен тези основни измервания е възможно с волтметър да се провери стабилизацията, отношението на импедансите, означението на началото на намотката и симетричността на допълнителния извод на някоя от намотките на трансформатора.

6-10.5.1. Измерване на фазовите съотношения при трансформаторите

Когато два, както се предполага, еднакви трансформатора трябва да работят свързани паралелно и липсва означение за началото на намотките, те трябва да се проверят, като се използува някакво променливо напрежение (може и мрежово) и волтметър. Опитната постановка е показана на фиг. 6-31. За мощните трансформатори като захранващо се използува направо напрежението на мрежата. Другите трансформатори се проверяват при понижено мрежово напрежение (взето от понижаващ трансформатор) или в изключителни случаи—с напрежение от нискочестотен генератор.



Фиг. 6-31. Измерване на фазови съотношения при трансформатори

Трансформаторите са свързани правилно (по фаза), ако волтметърът, свързан, както е показано на фиг. 6-31, отчете 0 V или съвсем малко напрежение. Трансформаторите са свързани неправилно (началата на намотките не съвпадат), ако волтметърът измери напрежение, два пъти по-високо от нормалното напрежение на вторичната намотка на единия от трансформаторите. Грешката при

свързването може да се поправи, като се разменят краищата на първичната или на вторичната намотка (но не и на двете) на единия от трансформаторите.

Ако волтметърът измери някакво напрежение, различно от нула, е възможно единият от двата трансформатора да има повисоко изходно напрежение. Това ще доведе до протичането на значително по-голям ток през вторичната намотка на този трансформатор и ще се получи загуба на мощност (ако не се повреди трансформаторът).

6-10.5.2. Определяне на началото на намотките

Началото на намотките на много от трансформаторите е отбелязано при производството им. Означението може да бъде с точки, проводници с цветен код или по друг подобен начин. За съжаление тези означения не винаги са стандартни и това може да доведе до сериозни недоразумения при експериментирането на съответната схема.

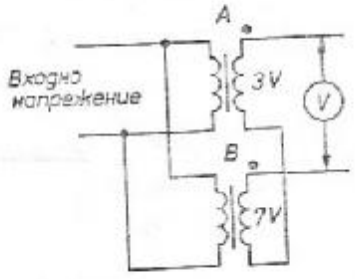
Обикновено на схемата началото на намотката се отбелязва с точка до съответния извод. Когато се използува стандартно означение, точката показва, че електроните „*влизат*" в първичната намотка откъм края, означен с точка, и „*излизат*" от вторичната намотка също през извода, означен с точка. Следователно по отношение на външните вериги полярността на изводите, означени с точки, е еднаква. Независимо от това, каква система за означаване на началото на намотките е използувана, точките или другите знаци показват *относителната фаза*, защото моментната стойност на напрежението в намотките на трансформатора (и полярността на напрежението) се сменят с честотата на захранващото напрежение.

От гледна точка на практиката има само две неща, които трябва да се определят: отношението на първичната към вторичната намотка и равнозначността на аналогичните означения при два отделни трансформатора.

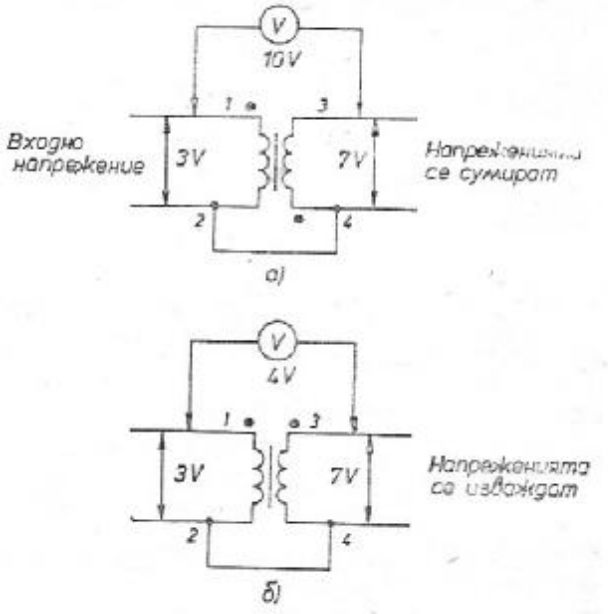
Фазовото съотношение на първичната към вторичната намотка може да бъде определено, като се използува опитната постановка от фиг. 6-32. Първо измерете напрежението между изводите *1* и *3*, след това между изводи *1* и *4* (или *1* и *2*). Нека да предположим, че напрежението на първичната намотка е 3 V, а на вторичната — 7 V. Ако началата на намотките са като показаните на фиг. 6-32 *а*, трите волта на първичната намотка ще се сумират към седемте волта на вторичната и между изводите *1* и *3* ще се измери напрежение 10 V. Ако намотките са навити, както е показано на фиг. 6-32 *б*, напреженията на първичната и вторичната намотка се изваждат и между изводите *1* и *3* ще се измери напрежение 4 А.

Равнозначността на означенията на два трансфарматора мо-

же да се провери с опитната постановка, показана на фиг. 6-33. Приемете, че напрежението на вторичната намотка на трансформатора A е 3 V, а това на вторичната на трансформатора B е 7 V. Ако означенията на двата трансформатора са еднозначни, двете



Фиг. 6-32. Проверка на означенията на началата на намотките



Фиг. 6-33. Проверка на равнозначността на означенията на началото на намотките на два трансформатора

напрежения ще са противоположни по фаза и волтметърът ще измери 4 V. Ако означенията не са еднозначни, двете напрежения ще се сумират и волтметърът ще измери 10 V.

6-10.5.3. Определяне стабилизацията на трансформатора

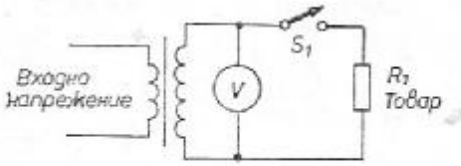
Всички трансформатори имат известно стабилизиращо действие даже и когато не се използуват в стабилизирани токоизправители. Изходното напрежение на трансформатора се задържа постоянно при промяна на тока през товара в известни граници. Коефициентът на стабилизация в проценти се определя по формулата

$$\text{коеф. на стабилизация в проценти} = \frac{\text{напрежение без товар} - \text{напрежение при максимален ток през товара}}{\text{напрежение при максимален ток през товара}} \times 100.$$

Някои производители задават коефициента на стабилизация по друг начин:

$$\text{коеф. на стабилизация в проценти} = 100 \times \frac{\text{напрежение без товар} - \text{напрежение при максимален ток през товара}}{\text{напрежение без товар}}.$$

Независимо от това, как е пресметнат коефициентът на стабилизация, имайте пред вид, че трансформаторът не може да за-



$$\text{Коеф. на стабилизация (\%)} = \frac{100\left(\begin{matrix}\text{изходното напрежение}\\ \text{без товар}\end{matrix} - \begin{matrix}\text{изх. напрежение}\\ \text{при макс. ток}\end{matrix}\right)}{\text{изходното напрежение при макс. товарен ток}}$$

или

$$\text{Коеф. на стабилизация (\%)} = \frac{100\left(\begin{matrix}\text{изходното напрежение}\\ \text{без товар}\end{matrix} - \begin{matrix}\text{изходното напрежение}\\ \text{при макс. ток}\end{matrix}\right)}{\text{изходното напрежение без товар}}$$

Фиг. 6-34. Определяне на стабилизиращото действие на трансформатора

мени добрия стабилизатор на напрежение. Стабилизиращото му действие зависи от материала на магнитопровода, подреждането на намотките, дебелината на проводниците и пр. От гледна точка на проектирането трябва да се знае, че трансформаторът с лоша стабилизация ще наложи използването на допълнителни филтри и по-сериозна схема за стабилизация на напрежението. Често евтините трансформатори имат лоша стабилизация и спестените пари при закупуването им отиват за материали за допълнителни филтри и по-сложна схема на стабилизатор.

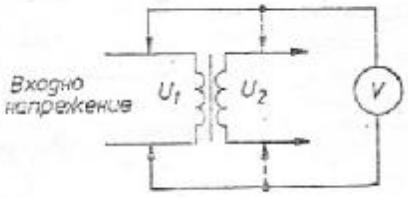
Стабилизиращото действие на трансформатора се проверява по схемата от фиг. 6-34. Съпротивлението на R_1 (товара) трябва да се подбере с оглед на максимално допустимия ток през вторичната намотка на трансформатора (и през товара). Например, ако трансформаторът е предназначен за използуване в изправител, който трябва да осигури изходна мощност 100 W, и напрежението на вторичната му намотка е 25 V, съпротивлението на R_1 трябва да бъде такова, че през него да протече ток 4 A:

$$R_1 = \frac{25\ \text{V}}{4\ \text{A}} = 6{,}25\ \Omega.$$

Най-напред измерете напрежението на вторичната намотка на трансформатора без товар, след това — с товар. Използувайте едното от двете уравнения на фиг. 6-34, за да определите коефициент на стабилизация на трансформатора.

6-10.5.4. Определяне отношението на импедансите

Отношението на импедансите на намотките на трансформатора е равно на квадрата на отношението на броя на навивките. Например, ако отношението на броя на навивките е 15:1, отношението на импедансите на намотките е 225:1. Всеки импеданс,



Отношение на броя на навивките U_1/U_2 или U_2/U_1

Отношение на импедансите $(U_1/U_2)^2$ или $(U_2/U_1)^2$

Фиг. 6-35. Измерване на отношението на импедансите

изчислен за едната намотка, ще бъде внесен в другата със стойност, съответно трансформирана според отношението на импедансите. Например, ако приемем отношение на импедансите 225:1 и импеданс на първичната намотка 1800 Ω, във вторичната ще бъде внесен импеданс 8 Ω. Обратно, ако импедансът на вторичната намотка е например 10 Ω, в първичната ще бъде внесен импеданс 2250 Ω.

Отношението на импедансите е свързано с отношението на броя на навивките (на първичната намотка към вторичната). За съжаление обаче не винаги се дава информация за броя на навивките, така че въпросното отношение трябва да бъде пресметнато, след като се направят измерванията, показани на фиг. 6-35.

Измерете напреженията на първичната и на вторичната намотка. Разделете по-високото напрежение на по-ниското, като си отбележите кое е напрежение на първичната намотка и кое — на вторичната.

Отношението на броя на навивките е равно на отношението на двете напрежения.

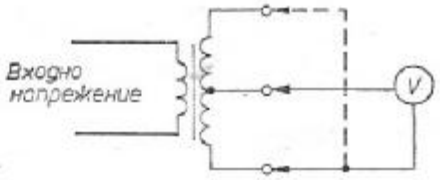
Отношението на импедансите е равно на квадрата на отношението на броя на навивките.

Приемете например, че е измерено напрежение на първичната намотка 115 V и напрежение на вторичната — 23 V. Това измерване показва, че отношението на броя на навивките е 5:1, а отношението на импедансите —25:1.

6-10.5.5. Проверка на симетричността на изводите

Винаги съществува известна несиметрия на средния извод на трансформаторите с допълнителен извод (каквито се използуват в трансвертерите). Следователно отношението на навивките и на импедансите не е едно и също от двете страни на допълнителния извод. Голямата несиметрия може да влоши работата на всякаква схема, но тя се отразява особено зле на схеми от типа на трансвертерите.

Една голяма несиметрия може да се установи и като се измери постояннотоковото съпротивление от двете страни на средния извод. По този начин обаче не може да се докаже наличието на малка несиметрия.



Фиг. 6-36. Измерване на напрежението на средния извод на вторичната намотка на трансформатора

Обикновено е по-удобно да се измери напрежението от двете страни на средния извод, както е показано на фиг. 6-36. Ако двете напрежения са еднакви, намотките на трансформатора са симетрирани. Ако голямата разлика в измерените напрежения докаже наличието на голяма несиметрия, намотките трябва да бъдат проверени за прекъсване, късо съединение, неправилно навиване и пр.

АЗБУЧЕН УКАЗАТЕЛ

А

Алгебра векторна 279
Алфа 18
Апаратура измервателна 52

Б

Бета 18
Бобина проектиране 276

В

Вериги
— диференциращи 417
— интегриращи 415
— резонансни 271
Влияние на температурата 25
Волт-ом-метри (мултицети) 53

Г

Генератор 379
— блокинг 402
— кварцово стабилизиран 383
— LC 381
— източестотен с ОУ 254
— RC 396
— с двоен Т-мост 399
Глава демодулаторна 363
Глава детекторна 362

Д

Детектор 350
— за приемници с АМ 350
— на отношение 353
Дискриминатори честотни 353

З

Закрепване към радиатор 68
Защита по ток 444
— срещу претоварване 102
— срещу късо съединение 106

И

Избирателност 273
Изкривявания, нелинейни 157
— преходни 124
Измерване
— на изходната мощност 154
— на импеданс на трептящ кръг 371
— на индуктивност на бобини 366
— на интермодулационни изкривявания 161
— на коеф. на усилване по напрежение 153
— на напрежения 57
— на нелинейни изкривявания 160
— на Q-фактор 366
— на резонансна честота 364
— на собствен шум на усилвателя 163
— на фазови разлики 266
— на честотна характеристика 151
— по метод на нулевото биене 428
— с осцилоскоп 426
Изместване фазово 187
Импеданс
— входен 218
— изходен 217
— на първичната намотка 127
Изпробване на диоди и транзистори 60
Интегратор с ОУ 233

К

Коефициент
— на нелинейни изкривявания 161
— на подтискане на синфазни сигнали 219
— на полезно действие 125
— на стабилизация 483
— на усилване по мощност 88
— на усилване по напрежение 206
— на усилване без обратна връзка 181
Компаратор 466
Компенсация на измененията на входното напрежение 451
Компенсация честотна 188
— с изменение на входния импеданс 193
— с фазово изоставане 201
— с фазово изпреварване 197
— чрез ефект на Милер 205
Корпус на интегралните схеми 179
Критерий за стабилност
— на Линвил 284

— на Щерн 284
Кръг трептящ 271

М

Магазин декаден
— с кондензатори 54
— с резистори 53
Методи за монтиране 63
Методи практически 50
Мощност изходна 126
— импулсна 33
— максимално допустима 32
— разсейвана 31
Мултивибратор 409

Н

Напрежение
— входно на несиметрия 222
— входно синфазно 218
— входно шумово 227
— захранващо 38
— максимално допустимо 13
— на обратна връзка 261
Настройка 373
— на високочестотен усилвател 377
— на междиночестотен усилвател 376
Неутрализация на високочестотен усилвател 289

О

Обхват температурен 15
Ограничители 419
Осцилоскоп 54
Откриване на повреди 55

П

Параметри на транзистора
— високочестотни 16
— малосигнални 16
— на превключване 17
— постояннотокови 17
— при схема обща база 18
— при схема общ емитер 19
— У-параметри 280
Паста топлопроводима 67
Повърхност монтажна 66
Прави товарни 35
Преобразувател
— напрежение-напрежение 255
— напрежение-ток 253
— на честотата 345
Пробив вторичен 95
Проверка
— на изкривяванията 158
— на коефициента на усилване 62
— на проводимостта на диоди 61
— на проводимостта на транзистори 61
Проводимост 279
— входна 280
— изходна 280

Р

Радиатор топлоотвеждащ 28
Регулатори в нискочестотните усилватели 137
— на силата на звука 137
— на усилването 140

С

Сигнал-генератор 54
Скорост на изменение на изходното напрежение 212
Смесители 345
Стабилизатор на напрежение
— импулсен 454
— с обратна връзка 448
— с ценерови диоди 434
Стабилност
— на високочестотен усилвател 290
— на захранващото напрежение 174
Стъпало
— драйверно 316
— изходно 315
— преддрайверно 312
— фазоинверсно 90
Схема
— диференцираща 239
— за генериране и обработване на сигнали 379
— на Дарлингтон 86
— за АРС—АРУ 357
— за преднапрежение 36
— с емитерна обратна връзка 40
— фиксираща 425
Суматор с ОУ 237
Съгласуване на импеданси 122

Т

Температура
— на корпуса 33
— на околната среда 31
— на прехода 31
Ток входен 221
— на базата 41
— колекторен максимален 15
— колекторен обратен 25
— на несиметрия 222
Тонкоректор 142
— за високите честоти 142
— за ниските честоти 144

Токоизправител 430
Трансвертер 469
Тълкуване на справочните данни
— за интегрални схеми 205
— за транзистори 12

У

Умножители на честота 293
Усилватели
— безтрансформаторен 85
— високочестотен 277
— диференциален 92
— директно свързани 82
— изходен 92
— инвертиращ 181
— квази-комплементарен 93
— комплементарен 94
— за обратна връзка 465
— на мощност 293
— на напрежение 339
— на разлика 251
— неинвертиращ 181
— нискочестотен 72
— операционни 169
— с висок входен импеданс 249
— с емитерна връзка 90
— с коеф. на усилване 1 246
— с трансформаторна връзка 123
— с шунтиращ кондензатор 78
— тесноленто в избирателен 241
— широколентов избирателен 243
Устройства токозахранващи 430

Ф

Фактор, качествен 273
Фиксатор на ниво 425
Филтър 146
— високопропускащ 149
— ленто в 150
— нископропускащ 149
— нискочестотен 146
— RC 147

Х

Характеристика амплитудно честотна 150
— на идеален ОУ 184
— на превключване 17
— на реален ОУ 185

Ч

Честота
— гранична 21
— максимална работна 20
— гранична на коефициента на усилване по ток 25
— резонансна 273
Чувствителност
— номинална 97
— към промени на захранващото напрежение 226
— към промени на товара 155

Ш

Широчина на честотната лента 210
Шум, собствен 163

НАРЪЧНИК ПО ОПРОСТЕНО ПРОЕКТИРАНЕ НА СХЕМИ С ПОЛУПРОВОДНИКОВИ ЕЛЕМЕНТИ

Автор *ДЖОН ЛЕНК*

Преводач инж. *Стефан Иванов Попов*

Английска

Първо издание

Научен редактор инж. *Радка Спасова Берова*
Художник *Тодор Добрянович*
Художник-редактор *Вена Кънтарджиева*
Технически редактор *Цветана Ширкова*
Коректор *Янка Петрова*

Дадена за набор на 1. IV. 1981 г.
Подписана за печат на 25. IX. 1981 г.
Излязла от печат м. октомври 1981 г.
Формат 16/60/90
Код 03 $\frac{9533172611}{3192—36—81}$
Издателски № 12552
УИК 32,31
Печатни коли 31
Издателски коли 31
Цена 2,95 лв.

Държавно издателство „Техника" — бул. Руски 6
Държавна печатница „Атанас Стратиев" — Хасково