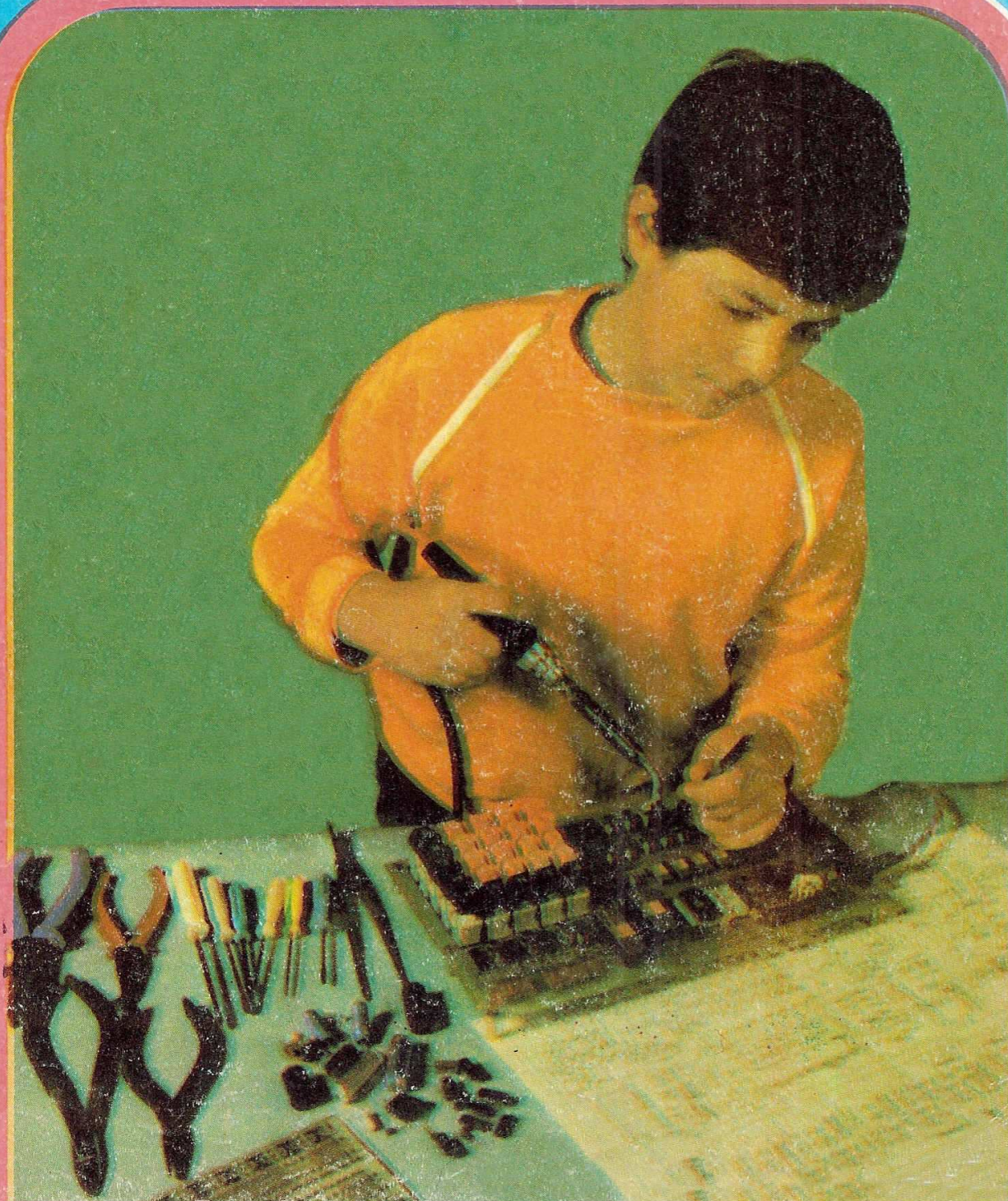




ОРГАНИЗАЦИЯ  
ЗА СЪДЕЙСТВИЕ  
НА ОТБРАНАТА  
ЦЕНТРАЛЕН СЪВЕТ



# ЕЛЕКТРОНИК





ИНЖ. ПЕТЪР Г. СТОЙКОВ

# ЕЛЕКТРОНИК 2

ДЪРЖАВНО ИЗДАТЕЛСТВО "ТЕХНИКА"  
СОФИЯ, 1987

Книгата е ръководство за работа с набор от електронни елементи. В нея последователно са разгледани устройството и принципът на работа на транзистора, интегралната схема и тиристора, както и схеми с транзистори и интегрални операционни усилватели. Описани са също много приложения на усилвателни схеми и различни приставки към музикални инструменти.

Книгата е предназначена за радиолюбители с различна степен на подготовка, както и за учещи се и възрастни без специална подготовка по радиоелектроника.

## ПРЕДГОВОР

Книгата Електроник-2 е ръководство за работа с комплект електронни елементи, съдържащ транзистори, интегрални схеми, диоди, тиристори, кондензатори, резистори и др.

В нея последователно са разгледани устройството и принципът на действие на транзистора, както и основните схеми на свързването му в усилвателните стъпала.

Показани са много схемни решения на усилватели с регулатори на усилването и тонкоректори. Освен за маломощни стъпала е отделено място и за усилватели на мощност.

Последните раздели на книгата са посветени на различните приложения на усилвателните схеми, като са показани генератори, усилвател-ограничители и др., намиращи приложение в озвучителните уредби или като приставки към музикални инструменти. В този раздел е разгледано устройството и принципът на работа на тиристора, съчетано с едно приложение в цветомузикална приставка.

При написване на ръководството е даден превес на схемните решения за сметка на методиката за проектирането им, която може да се намери в специалната литература, посочена на края на книгата.

Всички описани схеми са макетирани и експериментирани. Независимо от това поради производствени толеранси на електронните елементи в процеса на работа, вероятно ще се наложат корекции в стойностите на някои от тях.

Авторът благодари на рецензентите доц. к. т. н. инж. Сл. Маляков, доц. к. т. н. инж. Сл. Лишков и доц. В. Василев за ценните забележки, препоръки и указания по изготвянето на ръкописа на полк. инж. М. Петранов, участвал при обсъждането и съставянето му.

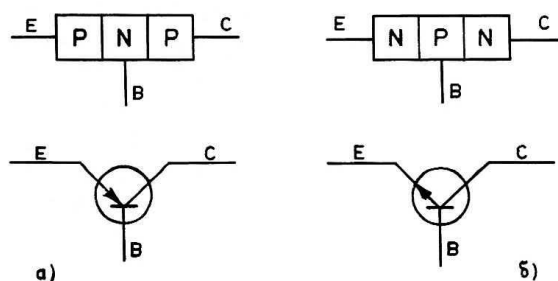
Всички забележки и препоръки, които имат за цел подобряването на книгата, ще бъдат приети с благодарност от автора на адреса на издателството: бул. "Руски" № 6 - София.

*Авторът*

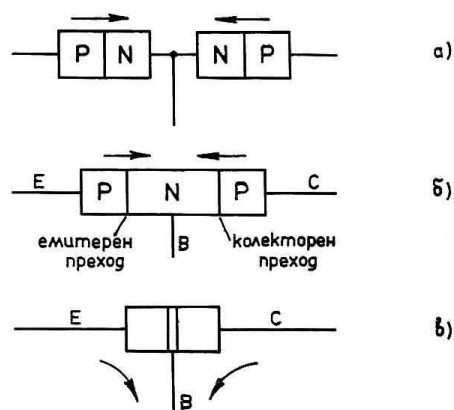
# 1. ТРАНЗИСТОРИ

## 1.1. ОБЩИ СВЕДЕНИЯ ЗА ТРАНЗИСТОРИТЕ. КЛАСИФИКАЦИЯ И ПРИНЦИП НА ДЕЙСТВИЕ

Транзисторът представлява полупроводников монокристал, в който са създадени два електронно-дупчести прехода, обърнати един срещу друг. Средната област е обща за двата прехода и се нарича база (В). Нейната проводимост е противоположна на проводимостта на другите две области, които се наричат съответно емитер (Е) и колектор (С).



Фиг. 1.1



Фиг. 1.2 ►

В зависимост от редуването на проводимостите различаваме два вида транзистори PNP (фиг. 1.1 а) и NPN (фиг. 1.1 б). На фигурата са посочени и знаците за тяхното означаване в схемите. Съществена разлика между тези два типа транзистори няма, тъй като само посоките на токовете са различни (поляриността на захранването е обърната), а принципът на действието им е един и същ.

Транзисторът може да се разглежда като два диода, свързани противоположно (фиг. 1.2 а). Разбира се, това не означава, че при свързването на два диода се получава транзистор.

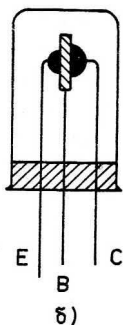
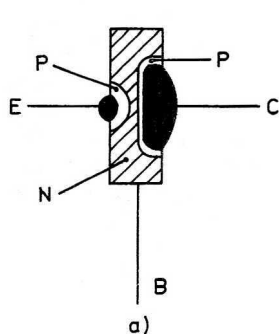
Преходът, образуван между базата и емитера, се нарича емитерен, а преходът между колектора и базата - колекторен (фиг. 1.2 б). В реалните транзистори двата прехода се намират твърде близко един до друг, т. е. базата е много тънка (фиг. 1.2 в).

На фиг. 1.3 а, б е показана структурата на един маломощен транзистор. Той е монтиран в металостъклен или пластмасов корпус, затворен херметично за отстраняване влиянието на външната среда. Контактните изводи на трите области преминават навън през керамични изолатори. В някои случаи вътрешното пространство се запълва със специална паста, осигуряваща химична, температурна и електрична стабилност. Външният вид на различни транзистори е показан на фиг. 1.4.

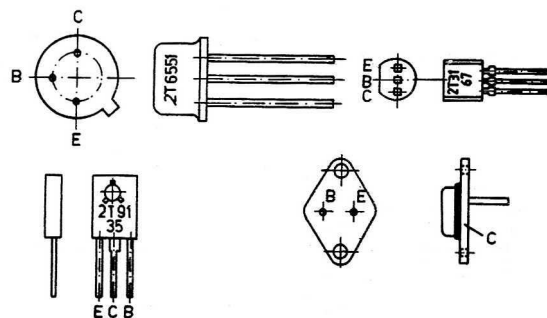
Класификацията на транзисторите по техните основни показатели е дадена в табл. 1.1.

Таблица 1.1

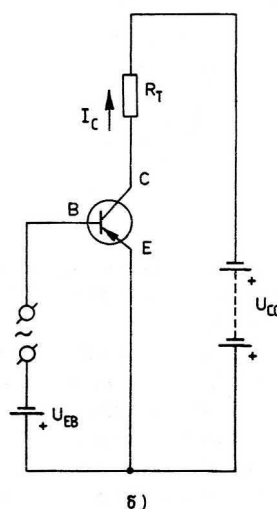
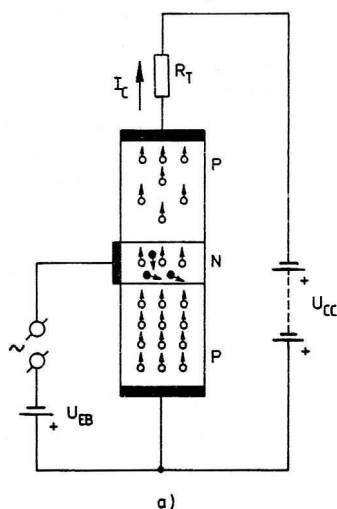
По отношение на мощността	По отношение на честотата
Маломощни $P_C \leq 0,3 \text{ W}$	Нискочестотни – $f_T \leq 3 \text{ MHz}$
Средномощни $0,3 < P_C \leq 1,5 \text{ W}$	Средночестотни – $3 < f_T \leq 30 \text{ MHz}$
Мощни $P_C > 1,5 \text{ W}$	Високочестотни – $30 < f_T \leq 300 \text{ MHz}$
	Свръхвисокочестотни – $f_T > 300 \text{ MHz}$



Фиг. 1.3



Фиг. 1.4



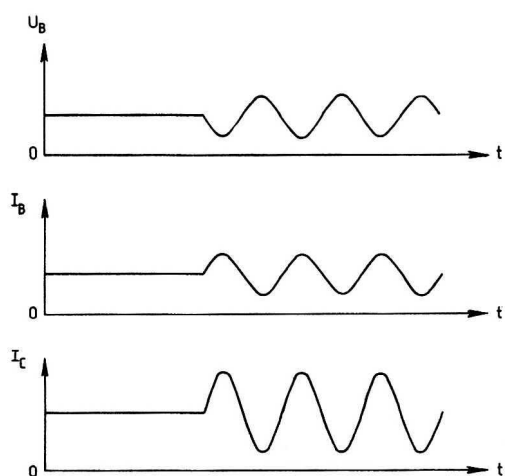
Фиг. 1.5

Принципът на действие на транзистора с пример на PNP транзистор може да се илюстрира с фиг. 1.5 а, б. Токозахранващият източник  $U_{CC}$  е включен между колектора и емитера. Отрицателният полюс на батерията е свързан с колектора на транзистора последователно на резистора  $R_T$  (наречен товарен), който може да бъде слушалка, високоговорител, обикновен резистор или друг прибор. Тази верига се нарича колекторна.

Когато базата не е свързана към токоизточник, в колекторната верига ще протече много малък ток, защото съпротивлението на колекторния PN преход е много голямо. Ако между базата и емитера се включи друг токоизточник  $U_{BB}$ , токът в колекторната верига  $I_C$  рязко нараства. Този токоизточник осигурява напрежение на базата по отношение на емитера от порядъка на десети от волта.

## 1.2. УСИЛВАТЕЛНО ДЕЙСТВИЕ НА ТРАНЗИСТОРА

Ако последователно на токоизточника  $U_{EB}$  се включи микрофон или друг преобразовател на механични трептения в електричен сигнал, в базовата верига протича базов ток  $I_B$ . Тогава дупките в емитера и електроните в базата<sup>1</sup>, движейки се едни срещу други, ще се неутрализират. В резултат на този процес ще протече т. нар. емитерен ток. Поради по-голямата наситеност от дупки в емитера (и колектора) от наситеността на електрони в базата само една малка част от тях изчезва при срещата си с тези електрони. Основната маса от дупки свободно преминава в базата, попада под действие на отрицателното напрежение на колектора, навлиза в колектора и в общия поток с неговите дупки се премества към отрицателния извод на токоизточника. Там дупките се неутрализират с електроните, влизащи в колектора от отрицателния полюс



Фиг. 1.6

на хранващата батерия  $U_{CC}$ . В резултат на този процес съпротивлението на колекторната верига се намалява и в нея протича ток, многократно превишаващ обратния ток на колекторния преход. Колкото напрежението база-емитер е по-отрицателно, толкова повече дупки влизат от емитера в базата и толкова повече нараства токът в колекторната верига. При намаляване на отрицателното напрежение  $U_{EB}$  намалява и колекторният ток.

Когато липсва входен сигнал, както в базовата, така и в колекторната верига протичат токове, които зависят от напрежението на хранващите токоизточници  $U_{EB}$  и  $U_{CC}$  от

стойността на товарния резистор и от типа на транзистора. При подаване на сигнал в базовата верига в такт с

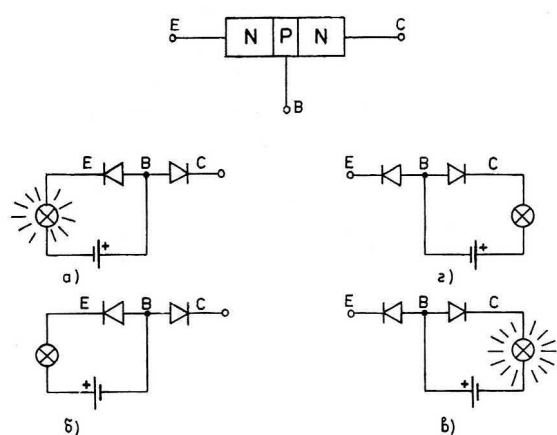
неговите промени започва да се променя и базовият ток. Да предположим, че в базовата верига постъпва сигнал със синусоидална форма (фиг. 1.6). По време на отрицателните полуцикли на входния сигнал сумарното отрицателно напрежение на базата нараства и токът в базовата верига се увеличава. По време на положителните полуцикли на входния сигнал сумарното напрежение на базата намалява, а това води до намаляване на тока в базовата верига. Известно е, че малките изменения на базовия ток водят до значителни изменения на колекторния ток. Този ток създава пад на напрежението върху товарния резистор  $R_T$ . Така много слабите сигнали, подадени в базовата верига, могат да бъдат усилены няколко десетки пъти. Когато се използва транзистор с NPN структура, трябва да се има предвид, че основните токоносители са електроните, а не дупките. Главното условие един транзистор да усилва е на неговата база да се осигури подходящо отпушващо напрежение. За германиевите PNP транзистори стойността на отпушващото напрежение е от порядъка на 0,1 до 0,2 V и е отрицателно спрямо емитера. За транзисторите от NPN тип това напрежение има същата стойност, но е положително. При силициевите транзистори отпушващото напрежение е от порядъка на 0,5 до 0,7 V. Обикновено то се осигурява от колекторния токоизточник с използване на резистори.

<sup>1</sup> Поради топлинни явления от междоатомните връзки на полупроводника се освобождава известно количество електрони. Когато към изводите на полупроводника се включи токоизточник, освободените се електрони, намиращи се близко до положителния му полюс, се привличат от него и напускат полупроводника. Отсъствието на електрони се нарича дупки. Полупроводник, в който основни токоносители са електроните, е от тип N. Полупроводник, в който основните токоносители са дупките, е от тип P.

### 1.3. ОПИТИ С ТРАНЗИСТОРИ

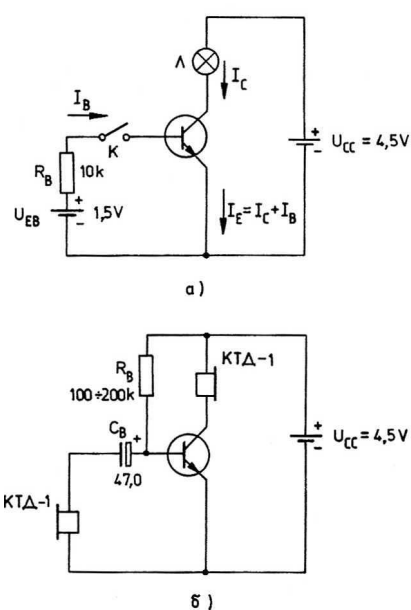
Разполагаме с транзистор тип 2Т3167 от NPN тип. За провеждане на опита е необходима батерия 3R12, с напрежение 4,5 V, лампа от фенерче за напрежение от 2,5 до 3 V и ток от 0,1 до 0,15 A. Свързваме транзистора към батерията и лампата, както е показано на фиг. 1.7 а. Установяваме, че при този начин на свързване лампата свети. Ако се разменят изводите на батерията (фиг. 1.7 б), лампата не свети. Същият опит повтаряме и за веригата база-колектор. Установяваме, че при свързването по схемата от фиг. 1.7 в лампата свети, а при схемата от фиг. 1.7 г лампата не свети. По този начин може да бъде определена структурата на неизвестен транзистор NPN или PNP, изправността му, както и изводите, ако липсва надпис върху корпуса.

Друг опит с транзистор е показан на фиг. 1.8. Колекторната верига се захранва



Фиг. 1.7

Фиг. 1.8 ►



от батерията  $U_{CC}$ . Товарно съпротивление е лампата Л (фиг. 1.8 а). За захранване на базовата верига е използвана батерия тип R20 с напрежение 1,5 V. Резисторът  $R_B$  ограничава базовия ток. Когато ключът К е отворен, базата не получава преднапрежение, базов ток не тече, транзисторът е запушен и лампата Л не свети. Когато ключът К се затвори, базата получава необходимото преднапрежение, протича базов ток  $I_B$ , транзисторът се отпушва и лампата Л свети. На схемата са показани посоките на протичащите токове.

Друг вариант за осигуряване на базово преднапрежение и ток  $I_B$  е показан на фиг. 1.8 б. За товар в колекторната верига е включен телефонен капсул (напр. тип КТД-1). Режимът на базовата верига е подбран с помощта на резистора  $R_B$  ( $R_B = 100 \div 200 \text{ k}\Omega$ ). В базовата верига е включен втори телефонен капсул последователно с кондензатора  $C_B$ , който разделя по постоянен ток входната верига от сигналния източник. Дали устройството, което създадохте усилва, може да се убедите лесно, ако изнесете на известно разстояние входния телефонен капсул и го свържете с проводници към базовата верига. Когато говорите пред него съвсем тихо, вашият говор се чува достатъчно добре в изходния телефонен капсул.



## 1.4. ОСНОВНИ ПАРАМЕТРИ НА ТРАНЗИСТОРИТЕ

Качеството и усилвателните свойства на транзисторите се оценяват по някои от техните параметри:

- обратен колекторен ток  $I_{CBO}$ ;
- статичен коефициент на предаване по ток  $h_{21}$ ;
- честота на предаване  $f_T$ .

Обратният колекторен ток е неуправляем и протича през колекторния преход на транзистора. Колкото този ток е по-малък, толкова транзисторът е по-качествен.

Параметърът  $h_{21}$  характеризира усилвателните свойства на транзистора. Нарича се статичен, защото се измерва при неизменни напрежения и токове, подадени на електродите на транзистора. Колкото по-голяма стойност има  $h_{21}$ , толкова по-голямо усилване може да се постигне.

Честотата  $f_T$  дава информация за честотните свойства на транзистора.

В практическата работа с транзисторите трябва да се вземат под внимание и някои максимално допустими параметри:

- максимално допустимо напрежение колектор - емитер  $U_{CE\ max}$ ;
- максимално допустим колекторен ток  $I_{C\ max}$ ;
- максимално допустима мощност, разсейвана от колектора  $P_{tot}$

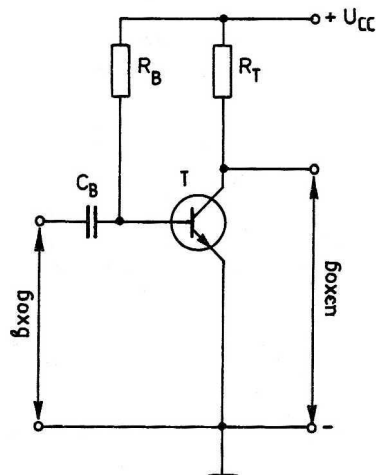
мощност, която се превръща в топлина.

## 1.5. СХЕМИ НА СВЪРЗВАНЕ НА ТРАНЗИСТОРИТЕ В УСИЛВАТЕЛНИТЕ СЪПАЛА

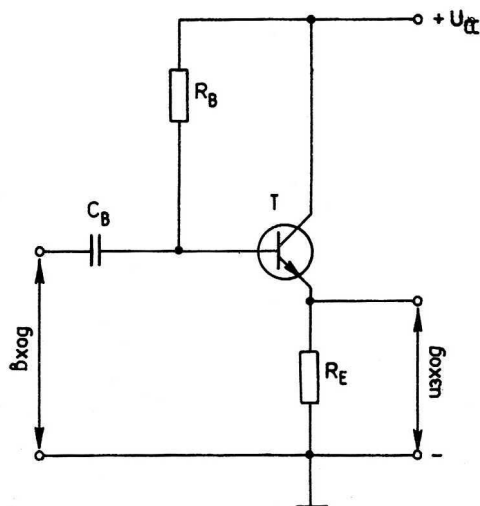
Входният сигнал, който трябва да бъде усилен, може да се подаде между два от електродите на транзистора, а след усилване се извежда между други два електрода. Но транзисторът има три електрода, следователно единият от тях трябва да бъде общ. В зависимост от това, кой от електродите е общ, съществуват три схеми на свързване на транзисторите:

- с общ емитер (фиг. 1.9);
- с общ колектор (фиг. 1.10);
- с обща база (фиг. 1.11).

При схемата с *общ емитер* (ОЕ) напрежението на захранване на колекторната верига се осигурява от токоизточника  $U_{CC}$ . То зависи от товарния резистор  $R_T$ . Емитерът е свързан с отрицателния полюс на токоизточника  $U_{CC}$ .



Фиг. 1.9



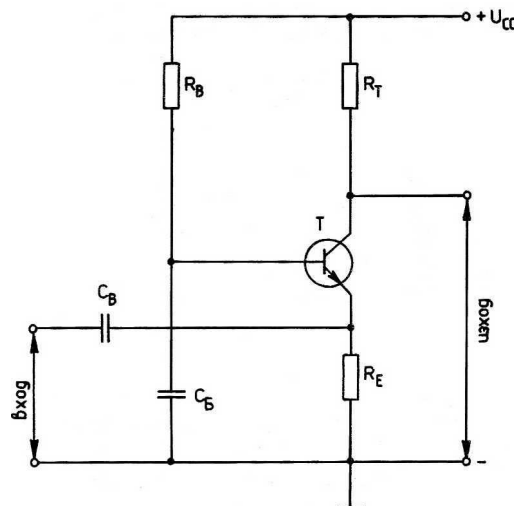
Фиг. 1.10

Тази връзка е обща за входната и за изходната верига. Входният сигнал се подава в участъка база-емитер през кондензатор  $C_B$  наречен прехвърлящ. Усиленият сигнал се извежда между колектора и емитера.

При *схемата с общ колектор* входният сигнал се подава на базата. Колекторът е свързан директно с токозахранващия източник. Товарен резистор е  $R_E$  и изходният сигнал се сема от него. Този вид схема е наречена емитерен повторител, защото изходният сигнал е приблизително равен на входния.

Когато базата на транзистора е свързана с общия проводник чрез кондензатор с подходящ капацитет, се получава *схема с обща база*. Входният сигнал при този начин на свързване се подава на емитера. Усиленият сигнал се сема между колектора и базата, която се явява като общ електрод за входната и за изходната верига.

Коефициентът на усилване по ток за различните схеми на свързване има различна стойност. Така при схема с общ емитер този коефициент, означен с  $h_{21E}$ , дава връзката между изходния (колекторния) и входния (базовия) ток.



Фиг. 1.11

$$h_{21E} = \frac{\text{колекторен ток}}{\text{базов ток}} = \frac{I_C}{I_B} = \beta$$

При схема с обща база коефициентът на усилване по ток ( $h_{21B}$ ) е

$$h_{21B} = \frac{\text{колекторен ток}}{\text{емитерен ток}} = \frac{I_C}{I_E} = \alpha$$

а при схема с общ колектор

$$h_{21C} = \frac{\text{емитерен ток}}{\text{базов ток}} = \frac{I_E}{I_B}$$

Връзката между тези параметри се дава с формулите

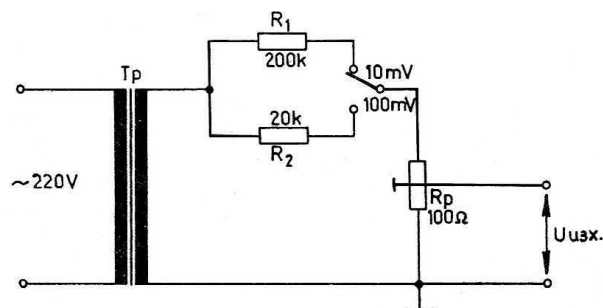
$$h_{21B} \approx -\frac{h_{21E}}{1 + h_{21E}} \quad h_{21C} = -(1 + \beta),$$

$$\alpha \approx -\frac{\beta}{1 + \beta}, \quad \beta \approx -\frac{\alpha}{1 + \alpha}$$

## 2. УСИЛВАТЕЛНИ СЪПЛА С ЕДИН ТРАНЗИСТОР

### 2.1. УСИЛВАТЕЛНО СЪПЛА ПО СХЕМА ОБЩ ЕМИТЕР (ОЕ)

Опитите с усилвателни устройства освен усилвателя и токозахранващия източник изискват още: източник на сигнал, който да се включи към входа на изследвания усилвател и индикатор, който да се свърже към изхода.



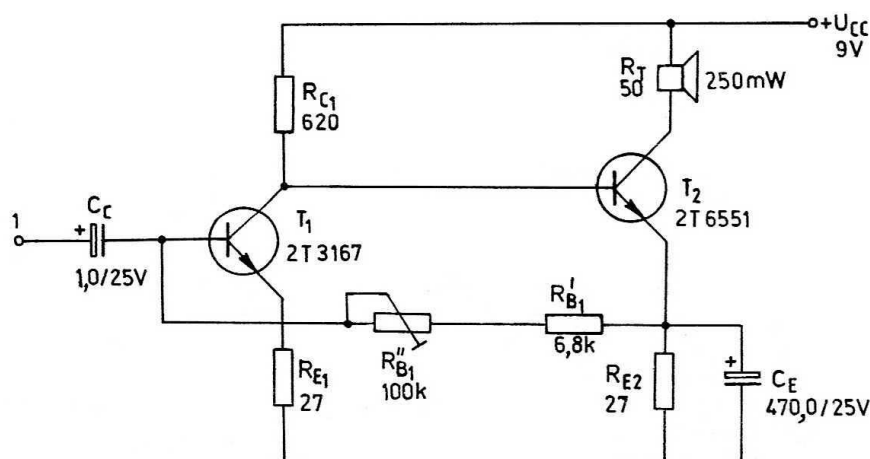
Фиг. 2.1

За нуждите на опита се препоръчва изработване на делител, свързан към вторичната намотка на трансформатор за електрически поялник с напрежение от 6 до 7 V (фиг. 2.1). Той се използва като източник на сигнал. Плъзгачът на тример-потенциометъра  $R_p$  се свързва към входа на изследвания усилвател чрез прехвърлящия

кондензатор  $C_B$ . Схемата на индикатора (фиг. 2.2) се свързва към усилвателя посредством кондензатора  $C_C$

(точка 1 се включва към изхода на изследвания усилвател).

Индикаторът представлява двустъпален усилвател, който се построява много бързо и има проста настройка и експлоатация. Принципът на действието му ще бъде разгледан при описанието на усилвателите с два транзистора. В дадения случай това е един сигналотърсач с универсално приложение.



◀ Фиг. 2.2

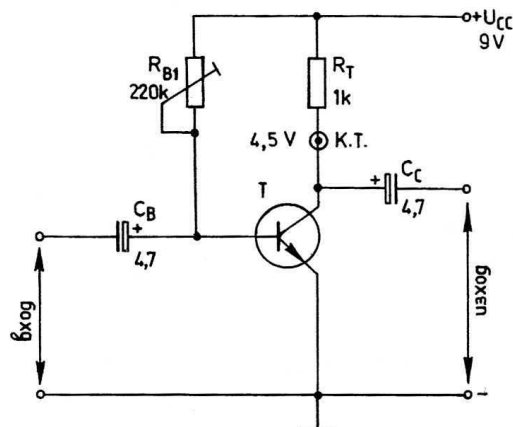
#### 2.1.1. Усилвател с фиксиран базов ток

Схемата (фиг. 2.3) съдържа: транзистор  $T$ , прехвърлящи кондензатори  $C_B$  - входен, и  $C_C$  - изходен, и резистор  $R_{B1}$ . Стойността на  $R_{B1}$  може да се променя с преместване на плъзгача му, като по този начин се подбира режимът. За правилното му определяне се съди по напрежението, измерено в контролната точка (К. Т.). Тази настройка се извършва в режим на покой (когато на входа не е подаден променливотоков сигнал).

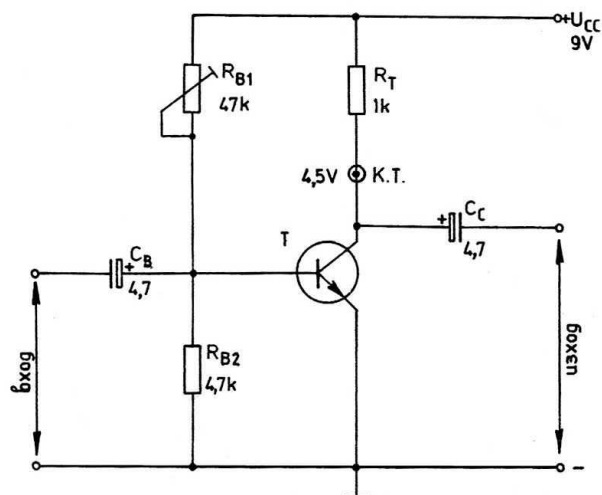
След като усилвателят е построен и режимът при покой е нагласен, се пристъпва към включване на сигналния източник към входа на съпалото. Сигналотърсачът се свързва с изхода. Проверяват се усилвателните свойства чрез превключване на входния сигнал от 10 mV на 100 mV и плавно се променя неговата стойност от 0 до максимум чрез преместване плъзгача на регулируемия резистор  $R_p$ .

### 2.1.2. Усилвател с фиксирано напрежение база-емитер

Разликата между разгледаната схема и показаната на фиг. 2.4 е в наличието на още един резистор  $R_{B2}$  в базовата верига. Двата резистора  $R_{B1}$  и  $R_{B2}$  образуват делител, включен към колекторния токоизточник  $U_{CC}$ . Токът в делителя се избира в зависимост от максималния базов ток при наличие на входен сигнал. Режимът на покой се подбира с преместване на плъзгача на резистора  $R_{B1}$  до получаване на необходимото постоянно напрежение в контролната точка (К. Т.). Усилвателните свойства на стъпалото се проверяват по описания вече начин.



Фиг. 2.3



Фиг. 2.4 ►

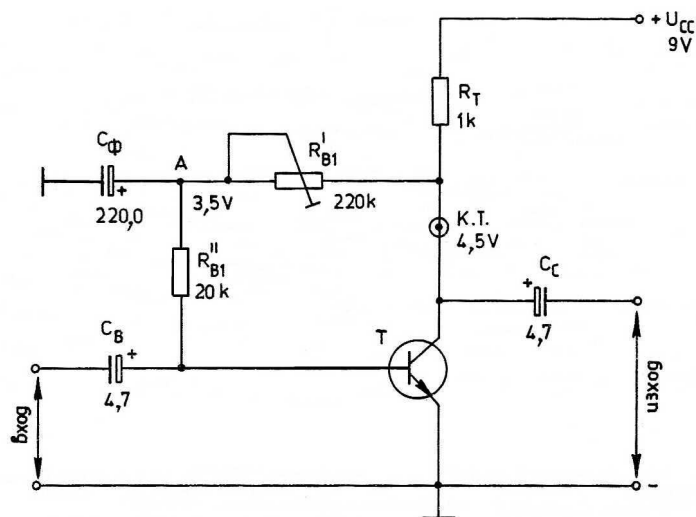
### 2.1.3. Усилвател с режимна отрицателна обратна връзка

Режимна е онази отрицателна обратна връзка, която се осъществява само по постоянен ток или по постоянно напрежение.

Схемата на усилвател с паралелна режимна обратна връзка по постоянно колекторно напрежение е показана на фиг. 2.5. Резисторът  $R'_{B1}$  и кондензаторът  $C_F$  образуват филтър, чрез който се получава напрежение, необходимо за храненето на базовата верига. Големината на това напрежение зависи от тока в колекторната верига. При промяна на колекторния ток се променя и напрежението върху колектора, а оттам и напрежението в точка А. При това с повишаване на колекторния ток напрежението на колектора намалява, а оттам и напрежението върху  $C_F$ . Това води до намаляване на базовия ток и на усилването на целия усилвател. Схемата е особено ефикасна при изменения на температурата, водещи до промяна на колекторния ток. Нарича се още схема с температурна стабилизация на изходния режим на усилвателя. Нейната ефективност силно зависи от големината на съпротивлението на товарния резистор. Ако той е с малко съпротивление, напрежението на колектора е близко до хранящото. Промените на колекторното напрежение са също много малки, при което базовият ток е практически постоянен. В конкретния случай режимът в покой се нагласява до напрежение в К. Т. с големина  $\frac{1}{2}U_{CC}$ . Ефективността на схемата може да

се изпробва, като се нагласи режимът с регулируемия резистор  $R'_{B1}$ , отпоява се единият извод на кондензатора  $C_F$  и се заграва корпусът на транзистора с поялника. По време на опита се следи напрежението в контролната точка. След като транзисторът се охладя, опитът се повтаря, но схемата се изпълнява така, както е показана - със запоев  $C_F$ . Вижда се, че напрежението в К. Т. по-слабо зависи от температурните промени.

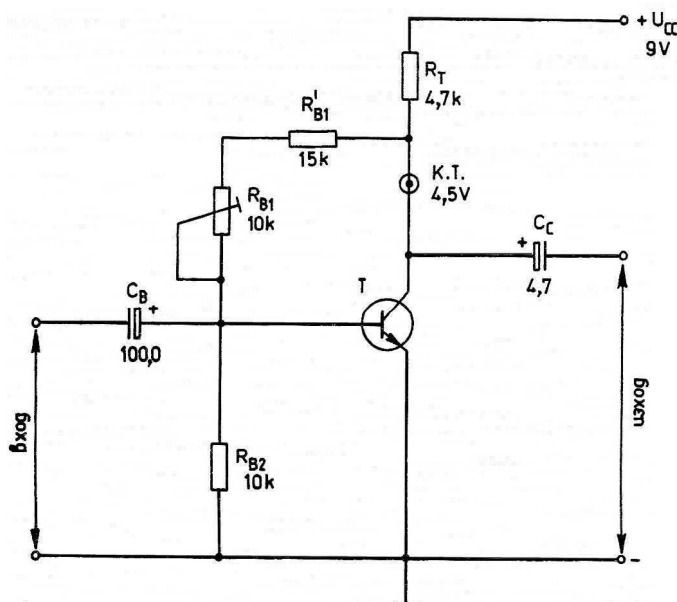




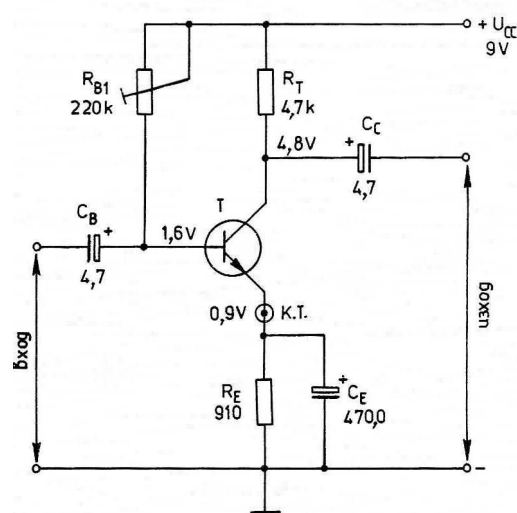
Фиг. 2.5

#### 2.1.4. Усилвател с паралелна отрицателна обратна връзка

Схемата (фиг. 2.6) се различава от тази от фиг. 2.5 по липсата на кондензатора  $C_{\Phi}$ . Действието на този вид усилватели е следното: с повишаване на колекторния ток се увеличава падът върху товарния резистор. Това води до намаляване на напрежението върху колектора. Базовият делител, свързан директно с колектора, осигурява управление на базовото преднапрежение посредством резисторите  $R_{B1}$ ,  $R_{B1}''$  и  $R_{B2}$  при промяна на напрежението върху колектора. По този начин се осъществява отрицателна обратна връзка по променливо напрежение (сигнална обратна връзка). Основен недостатък на този усилвател в сравнение с показания на фиг. 2.5 е намалението на коефициента на усилване по напрежение, както и по-малкото входно съпротивление.



Фиг. 2.6



Фиг. 2.7

Усилвателят работи задоволително при по-големи стойности на  $R_T$  (когато напрежението на колектора е от порядъка на  $\frac{1}{2}U_{CC}$ ). Съображенията за избора на тока през базовия делител в зависимост от базовия ток са същите както при усилвателя от фиг. 2.4.

Усилвателните свойства на стъпалото се определят след установяване на постояннотоковия режим посредством резистор  $R_{B1}''$  до получаване на напрежение в К. Т., близко до  $\frac{1}{2}U_{CC}$ . Резултатите от експеримента не се различават от получените при разглеждане на предишния случай (варианта с прекъсната верига на кондензатора  $C_F$ ).

### **2.1.5. Усилвател с фиксиран базов ток и последователна отрицателна обратна връзка по постоянен ток**

Разликата между схемата от фиг. 2.3 и разглежданата (фиг. 2.7) се състои в наличието на резистор  $R_E$  и паралелно свързания с него кондензатор  $C_E$ . В режим на покой протича емитерен ток, който създава падение на напрежението върху  $R_E$ . При добре подбрана стойност на базовия ток (чрез  $R_{B1}$ ) и постоянно колекторно напрежение токът през резистора  $R_E$  се определя единствено от температурните промени. Когато температурата се повиши, нараства емитерният ток, а това води до намаляване на напрежението между базата и емитера. Но намаляването на това напрежение води до намаляване на емитерния, а оттам и на колекторния ток. Така се осигурява *температурна стабилизация* на работната точка на усилвателя.

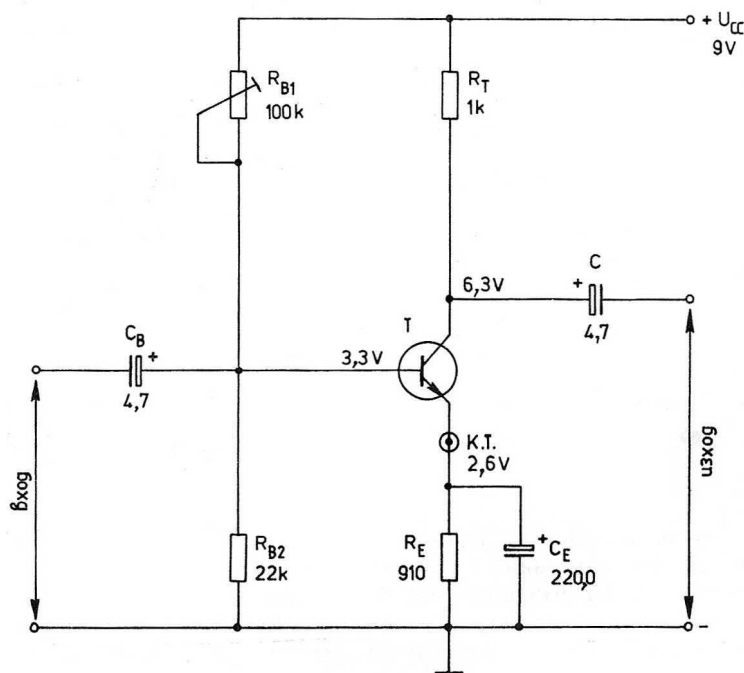
Когато на входа на усилвателя се подаде променливотоков сигнал, той предизвиква промяна както на колекторния, така и на емитерния ток. Промените на емитерния ток водят до промени на напрежението база - емитер, а оттам и промяна на базовия ток. Кондензаторът  $C_E$  има много малко съпротивление за променливия ток и шунтира  $R_E$  за усилвания сигнал. По този начин се запазват предимствата на схемата с последователна отрицателна обратна връзка, съчетани с повишения коефициент на усилване по променлив ток.

Опитите със стъпалото започват с нагласяване на постояннотоковия режим при покой до достигане на напрежението в К. Т., посочено в принципната схема. След подаване на променливотоков сигнал на входа може да се направи сравнение със схемата от фиг. 2.3 по отношение на коефициента на усилване.

### **2.1.6. Усилвател с фиксирано преднапрежение и последователна отрицателна обратна връзка по постоянен ток**

Схемата (фиг. 2.8) се различава от разглежданата по-горе само по начина на осигуряване на преднапрежение в базовата верига.

Постояннотоковият режим се подбира с помощта на резистора  $R_{B1}$ , като се следи напрежението в контролната точка. При опита се прави сравнение на коефициента на усилване с този на усилвателя от фиг. 2.4. не се различава от тази от фиг. 2.8.



Фиг. 2.8

### 2.1.7. Усилвател с отрицателна обратна връзка по ток

При схемите от този вид (фиг. 2.9) напрежението за обратната връзка се получава върху резистор, включен последователно на товара (в случая  $R'_E$ ).

Отрицателните обратни връзки се използват масово в усилвателните устройства, тъй като благодарение на тях може да се постигне намаляване на смущенията и изкривяванията от всякакъв вид. Това се обяснява със следното.

Отрицателната обратна връзка се осъществява, като напрежението от изхода на усилвателя се връща към неговия вход, при това в противофаза на входното. Така заедно с полезния сигнал от изхода на усилвателя в неговия вход се връща в противофаза напрежението, създаващо смущения, хармоничните и др., при което настъпва частичната им компенсация.

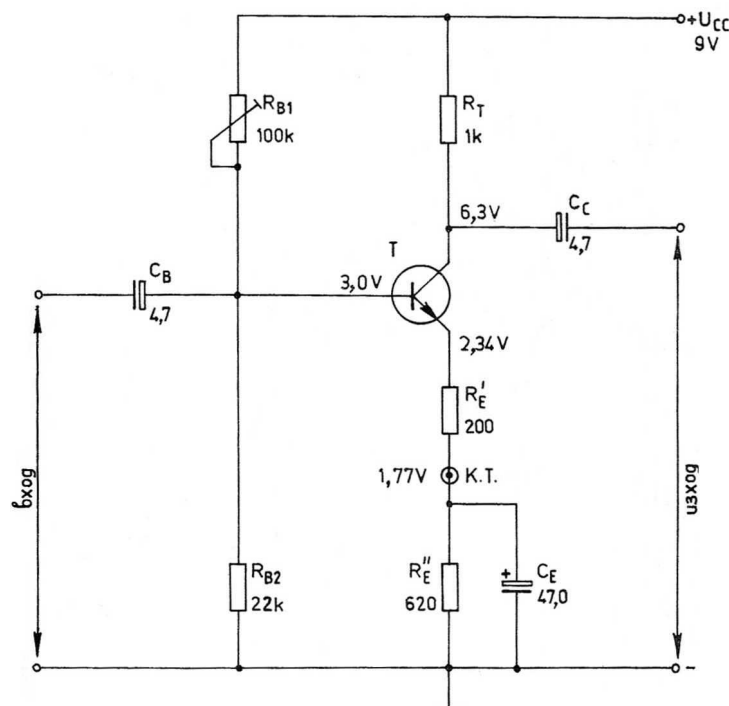
С въвеждане на отрицателна обратна връзка по ток се увеличава входното съпротивление на усилвателя. Това е така, защото напрежението за обратна връзка се въвежда последователно на входната верига, което изисква увеличаване на електродвижещата сила на сигналния източник с величина, равна на тази на напрежението на отрицателната обратна връзка при неизменен входен ток.

Изходното съпротивление на усилвателя се увеличава, понеже при нарастване на товарното съпротивление изходното напрежение също нараства, а напрежението за обратна връзка намалява, в резултат на което изходното напрежение нараства в по-голяма степен, отколкото при липса на обратна връзка. Това е равносилно на увеличаване на изходното съпротивление на усилвателя.

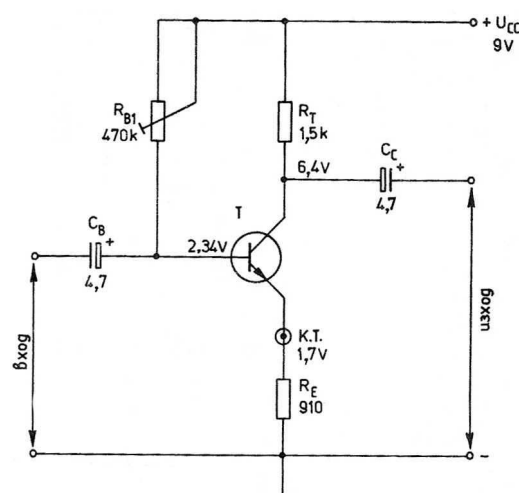
В разглежданата схема на усилвателно стъпало е приложена отрицателна обратна връзка по ток. Предимство на този усилвател е и стабилният коефициент на усилване по напрежение и намаляването на проблемите при подмяна на транзистори с различен коефициент на усилване по ток  $\beta$ .

Опитите със стъпалото започват с подбиране на постояннотоковия режим (чрез  $R_{B1}$ ). След това на входа се подава променливотоков сигнал. Ако се свърже някъсо

резисторът  $R_E'$  се анулира напрежението на обратната връзка и схемата не се различава от тази от фиг. 2.8.



Фиг. 2.9



Фиг. 2.10

### 2.1.8. Усилвател с фиксиран базов ток и последователна отрицателна обратна връзка по ток

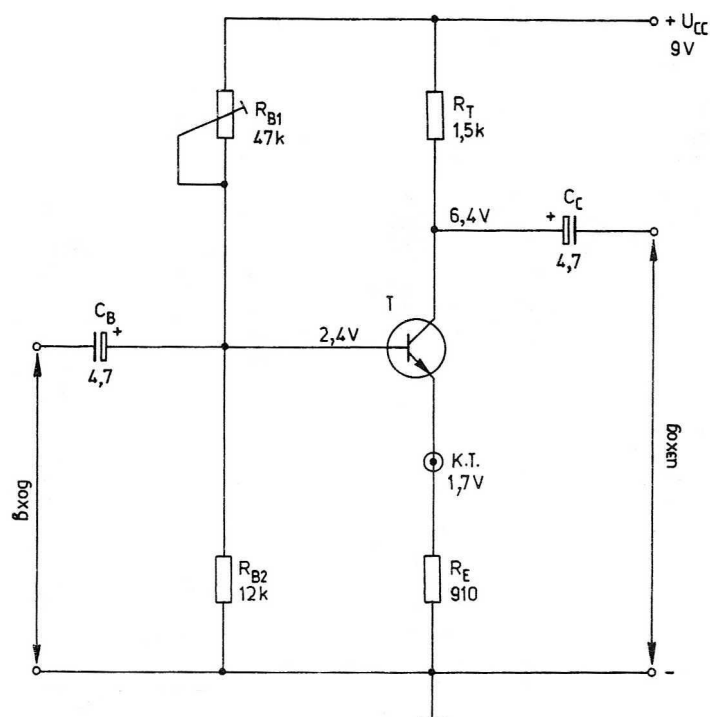
Този вид усилвател (фиг. 2.10) има принцип на действие както усилвателят от фиг. 2.7. Постояннотоковият режим се определя по същия начин. Входното съпротивление е по-голямо и практически не зависи от стойността на товарното съпротивление  $R_T$ . Отличителна особеност е незначителното намаляване на коефициента на усилване по ток и рязкото намаляване на коефициента на усилване по напрежение.

При експериментирането на схемата след подбиране на постояннотоковия режим (чрез  $R_{B1}$ ) и измерване на напрежението в контролната точка се прави сравнение между схемата, показана на фиг. 2.7.

### 2.1.9. Усилвател с фиксирано базово преднапрежение и отрицателна обратна връзка по ток

Този тип усилвател (фиг. 2.11) се различава от разгледания от фиг. 2.4 само по наличието на резистора  $R_E$ , който създава отрицателна обратна връзка по ток. Показателите на състоянията са близки до описаните в предишната схема.





Фиг. 2.11

Наличието на втори резистор  $R_{B2}$  в базовия делител води до намаляване на входното съпротивление на стъпалото.

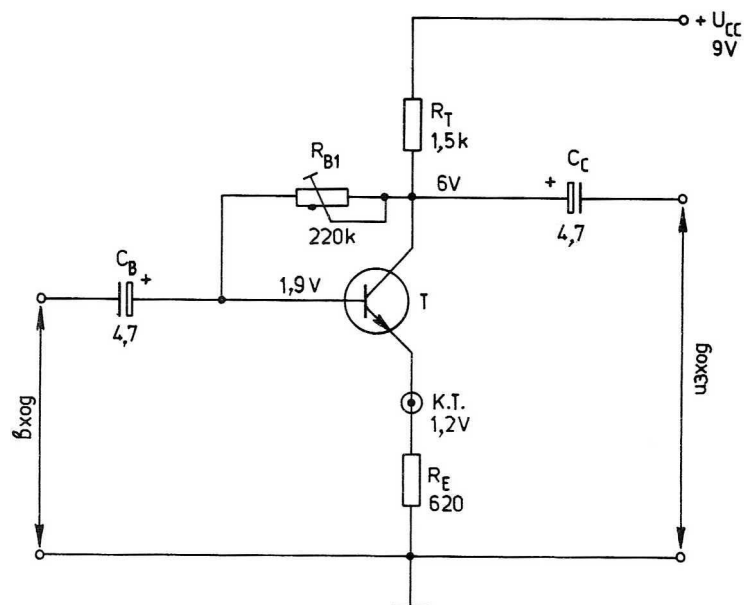
При опити с тези усилватели се прави сравнение с описаните стъпала от фиг. 2.4 и фиг. 2.8. Необходимо е също да се обърне внимание на режима, който се избира чрез  $R_{B1}$ .

### 2.1.10. Усилвател с комбинирана отрицателна обратна връзка

Усилвателните стъпала от този тип (фиг. 2.12) намират широко приложение в практиката независимо от това, че при тях се получава намаляване на коефициента на усилване както по ток, така и по напрежение. Параметрите на усилвателя остават стабилни, защото отрицателната обратна връзка по променливо напрежение стабилизира коефициента на усилване по напрежение (чрез  $R_{B1}$ ), а отрицателната обратна връзка по променлив ток стабилизира коефициента на усилване по ток (чрез  $R_E$ ). Този вид отрицателна обратна връзка стабилизира още и работната точка, което е съществено при подмяна на транзистори с различни параметри.

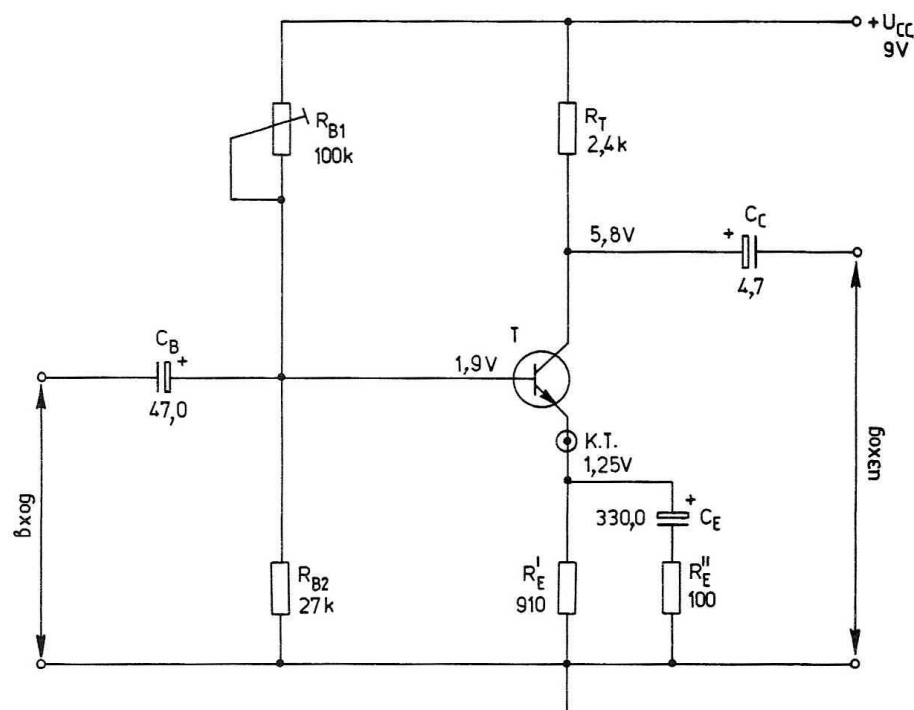
### 2.1.11. Усилвател с последователни режимна и автономна сигнална отрицателна обратна връзка и с повишена стабилност на работната точка

При този вид усилвател (фиг. 2.13) режимната отрицателна обратна връзка се определя от резистора  $R'_E$ . Сигналната отрицателна обратна връзка се определя от  $R_T$  и паралелната комбинация от  $R'_E$  и сумата от  $R''_E$  и  $C_E$ . Очевидно тук става дума за съпротивленията на изброените елементи по променлив ток. Дълбочината на сигналната отрицателна обратна връзка може да се регулира, ако  $R''_E$  се замени с променлив резистор.



Фиг. 2.12

Режимът на стъпалото се избира чрез  $R_{B1}$ . Показателите на схемата могат да се сравняват с тези на схемите от фиг. 2.8 и фиг. 2.9, но за целта е необходим известен опит, осцилоскоп и звуков генератор.



Фиг. 2.13

## 2.2. УСИЛВАТЕЛНО СЪПАЛО ПО СХЕМА ОБЩ КОЛЕКТОР (ОК)

Усилвателното съпало с общ колектор (емитерен повторител) съдържа: транзистор, емитерно товарно съпротивление, резистори за осигуряване на базовия режим и прехвърлящи кондензатори (входен и изходен).

Емитерният повторител се характеризира със следните особености:

- изходното напрежение съвпада по фаза с входното;
- амплитудата на изходното напрежение е малко по-ниска от амплитудата на входното;
- входното съпротивление е по-високо от входното съпротивление на усилвателите по схема ОЕ и ОБ;
- входното съпротивление зависи от качеството на използвания транзистор ( $\beta$ );
- входното напрежение може да има амплитудна стойност, близка до стойността на захранващото колекторно напрежение и  $U_{CC}$ ;
- изходното съпротивление има малка стойност (от порядъка на десетки ома), което позволява на изхода на повторителя да се включва нискоомен товар.

### 2.2.1. Емитерен повторител с базов делител

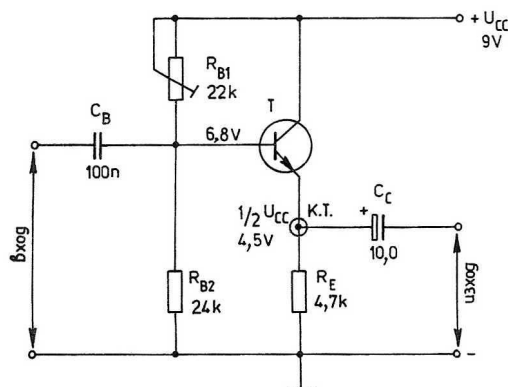
Схемата (фиг. 2.14) съдържа: транзистор Т, емитерен товарен резистор  $R_E$ , базов делител ( $R_{B1}$  и  $R_{B2}$ ), прехвърлящи кондензатори: ( $C_B$  - входен), ( $C_C$ ) - изходен.

Най-добра стабилност може да се получи, когато резисторът  $R_E$  се определи в зависимост от стойностите на резисторите  $R_{B1}$  и  $R_{B2}$ . Но резисторът  $R_E$  обикновено е от порядъка на килоом до няколко десетки килоома. Следователно базовият делител е нискоомен. Това от своя страна води до снижаване на входното съпротивление на повторителя.

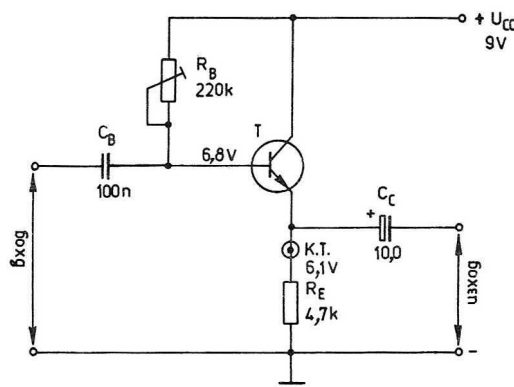
Опитите с емитерния повторител се извършват след подбиране на постояннотоковия режим при покой. Тогава сигналотърсачът се включва към плъзгача на регулируемия резистор  $R_p$  (фиг. 2.1). Нивото на входния сигнал се регулира, докато започне да се чува от високоговорителя. След това на мястото на сигналотърсача се включва емитерният повторител. Ако свържем входа на сигналотърсача с изхода на емитерния повторител, ще стане ясно, че този вид усилватели повтарят подадения им сигнал без усилване.

### 2.2.2. Емитерен повторител с повишено входно съпротивление

Основен недостатък на емитерните повторители с базов делител е ниското входно съпротивление. Значително подобряване в това отношение може да се постигне, ако се използва резистор за фиксиране на базовия ток (фиг. 2.15). Резисторът  $R_B$  има голямо съпротивление, токът в базата е малък, температурната стабилност е значително по-малка, но в редица приложения това не пречи на нормалната работа на съпалото.



Фиг. 2.14



Фиг. 2.15

При определяне на входното съпротивление на повторителя резисторът  $R_B$  е паралелно свързан на входа на стъпалото. Следователно колкото по-високо е съпротивлението на този резистор, толкова по-незначително е влиянието му върху входното съпротивление на усилвателя.

Опитите с този повторител не се различават от вече разгледаните при схема с базов делител.

### 2.2.3. Емитерен повторител с повишено входно съпротивление и голяма температурна стабилност

Влиянието на делителя в базовата верига върху входното съпротивление на повторителя значително се намалява с използване на схемата от фиг. 2.16.

Допълнителни елементи тук са  $R'_{B2}$  и  $C_{BE}$ . Благодарение на тях базовият делител  $R_{B1}$  и  $R'_{B2}$  почти не влияе на входното съпротивление за променлив ток. Кондензаторът  $C_{BE}$  трябва да има много малко съпротивление за долната граница на пропусканата честотна лента и стойността му се определя в зависимост от съпротивлението на делителя.

Указание за правилно избран режим е измереното напрежение в контролната точка при покой.

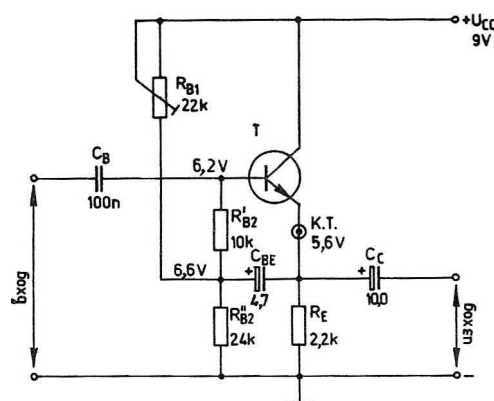
## 2.3. УСИЛВАТЕЛНО СЪПАЛО ПО СХЕМА ОБЩА БАЗА (ОБ)

Този усилвател има по-ограничено приложение в сравнение с усилвателите по схема с общ емитер и общ колектор. Входното съпротивление на усилвателя по схема с обща база е с  $(1 + \beta)$  пъти по-малко, отколкото входното съпротивление на усилвателите по схема с общ емитер. Коефициентът на усилване по напрежение зависи от товарното съпротивление и в най-общия случай може да има голяма стойност. Когато следващото стъпало е също по схема с обща база, коефициентът на усилване по напрежение е по-малък от единица. Понеже при такова свързване не се получава усилване нито по напрежение, нито по ток, то подобна комбинация няма смисъл.

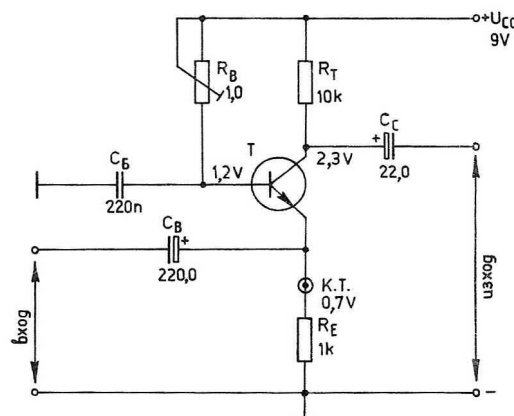
Наред с недостатъците на усилвателите с обща база те притежават едно съществено предимство - липса на фазово отместване между входния и изходния сигнал. Това ги прави удобни за високочестотни предусилватели особено при трансформаторна връзка, както и при резонансни усилватели.

### 2.3.1. усилвател с обща база и токоограничаващ резистор в базовата верига

При този вид усилвател (фиг. 2.17) базовия ток при покой се фиксира с помощта на резистора  $R_B$ , при което могат да се получат различни стойности на напрежението



Фиг. 2.16



Фиг. 2.17



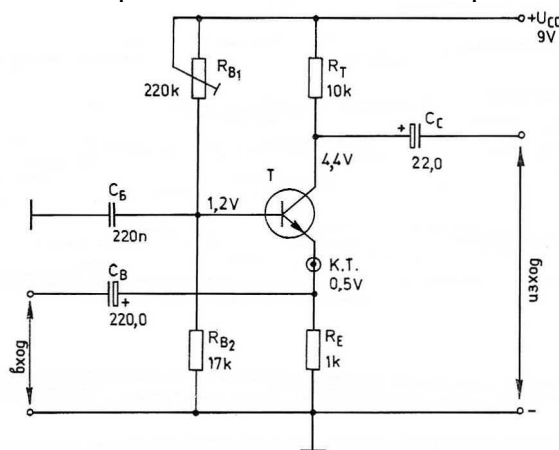
Върху  $R_E$  (в К. Т.). От енергийни съображения тази схема е икономична, но притежава по-лоша температурна стабилност. Кондензаторът  $C_B$  свързва базата по променлив ток с общия проводник и трябва да има достатъчно голям капацитет. Избира се в зависимост от най-ниската усиливана честота.

Входният сигнал се подава на емитера посредством кондензатора  $C_B$ . Опитите с този усилвател се заключават с проследяване на променливотоковия сигнал със сигналотърсача от входа до изхода на усилвателя.

### 2.3.2. Усилвател с обща база и делител в базовата верига

Характерна особеност при избора на режима при покой на този вид усилватели е, че токът през делителя се подбира многократно по-голям от базовия. Резисторът  $R_E$  намалява входното съпротивление на усилвателя, поради което неговата стойност се избира по-голяма. Напрежението в контролната точка практически е постоянно, ако съпротивлението на кондензатора  $C_B$  за променливия ток е значително по-малко от паралелната комбинация от съпротивленията на резисторите в базата  $R_{B1}$  и  $R_{B2}$  (фиг. 2.18).

Опитите с усилвателя се извършват след подбиране на режима при покой чрез  $R_{B1}$  и измерване на постоянното напрежение върху емитера (в К. Т.).



Фиг. 2.18

## 3. УСИЛВАТЕЛНИ СЪПЛА С ДВА ТРАНЗИСТОРА

Когато е необходимо усиление, по-голямо от няколко стотици пъти (без да се използват интегрални операционни усилватели), се проектират и строят многостъпални транзисторни усилватели. Предпочитат се стъпала с биполярни транзистори по схема с ОЕ, тъй като те осигуряват по-голямо усиление.

В двустъпалните усилватели се използват различни комбинации на включване на транзисторите. Ако изходното съпротивление на сигналния източник е равно на товарното съпротивление и е от порядъка на единици или десетки килоома, се използва схема с ОЕ; когато тези съпротивления са малки ( $R \leq 100 \Omega$ ) - първото стъпало се реализира по схема ОЕ или ОБ, а второто - по ОК; когато тези съпротивления са големи (над  $100 k\Omega$ ) - първото стъпало се реализира по схема с ОК а второто - по схема ОЕ. Ако товарното съпротивление значително превишава съпротивлението на сигналния източник, трябва да се използват две стъпала по схема общ емитер (ОЕ). При стойност на товарното съпротивление, по-малка от изходното съпротивление на сигналния източник, се препоръчва използването на два

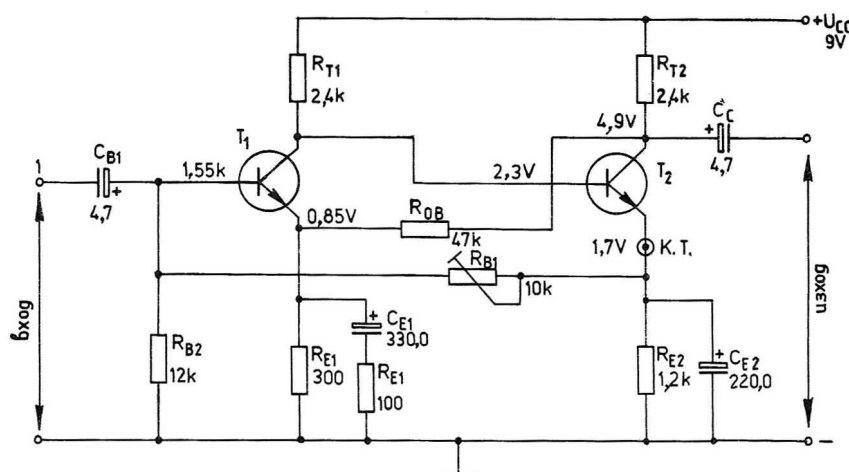
емитерни повторителя или първото стъпало да бъде с ОЕ, а второто - с ОК

Тези препоръки се отнасят за първото и последното стъпало. Междинните стъпала обикновено се изпълняват по схема ОЕ.

Схемите на многостъпалните усилватели се различават по вида на връзката между отделните стъпала. Най-широко приложение намират схемите с галванична и RC връзка, а по-рядко с LC, трансформаторна и автотрансформаторна.

### **3.1. ДВУСТЪПАЛЕН УСИЛВАТЕЛ ОТ ВИДА ОЕ-ОЕ С ОБЩИ ДВУСТЪПАЛНИ СИГНАЛНА И РЕЖИМНА ОТРИЦАТЕЛНА ОБРАТНА ВРЪЗКА**

Схемата (фиг. 3.1) е съставена от две различни по структура стъпала, които вече бяха разгледани. Първото стъпало е усилвателят с последователна режимна и автономна отрицателна обратна връзка от фиг. 2.13, а второто стъпало - усилвателят с фиксирано преднапрежение и последователна отрицателна обратна връзка по постоянен ток от фиг. 2.8. Допълнителен елемент в схемата е резисторът  $R_{ОВ}$ , който свързва колектора на второто стъпало с емитера на първото и образува сигналната обратна връзка. Базовият режим на първия транзистор се осигурява с помощта на резисторите  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$ , свързани към емитера на втория транзистор - режим на



Фиг. 3.1

отрицателна обратна връзка. Трябва да се отбележи, че връзката между двете стъпала е галванична - базата на втория транзистор е свързана директно с колектора на първия,

В зависимост от големината на базовия ток на първия транзистор се определя напрежението в контролната точка.

Настройката на усилвателя се извършва при вход, свързан на "маса" (точка 1 към общия проводник). Регулира се резисторът  $R_{B1}$  до получаване на означеното на фигурата постоянно напрежение в контролната точка. Когато на входа се включи променливотоков сигнал, необходимо е наново да се извърши регулиране на  $R_{B1}$ , т. е. да се извърши настройка в динамичен режим.

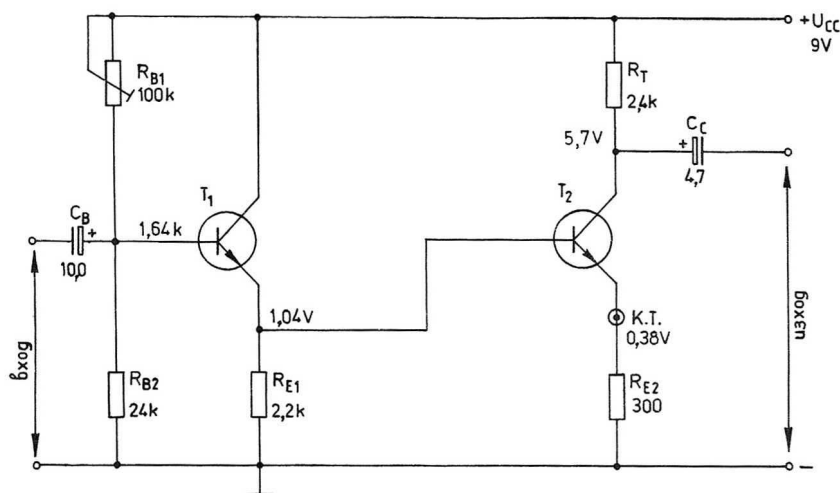
Коефициентът на усилване на стъпалото зависи от съпротивлението на  $R_{ОВ}$  и расте с увеличаването му. Ако се използва регулируем резистор  $R_{ОВ}$ , може да се направи изследване на усилвателя за различни стойности на  $+ R_{ОВ}$

Поради галваничната връзка между транзисторите и благодарение на общата режимна отрицателна обратна връзка този усилвател има ефикасна стабилизация на работната точка.

Една разновидност на разгледания усилвател е показаният на фиг. 2.2 сигналотърсач.

### 3.2. ДВУСТЪПАЛЕН УСИЛВАТЕЛ ОТ ВИДА ОК-ОЕ

Първото стъпало на усилвателя (фиг. 3.2) е вече разгледаният емитерен повторител от фиг. 2.14, а второто не се различава съществено от схемата от фиг. 2.11. Режимът на второто стъпало зависи от режима на първото при покой и се определя с регулиране на тока в базовия делител (чрез  $R_{B1}$ ). Схемата притежава предимствата на емитерния повторител, съчетани с подходящото усилване на второто стъпало.



Фиг. 3.2

### 3.3. ДВУСТЪПАЛЕН УСИЛВАТЕЛ ОТ ВИДА ОК-ОЕ С ПОДОБРЕНА СТАБИЛНОСТ НА РАБОТНАТА ТОЧКА

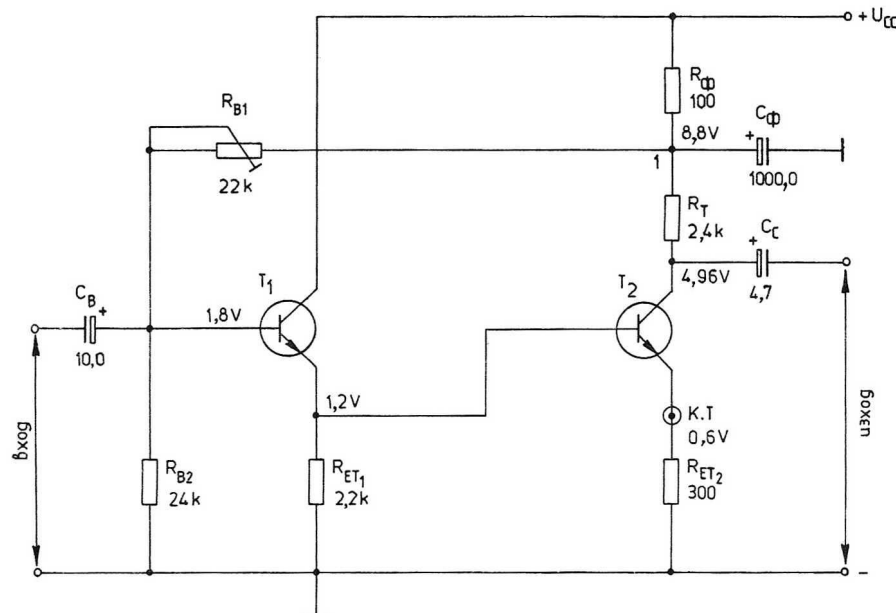
Първото стъпало (фиг. 3.3) е емитерен повторител (вж. фиг. 2.14), а второто - усилвателят от фиг. 2.11. Разликата между схемата от фиг. 3.2 и новата са допълнителните елементи  $R_F$  и  $C_F$ , както и начинът на подаване на напрежение на базовия делител на първото стъпало. Той осигурява двустъпална режимна отрицателна обратна връзка, с което се подобрява стабилността на работната точка на второто усилвателно стъпало. Подборът на режима на стъпалата се осъществява чрез резистора  $R_{B1}$ . Галваничната връзка между първото и второто стъпало осигурява подходящо напрежение в контролната точка. Ако по някакви причини (най-често температурни) се промени токът (например в първото стъпало), това ще доведе до промяна на пада върху резистора  $R_{E1}$ , а оттам и промяна в базовия ток на  $T_2$ . Но изменението на този ток променя колекторния ток на  $T_2$  и потенциала в точка 1, който от своя страна ще доведе до изменение на базовия ток и на  $T_1$ .

### 3.4. ДВУТАКТЕН ЕМИТЕРЕН ПОВТОРИТЕЛ

Използването на транзистори от P-N-P и N-P-N тип създава значителни удобства, тъй като отпада необходимостта от инверсно стъпало. Инвертирането се извършва от самите транзистори, между които е осъществена постоянно-токова връзка. Разглежданата схема (фиг. 3.4) се използва, когато се изисква по-голямо усилване, постигнато с минимален брой елементи. Транзисторите  $T_1$  и  $T_2$  образуват двутактен емитерен повторител. Резисторът  $R_{B2}$  има значително по-малко съпротивление от това на резисторите  $R_{B1}$  и  $R_{B2}$ . Режимът при покой се подбира чрез  $R_{B1}$  и  $R_{B2}$ . Началният ток се настройва с  $R_{B2}$  при измерване на напрежението в К.Т.1. Симетрията се настройва с  $R_{B1}$ , като се нагласява напрежението в КТ2 да бъде  $\frac{1}{2}U_{CC}$ .

Резисторът  $R_E$  обикновено се избира със съпротивление от 10 до 200  $\Omega$ . Необходимо е транзисторите да имат еднакви или в най-лошия случай много близки параметри, за да образуват т. нар. комплементарна двойка.

Когато на входа се подаде сигнал, за всяка положителна полувълна ще се отпушва транзисторът  $T_1$ , а за всяка отрицателна -  $T_2$ . С този вид усилватели се постига голямо усиление по мощност при малки нелинейни изкривявания.



Фиг. 3.3

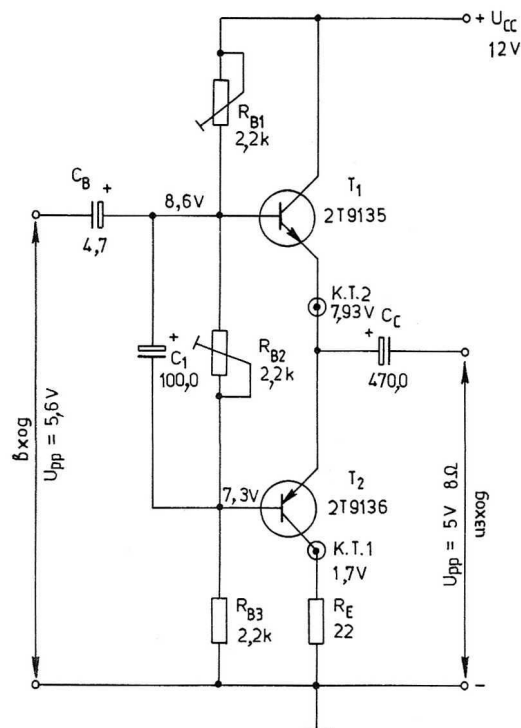
### 3.5. САМОИНВЕРТИРАЩО ДВУТАКТНО СЪПАЛО

Самоинвертиращите двутактни усилватели се характеризират с това, че двата транзистора са еднотипни и са свързани последователно за постоянен ток и паралелно за променлив ток. Друга особеност е, че за нормалното им функциониране не са необходими две еднакви входни напрежения с различна полярност.

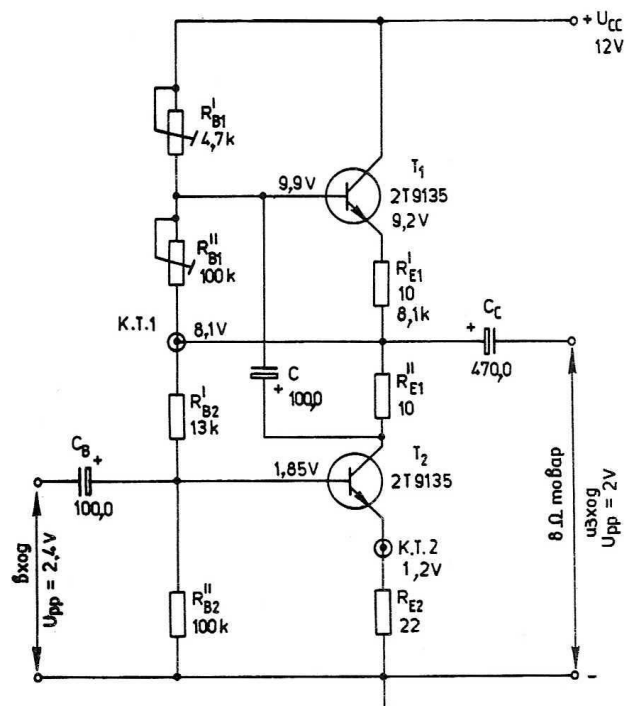
Променливото входно напрежение за единия от транзисторите се получава от променливия изходен ток на другия, на който е подадено входното напрежение. В конкретния случай (фиг. 3.5) входният сигнал се подава в базата на транзистор  $T_2$  през кондензатора  $C_B$ , а входният сигнал за транзистора  $T_1$  се подава от колектора на  $T_2$  през кондензатора  $C$ . Друга характерна особеност на този вид усилватели е, че крайните транзистори работят в режим клас А, тъй като в противен случай сигналът за транзистора  $T_1$  би бил силно изкривен.

В усилвателя е осъществена отрицателна обратна връзка по ток с резисторите  $R'_{E1}$  и  $R_{E2}$ .

Подбирането на режима се извършва с резисторите  $R'_{B1}$  и  $R''_{B1}$  при измерване на напрежението в контролните точки К.Т.1 и К.Т.2.



Фиг. 3.4



Фиг. 3.5

### 3.6. САМОИНВЕРТИРАЩ ДВУТАКТЕН ЕМИТЕРЕН ПОВТОРИТЕЛ

По отношение на постоянния ток транзисторите в този тип усилватели (фиг. 3.6) са свързани последователно. Променливотоковият сигнал се подава на транзистора  $T_1$  и от неговия колектор през кондензатора  $C$  се прехвърля в базата на  $T_2$ .

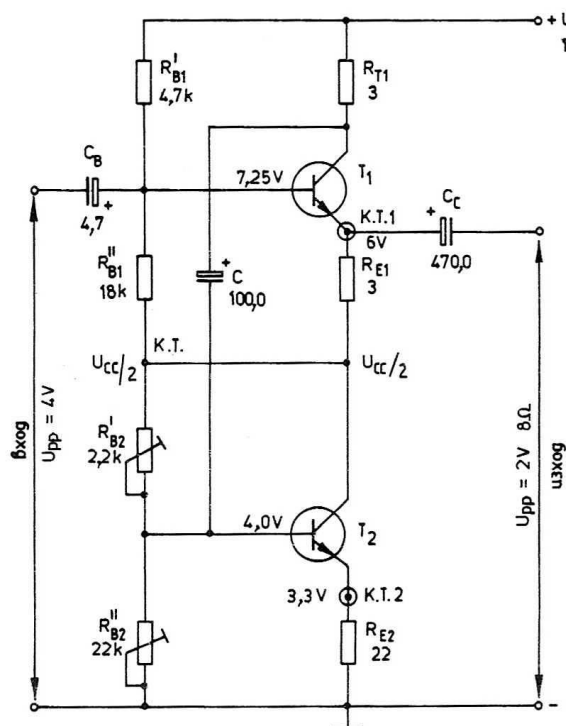
Режимът при покой се регулира с помощта на резисторите  $R'_{B2}$  и  $R''_{B2}$ , като напрежението в контролната точка (КТ1) е  $\frac{1}{2}U_{CC}$ . Изходният ток на стъпалото се определя като сумата от колекторните токове на двата транзистора. Необходимо е транзисторите да бъдат от един и същи тип с малки толеранси в параметрите.

### 3.7. УСИЛВАТЕЛНО СЪПАЛО С ДИНАМИЧЕН ТОВАР

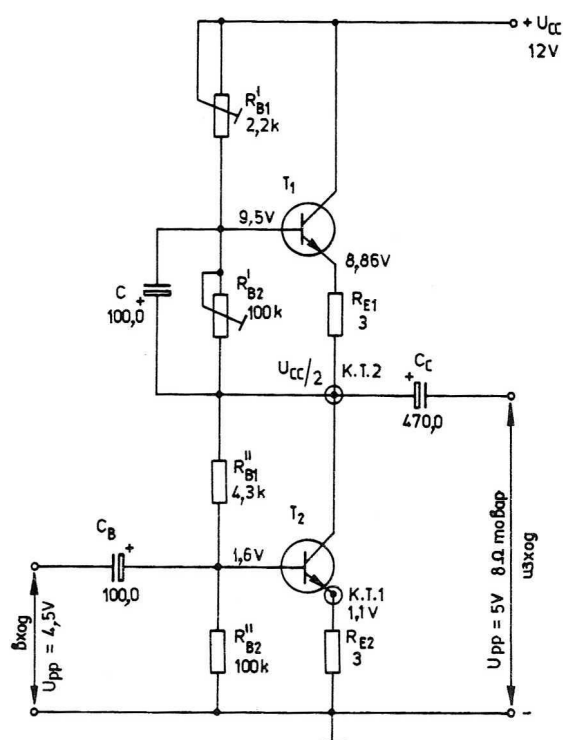
Разликата между усилвателя от фиг. 3.6 и стъпалото с динамичен товар (фиг. 3.7) е в начина на свързване на кондензатора  $C$  с базата на транзистора  $T_1$ . При схемата от фиг. 3.6 кондензаторът, прехвърлящ променливотоковия сигнал, е свързан към колектора на възбудения от външен източник транзистор  $T_1$ . При усилвателя с динамичен товар липсва колекторен резистор, сигналният източник е включен към базата на транзистор  $T_2$  и кондензаторът  $C$  свързва изхода на стъпалото с базата на транзистора  $T_1$ . В този случай транзисторът  $T_1$  се разглежда като променлив колекторен товар, чиято стойност зависи от параметрите на подавания в базата на  $T_2$  променливотоков сигнал.

Настройката на усилвателя се извършва по познатия начин чрез резисторите  $R'_{B1}$  и  $R'_{B2}$  до получаване на необходимите напрежения в контролните точки КТ.1 и КТ.2.





Фиг. 3.6



Фиг. 3.7

## 4. УСИЛВАТЕЛНИ СЪПЛА, СЪСТАВЕНИ ОТ ТРИ ТРАНЗИСТОРА

### 4.1. УСИЛВАТЕЛНО СЪПЛАЛО ОТ ВИДА ОЕ-ОЕ-ОК

Транзисторите от първите две съпала (фиг. 4.1) са свързани по схема ОЕ и не се различават от тези от фиг. 3.1. Третият транзистор е свързан по схема общ колектор.

Коефициентът на усилване има по-голяма стойност поради наличието на две съпала по схема ОЕ. Трите съпала са обхванати от дълбока сигнална отрицателна обратна връзка, осъществена от резистора  $R_3$ , а първото и второто - от обща режим на отрицателна обратна връзка -  $R_1$ .

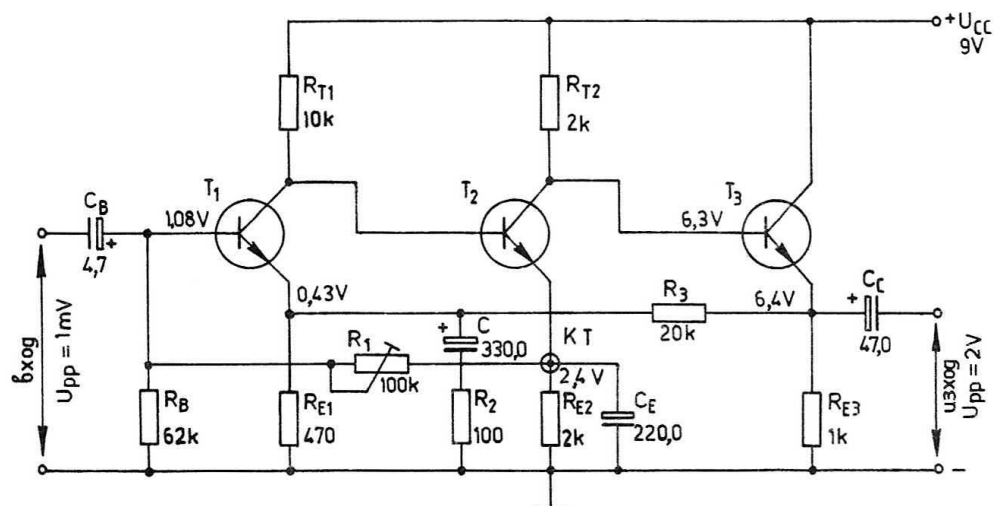
Подобни схеми намират приложение в случаите, когато се изисква получаване на точно определена честотна характеристика (грамофонни и магнетофонни предусилватели).

Настройката при покой се извършва чрез резистора  $R_1$  при контролиране на напрежението в КТ и при вход, свързан с общия проводник.

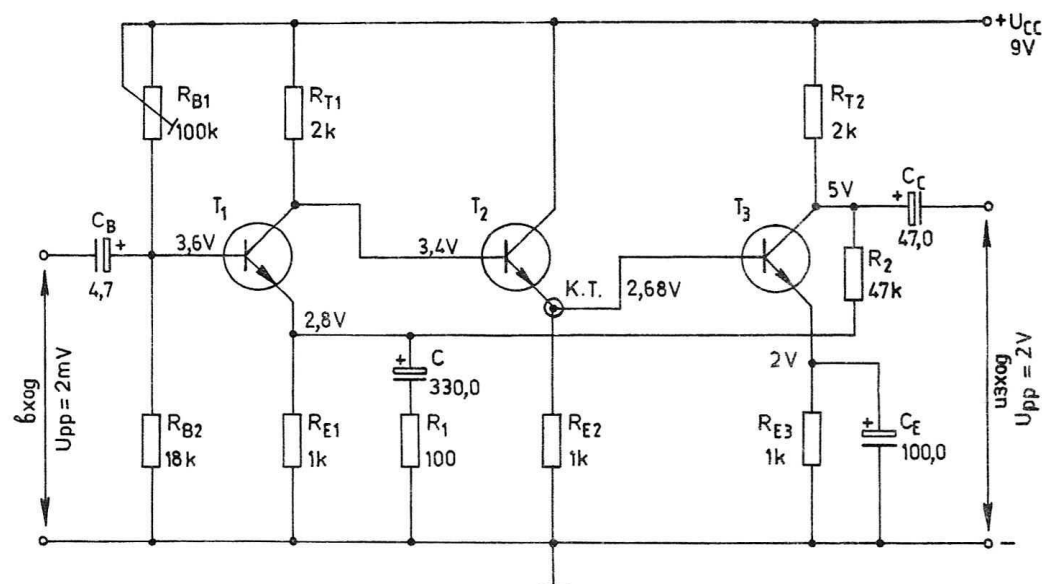
### 4.2. УСИЛВАТЕЛНО СЪПЛАЛО ОТ ВИДА ОЕ-ОК-ОЕ

Когато е необходимо голямо усилване от първото съпало, се използва схемата от фиг. 4.2. Второто съпало е с високо входно съпротивление и не шунтира първото. Съпалата са обхванати от сигнална отрицателна обратна връзка, осъществена с резистора  $R_2$  - от колектора на третото съпало до емитера на първото.

Настройката на режима се постига чрез базовия делител  $R_{B1}$ - $R_{B2}$  в първото съпало.



Фиг. 4.1



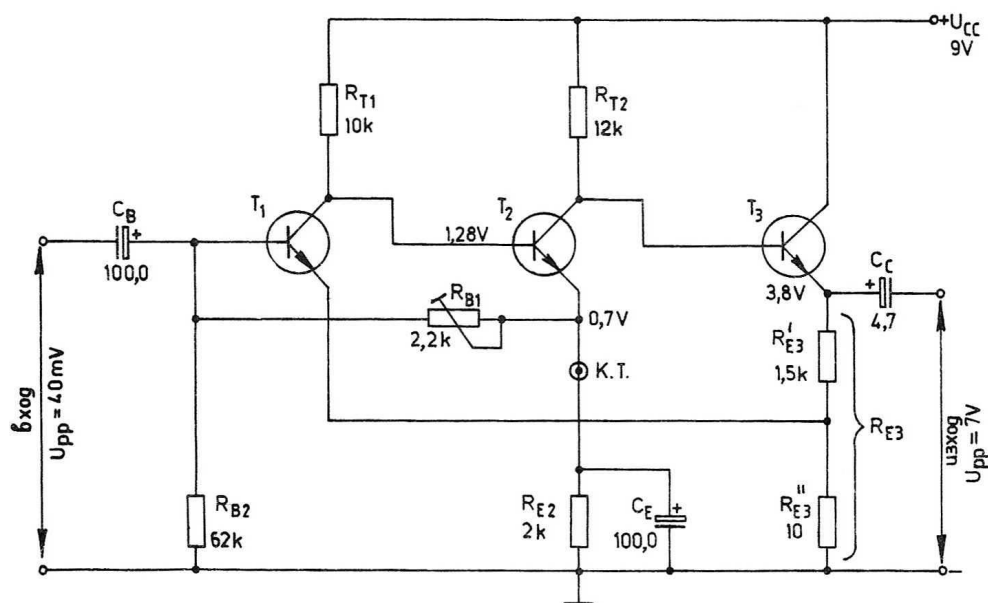
Фиг. 4.2

### 4.3. УСИЛВАТЕЛ ОТ ВИДА ОЕ-ОЕ-ОЕ С РЕДУЦИРАНА ВЕРИГА НА СИГНАЛНАТА ОТРИЦАТЕЛНА ОБРАТНА ВРЪЗКА

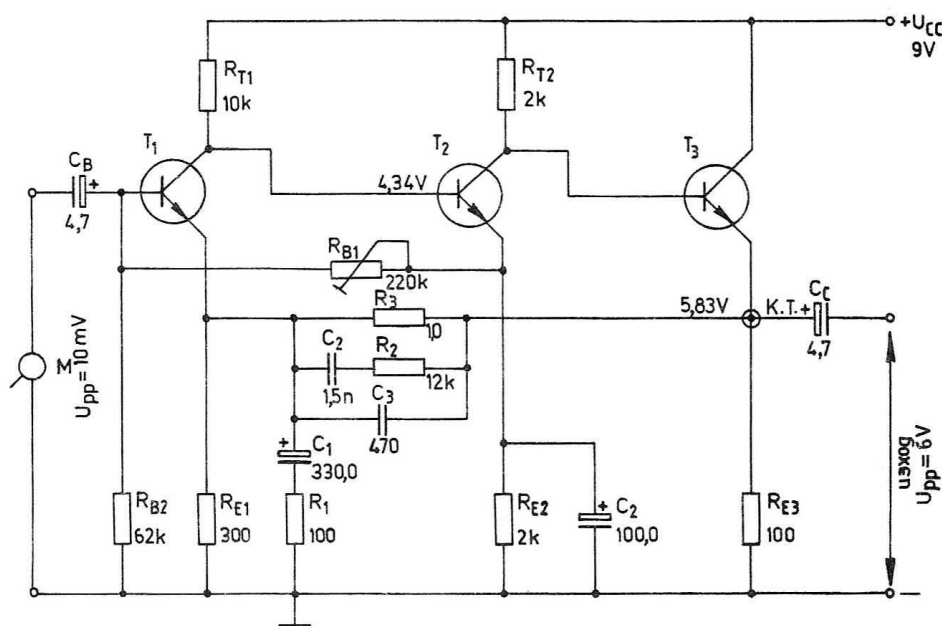
Схема от подобен вид (фиг. 4.3) има линейна честотна характеристика. Първото и второто стъпало са обхванати от режимна отрицателна обратна връзка, а първото и третото от дълбока сигнална отрицателна обратна връзка.

Коефициентът на усилване на стъпалото е [11]:  $K = 1 + \frac{R'_{E3}}{R_{E3}}$ . Ако тези резистори

са с малки производствени толеранси, разглежданият усилвател може да се използва като измервателен.



Фиг. 4.3



Фиг. 4.4

#### 4.4. ТРАНЗИСТОРЕН ТРИСТЪПАЛЕН ПРЕДУСИЛВАТЕЛ ЗА ДИНАМИЧНА ГРАМОФОННА МЕМБРАНА

Когато резисторът в обратната връзка от фиг. 4.1 се замени с подходящ двуполусник, се получава схемата от фиг. 4.4. Първото и второто стъпало са изпълнени по схема ОЕ с режимна отрицателна обратна връзка, осъществена с резистор  $R_{B1}$ . Честотнозависимата отрицателна обратна връзка се осъществява от емитера на транзистор  $T_3$  към емитера на  $T_1$  от елементите  $R_3$ ,  $R_2$ ,  $C_2$  и  $C_3$ . Емитерният повторител ( $T_3$ ) осигурява съгласуването със следващото стъпало.

Режимът на усилвателя се подбира с регулиране само на един елемент -  $R_{B1}$ .

#### **4.5. ТРАНЗИСТОРЕН ТРИСТЪПАЛЕН ГРАМОФОНЕН ПРЕДУСИЛВАТЕЛ ЗА ПИЕЗОЕЛЕКТРИЧНА МЕМБРАНА**

Напрежението, което отдава един пиезоелектричен звукоотнемател (мембрана) на изхода си, е пропорционално на амплитудата на отклонение на грамофонната игла. Чувствителността на пиезоелектрическия звукоотнемател е прието да се изразява във волтове на сантиметър. Понеже импедансът на звукоотнемателя има капацитивен характер с капацитет от порядъка на 1 nF, той е честотно зависим. Въз основа на стойността на импеданса се определя необходимото входно съпротивление на усилвателя при най-ниската честота от възпроизвеждания честотен спектър. Така например при  $f_H$  входното съпротивление на усилвателя трябва да бъде от порядъка на 7,5 MΩ. При усилватели за битови цели корекцията на честотната характеристика се постига благодарение на вътрешния капацитет на мембраната и резистор  $R_1$  (фиг. 4.5) със стойност от порядъка на 500 kΩ до 1,0 MΩ. Както се вижда, усилвателят в този случай е линеен без сигнална отрицателна обратна връзка.

Настройката на усилвателя се извършва чрез резистора  $R_{B1}$ .

#### **4.6. ВИСОКОКАЧЕСТВЕН ЕМИТЕРЕН ПОВТОРИТЕЛ С ТРИ ТРАНЗИСТОРА**

При самоинвертиращите двутактни усилватели, които са съставени от два последователно свързани транзистора, по-трудно може да се осъществи стабилност на работната точка. Този проблем е решен (фиг. 4.6) с използването на емитерен повторител ( $T_1$ ) с високо входно съпротивление, галванично свързан с входа на двутактния самоинвертиращ повторител.

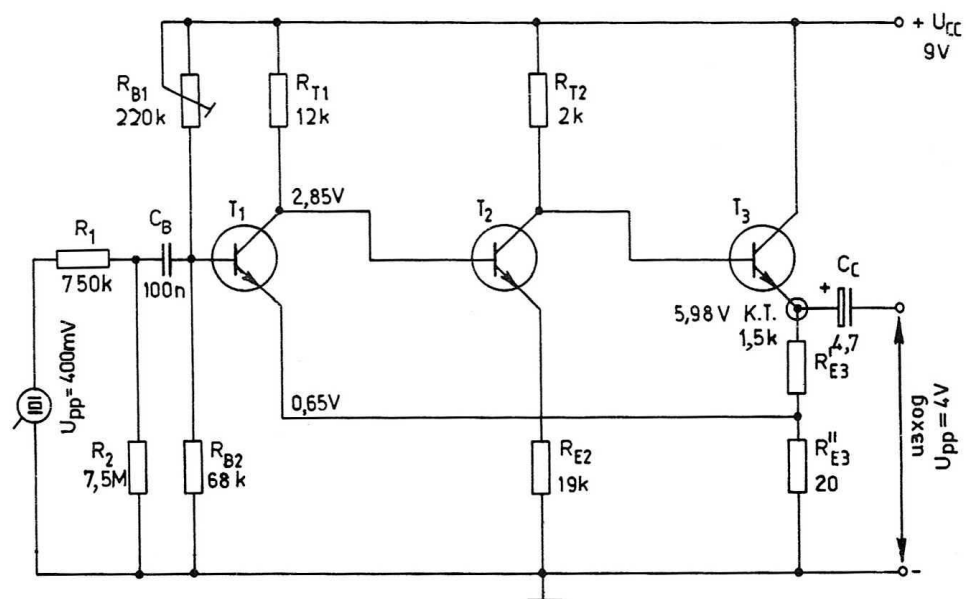
Постояннотоковият режим се регулира последователно с  $R_{B1}$ , и  $R_{B4}$ . Първоначално се настройва  $R_{B1}$  при максимална стойност на  $R_{B4}$  (плъзгачът му е към общия проводник). Измерва се напрежението в К. Т. 1. След това се настройва  $R_{B4}$  до получаване на необходимите напрежения в К. Т. 2 и К. Т. 3. Когато на входа се подаде променливотоков сигнал, отново внимателно се донастройва режимът с  $R_{B1}$  и  $R_{B4}$ . Добре е изходният променливотоков сигнал в К. Т. 2 да се следи с осцилоскоп.

#### **4.7. УСИЛВАТЕЛ СЪС САМОИНВЕРТИРАЩО КРАЙНО СТЬПАЛО С ТРИ ТРАНЗИСТОРА**

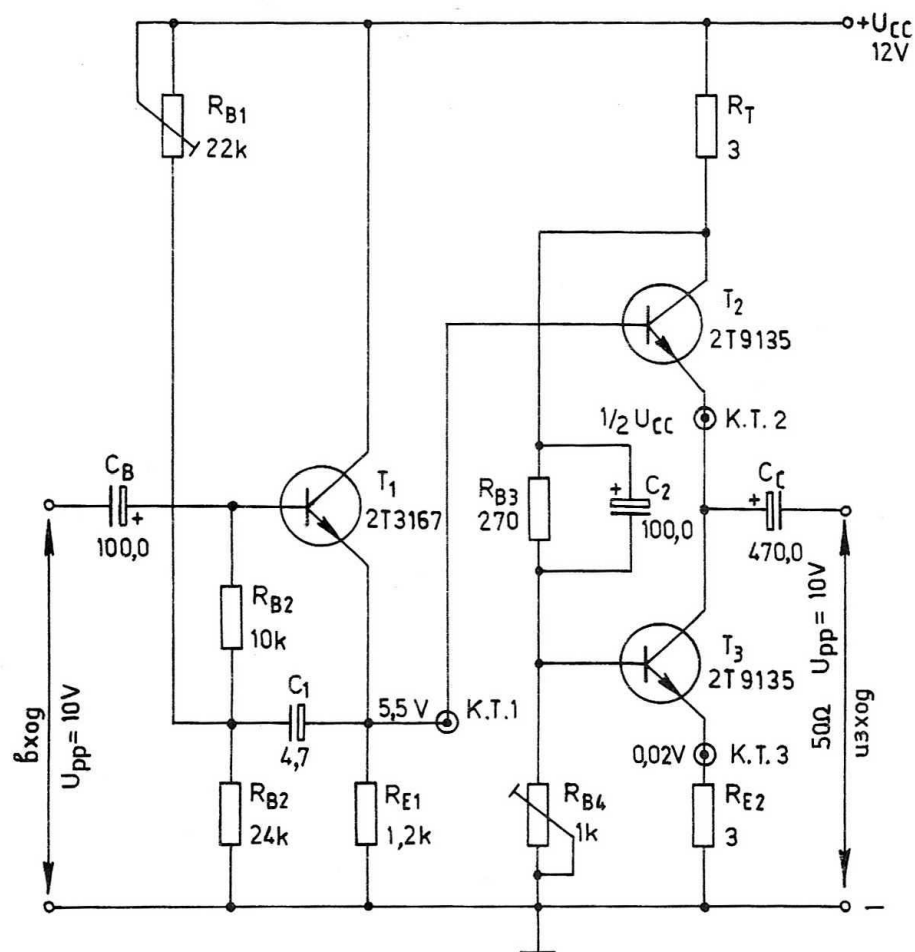
Транзисторът  $T_1$  в тази схема (фиг. 4.7) има две предназначения: усилва полезния сигнал и създава дълбока режимна отрицателна обратна връзка по постоянен ток чрез елементите  $R_{E3}, R_{B2}, R_{B1}, R_{T1}, R_{BT2}, T_2$  и  $T_3$ . При увеличаване на колекторния ток на  $T_2$  и  $T_3$  нараства напрежението в К. Т. 2. В резултат по един и същ закон намаляват напреженията в базите на  $T_2$  и  $T_3$  спрямо общия проводник. Но тези напрежения управляват постоянните токове в тези бази и следователно базовите токове на  $T_2$  и  $T_3$  също намаляват. В резултат намалява токът в двутактното стъпало.

Следователно с обратната връзка се установява динамично равновесие на началния колекторен ток, при което той почти не се изменя. Сигналната отрицателна обратна връзка е осъществена с елементите  $R_2, C_1, R_E$  и  $R_{E1}$ .

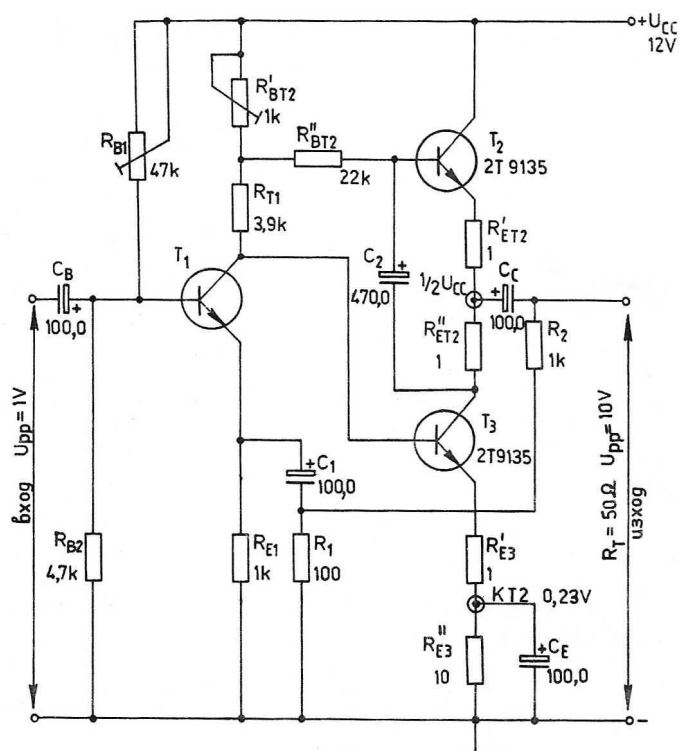
Настройката при покой се извършва чрез  $R_{B1}$ , до получаване на необходимото напрежение в К. Т. 2. Чрез  $R_{BT2}$  се установява напрежението в К. Т. 1. По този начин се настройва симетрията на двутактното стъпало. И при тази схема настройките се повтарят няколко пъти до получаване на окончателен резултат.



Фиг. 4.5



Фиг. 4.6



Фиг. 4.7

#### 4.8. КРАЙНО СЪПАЛО С ДВУТАКТНА КОМПЛЕМЕНТАРНА ДВОЙКА

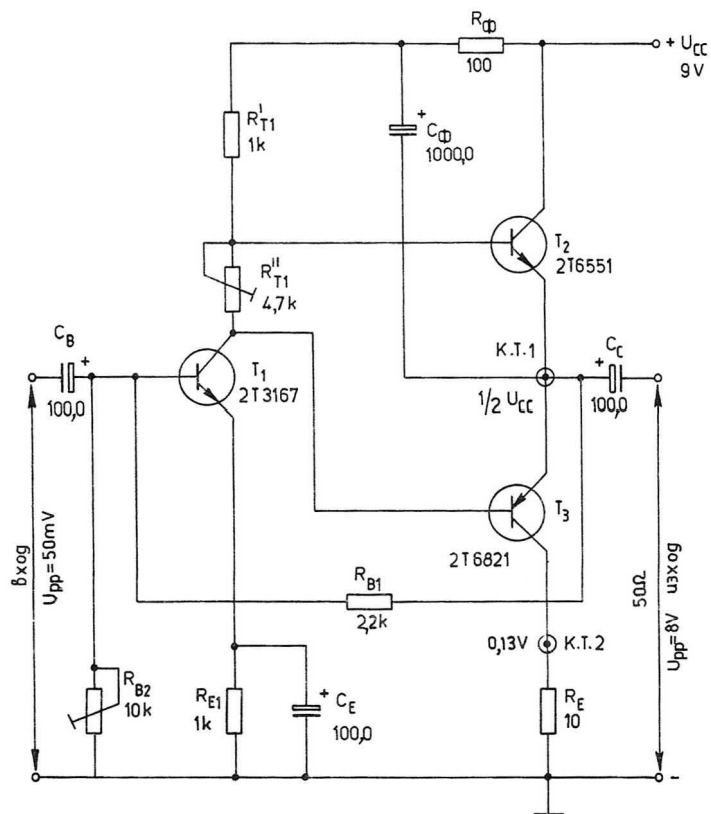
Крайното съпало на този усилвател (фиг. 4.8) е съставено от комплементарната двойка  $T_2$ ,  $T_3$  и едно усилвателно съпало по схема общ емитер с транзистора  $T_1$ . Главната особеност тук е наличието на сигнална положителна обратна връзка, осъществена с  $C_F$ . Благодарение на тази връзка двутактният емитерен повторител се превръща в двутактно съпало, транзисторите на което са свързани по схема ОЕ. Освен това с положителната обратна връзка се постига значително увеличаване на коефициента на усилване. Това позволява прилагане на по-дълбока сигнална отрицателна обратна връзка при едно и също входно напрежение. Общата режимна отрицателна обратна връзка се осъществява чрез  $R_{B1}$  и  $R_{B2}$ .

Настройката се извършва чрез  $R_{T1}''$  за началния колекторен ток на крайното съпало и чрез  $R_{B2}$  - за създаване на необходимото напрежение в К. Т. 1.

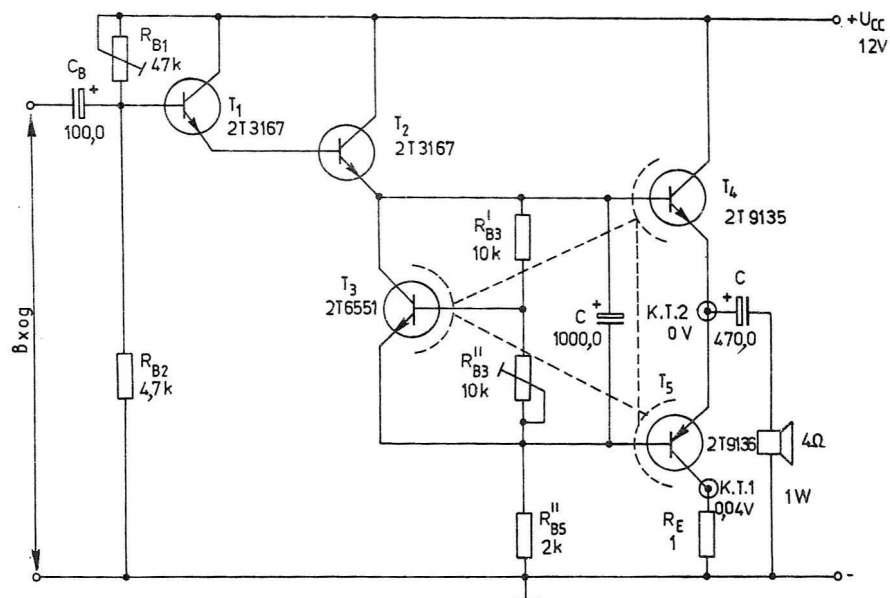
Описаният усилвател може да отдаде изходна мощност до 10 W при подходяща двойка комплементарни транзистори.

#### 4.9. КРАЕН УСИЛВАТЕЛ С МОЩНОСТ 1 W

Крайното съпало на този усилвател (фиг. 4.9) е двутактно, изградено от комплементарната двойка транзистори  $T_4$  и  $T_5$ , свързани по схема ОК. Чрез  $T_3$  се осигурява температурната стабилност на работните точки на  $T_4$  и  $T_5$ . За реализацията на т. н. термична отрицателна обратна връзка е необходимо трите транзистора  $T_3$ ,  $T_4$  и  $T_5$  да бъдат монтирани на общ радиатор. На принципната схема това е отразено с прекъснатата линия.  $T_1$  и  $T_2$  образуват съставен транзистор и са свързани по схема ОК. Този начин на свързване се използва, когато е необходимо да се получи по-голям



Фиг. 4.8



Фиг. 4.9



коэффициент на усилване по ток. В този случай общият коефициент на усилване се определя като произведението от коефициентите на усилване на отделните транзистори:  $\beta = \beta_{T1} \cdot \beta_{T2}$

Настройката на крайното стъпало се осъществява чрез  $R_{B3}''$ , при което  $T_4$  и  $T_5$  могат да бъдат отпушвани и запушвани. Отначало с  $R_{B3}''$ , се отпушва  $T_3$ , докато  $T_4$  и  $T_5$  се запушват. Тогава началният колекторен ток е нула. С резистора  $R_{B1}$  се настройва напрежението в К. Т. 2 да бъде  $1/2$  от  $U_{CC}$ . Едва след това се отпушват  $T_4$  и  $T_5$ , докато протече такъв начален ток в колекторната верига, който осигурява необходимото падение в К. Т. 2.

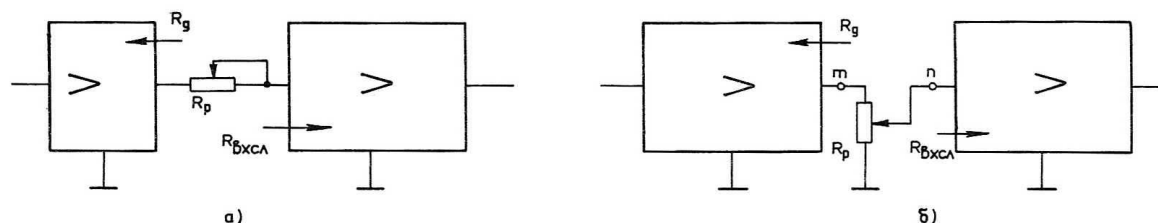
След тази настройка на входа на усилвателя се подава променливотоков сигнал и с осцилоскоп се наблюдава напрежението в К. Т. 2. Внимателно се извършва регулиране на  $R_{B1}$  и  $R_{B3}''$  до получаване на синусоида без изкривявания.

## 5. РЕГУЛИРАНЕ НА УСИЛВАНЕТО И ТОНКОРЕКТОРИ

### 5.1. ВИДОВЕ РЕГУЛИРАНЕ НА УСИЛВАНЕТО НА ЗВУКА

Регулирането на усилването на звука в дадени граници трябва да предизвиква минимални изкривявания, логаритмична равномерност на регулировката, както и да не внася допълнителни шумове в устройството. То се осъществява чрез въвеждане на затихване във веригите на усилвателя, чрез изменение на дълбочината на общата отрицателна обратна връзка или на локалната отрицателна обратна връзка в едно от стъпалата. Регулировките могат да се класифицират още като оперативни, които се осъществяват в процеса на експлоатация на усилвателя, и сервисни, които се използват при настройването на усилвателя. Мястото на включване на регулаторите в схемата се определя от следните съображения.

При включване на регулаторите на входа на усилвателя, особено при голяма чувствителност на последния, възниква опасност от повишаване на относителното ниво на шумовете. При поставяне на регулатора по-близо до крайните стъпала нараства вероятността от появата на нелинейни изкривявания и самовъзбуждане на стъпалата, намиращи се до регулатора. Поради тези причини в усилвателите с голяма чувствителност (микрофонни и др.) оперативната регулировка се осъществява веднага след първите стъпала. При усилвателите за битови цели с входно напрежение от порядъка на миливолти оперативните регулатори се поставят веднага след първото стъпало, а не на самия вход на усилвателя. На същите места се поставят и сервисните регулатори за силата на звука. На фиг. 5.1 а, б са показани блокови схеми с възможните



Фиг. 5.1

начини за включване на оперативни регулатори.

Определянето на съпротивлението на регулиращия резистор зависи от съпротивлението на сигналния източник и от съпротивлението на стъпалото, пред което е включен. Стойностите на съпротивленията на различните сигнални източници са дадени в табл. 2 на приложението.

## 5.2. ПОСЛЕДОВАТЕЛНА РЕГУЛИРОВКА

При този вид регулировка (фиг. 5.1 а) съпротивлението на регулатора се избира от 30 до 100 пъти по-високо от входното съпротивление на следващото стъпало. За избягване на прекомерно големите стойности на  $R_p$  последователната схема на регулиране се включва на входа на стъпалото, работещо по схема с ОЕ.

## 5.3. ПОТЕНЦИОМЕТРИЧЕН РЕГУЛАТОР

Тази схема (фиг. 5.1б) осигурява пълно отсъствие на изкривявания в процеса на регулировката, а също така и избягване на загубите от вътрешното съпротивление на сигналния източник. Установено е [1], че при  $R_{вх.сл.} = (10^2 \div 10^3) R_g$  съпротивлението на регулиращия потенциометър не трябва да бъде по-голямо от  $10 \div 30$  пъти стойността на съпротивлението на сигналния източник. При спазване на тези условия:

- а) регулаторът може да се включи между два емитерни повторителя;
- б) входното съпротивление в точка m се изменя в граници, зависещи от  $R_p$  и  $R_g$ ;
- в) изходното съпротивление в точка n се изменя от 0 до стойност, зависеща от  $R_p$  и  $R_g$ , преминавайки през максимум, приблизително равен на  $1/2 R_g + 1/4 R_p$ ;
- г) при  $R_{вх.сл.} < 10 R_g$ , потенциометричната регулировка по същество се доближава до последователната.

## 5.4. КОМПЕНСИРАН РЕГУЛАТОР НА УСИЛВАНЕТО

Необходимостта от изработването на този вид регулатор на усилването (фиг. 5.2 а, б) е предизвикана от особеностите на човешкото ухо, възприемащо различно звуковете с еднаква интензивност, но с различна честота. При малък интензитет на звука усещането е най-слабо за ниските честоти.

С помощта на кондензатора  $C$  и резистора  $R_1$  (фиг. 5.2 а) се осигурява затихване в областта на средните и високите честоти. Изводът на потенциометъра, към който се свързват  $R_1$  и  $C$ , се прави обикновено при стойност  $0,2 R$  спрямо общия проводник. Капацитетът на кондензатора  $C$  е от порядъка на няколко нанофарада, а съпротивлението на резистора  $R_1$  - десетки килоома

На фиг. 5.2 б е показана по-сложна схема на компенсиран регулатор. Повдигането в областта на ниските честоти се осигурява благодарение на отслабване на шунтиращото действие на веригата  $C_2 R_2$  по отношение на частта от потенциометъра  $R_{ac}$ . Повдигането на високите честоти се създава с нарастване на шунтиращото действие на веригата  $R_1 C_1$  по отношение на частта от потенциометъра  $R_{ad}$ .

Влиянието на веригите  $R_1 C_1$  и  $R_2 C_2$  е толкова по-голямо, колкото по-малко е съпротивлението  $R_{ab}$ , т. е. когато  $R_{ab} = 0$  (плъзгачът на потенциометъра съвпада с извод а).

При този вид схеми са типични съотношенията:  $R_{ac} = 0,4 R_p$  и  $R_{ad} = 0,6 R_p$ .

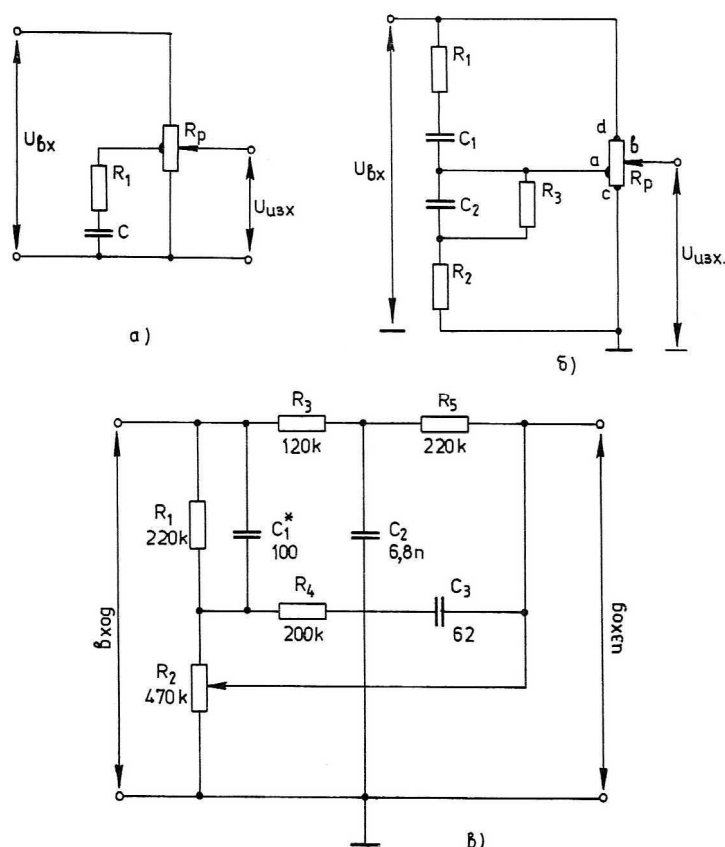
На фиг. 5.2 в е показан тонкомпенсиран регулатор на усилването, решен с обикновен потенциометър.

## 5.5. ТОНКОРЕКТОРИ

Тонкоректорите са устройства, с които се изменя характерът на възпроизвежданите музика и говор. С изменение на честотната характеристика на усилвателя се цели постигане на оптимално слухово възприятие, като на звуковата картина се предаде подходяща темброва окраска.

Тонкоректорите трябва да отговарят на следните изисквания:

- а) плавна и взаимно независима регулировка на амплитудно-честотната



Фиг. 5.2

характеристика в областта както на ниските, така и на високите честоти (осъществява се обикновено в границите  $\pm 10$  до  $\pm 12$  dB);

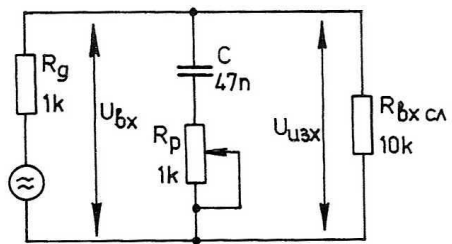
б) неизменност на внесеното от тонкоректора затихване на средните честоти в процеса на регулирането;

в) изпълнение на регулатора от един променлив резистор при неизменни елементи (капацитети) в схемата.

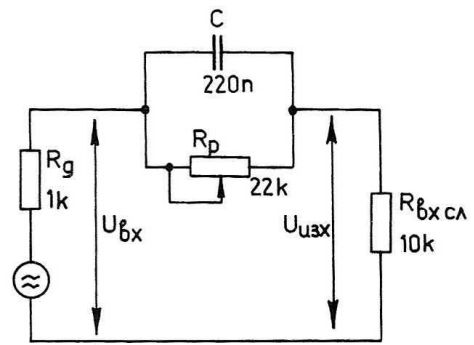
Различни видове тонкоректори са показани на фиг. 5.3 (за високи честоти), фиг. 5.4 (за ниски честоти) и фиг. 5.5 (комбиниран тонкоректор). Елементите от схемата на комбинирания тонкоректор могат да се подразделят на две основни подгрупи:  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_H$  са от тонкоректора за ниски честоти, а елементите  $C_3$ ,  $C_4$  и  $R_B$  - за високи честоти. С комбинирания тонкоректор се постига както спадане, така и подем на честотната характеристика.

Освен като междустъпално звено комбинираният тонкоректор може да бъде включен във веригата на отрицателната обратна връзка. Така чрез регулиране на дълбочината на тази честотно зависима отрицателна обратна връзка се постига желаното изменение на амплитудно-честотната характеристика. Границите на тази регулировка са толкова по-големи, колкото коефициентът на усилване на следващото стъпало е по-голям.

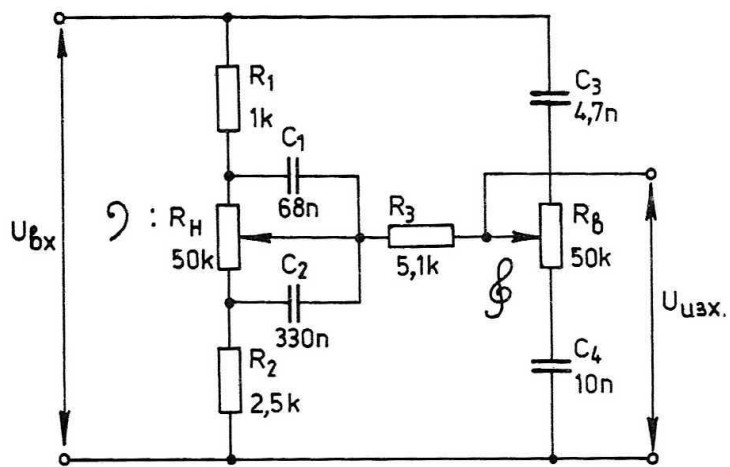
Схемата на тонкоректора, включен във веригата на отрицателната обратна връзка, е показана на фиг. 5.6. При средно положение на потенциометрите  $R_2$  и  $R_6$  коефициентът на предаване на стъпалото е близък до единица поради наличието на транзистора  $T_1$ . Границите на регулиране на амплитудно-честотната характеристика за честоти от 30 Hz и 20 kHz е  $\pm 19$  dB. Изходното съпротивление на предидущото стъпало трябва да е по-малко от 600  $\Omega$  при входно съпротивление на следващото стъпало, по-голямо от 30 k $\Omega$ .



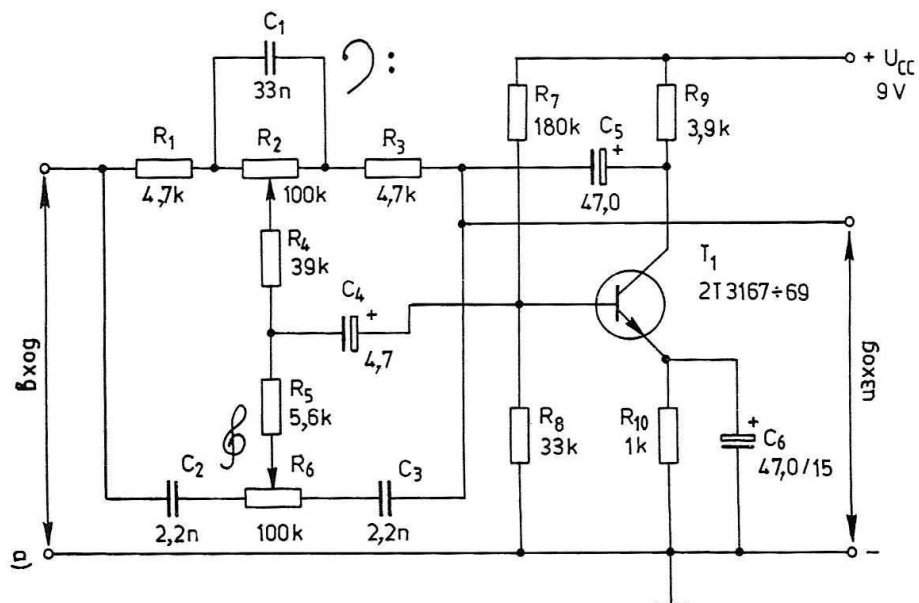
Фиг. 5.3



Фиг. 5.4



Фиг. 5.5



Фиг. 5.6

## 6. ИНТЕГРАЛНИ ОПЕРАЦИОННИ УСИЛВАТЕЛИ

### 6.1. ОБЩИ ЗАБЕЛЕЖКИ

Напоследък все повече в професионалната и любителска практика се прилагат интегрални схеми и в частност *операционни усилватели (ОУ)*. Един често използван ОУ е 709 (1Y0709 (С) - НРБ;  $\mu$ A709 - САЩ; LM709 - САЩ; A109С - ГДР; TAA521 - Белгия; MAA501 - ЧССР;  $\mu$ A709 - УНР).

Видът и символичното означаване на операционния усилвател 709 са показани на фиг. 6.1 а, б, в, г, д, е. На фиг. 6.2 е дадена неговата принципна схема.

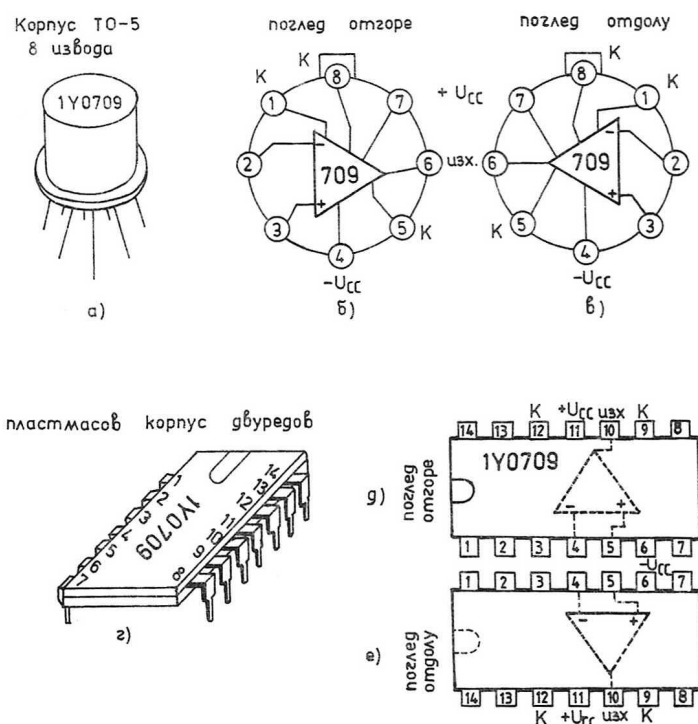
При работа с операционния усилвател не е задължително да се познава основно неговото вътрешно устройство. Разбира се, полезно е да се знаят особеностите на структурата му, за което в специалната литература [5, 7, 8, 13, 26] има достатъчно данни.

Интегралните ОУ имат два входа - инвертиращ (-) и неинвертиращ (+), и един изход. Обикновено на двата входа се подават две различни спрямо маса напрежения. Тогава ОУ усилва разликата между двете входни напрежения и се нарича диференциален. Възможно е ОУ да работи и когато единият от входовете му е свързан към маса.

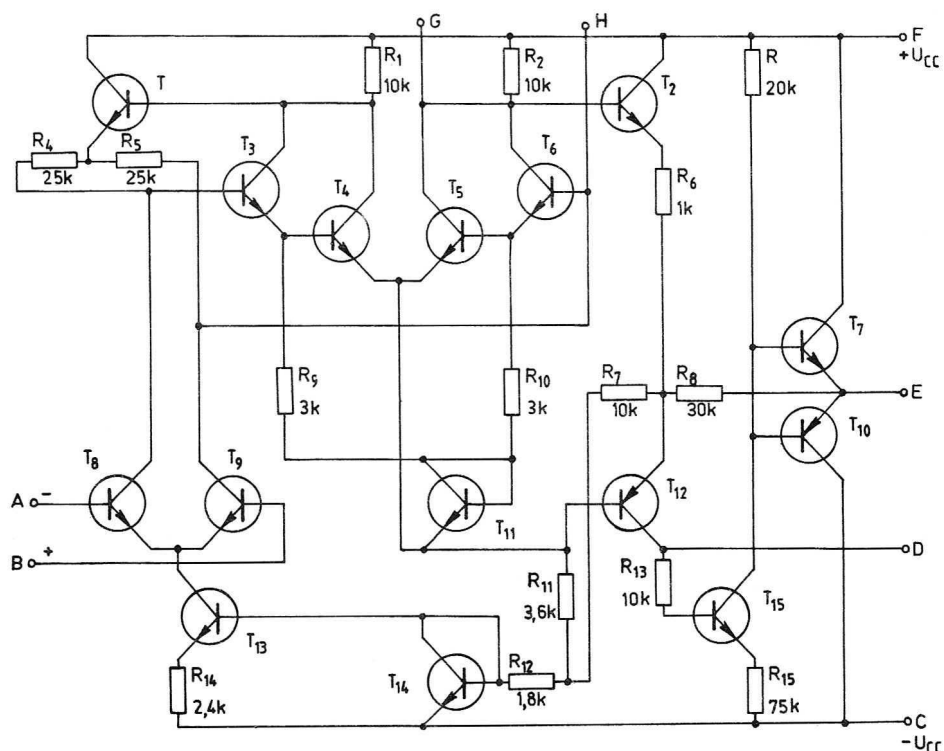
Коефициентът на усилване с обратна връзка ( $A_E = U_{\text{изх}}/U_{\text{вх}} > 25 \cdot 10^3$ ) зависи от дълбочината и.

Входното диференциално стъпало на ОУ има входно съпротивление, надвишаващо 150 k $\Omega$ , докато изходното съпротивление е от порядъка на омеги до стотици омеги и зависи от дълбочината на отрицателната обратна връзка. Крайното стъпало обикновено е двутактен емитерен повторител.

Големият коефициент на усилване на ОУ и наличието на фазови закъснения правят операционния усилвател неустойчив и склонен към самовъзбуждане. За предотвратяване на това явление се използват RC групи (*честотно компенсиращи елементи*), които се



Фиг. 6.1

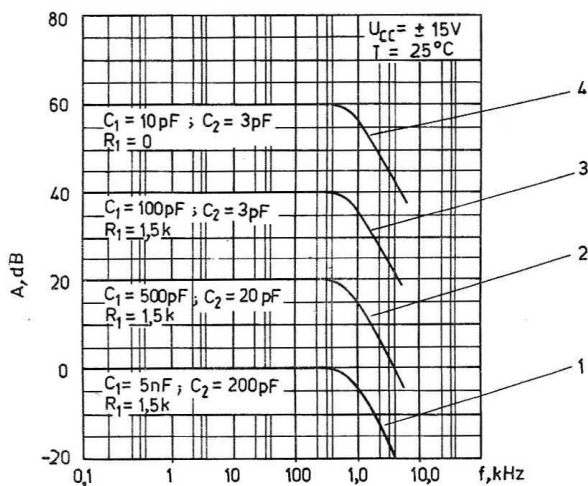


Фиг. 6.2

включват към специални изводи на интегралната схема. Съществуват ОУ с вградени елементи за честотна компенсация. На фиг. 6.3 е показана зависимостта на коефициента на усилване  $A$  (без обратна връзка) от честотата при различни стойности на елементите за корекция  $C_{k1}$ ,  $C_{k2}$  и  $R_k$ .

Операционният усилвател има пет основни извода: два за свързване към захранващото напрежение (F и C), два за подаване на входни сигнали (A, B) и един за извеждане на изходния сигнал (E).

Захранването на ОУ се осъществява обикновено от два разнополярни токоизточника, но е възможно захранване и само от един токоизточник. Последователно на захранващите проводници могат да се поставят предпазни диоди. Филтриращите кондензатори се свързват непосредствено към изводите на интегралната схема. *Размяната на поляритета на захранващите напрежения при включването им към изводите е недопустима*, защото незабавно води до **повреда** в ОУ. В каталозите за операционни усилватели се дават максималните и минимални стойности на захранващите напрежения. Така за 709  $U_{CCmax} = \pm 18 V$  и  $U_{CCmin} = \pm 9 V$ . На практика се работи със захранващо напрежение, по-ниско от максимално допустимото, например  $U_{CC} = \pm 15 V$ . Отклоненията от номиналната стойност на захранващото напрежение не трябва да надвишават + 20% при пулсации, не по-големи от 1%.



Фиг.6.3

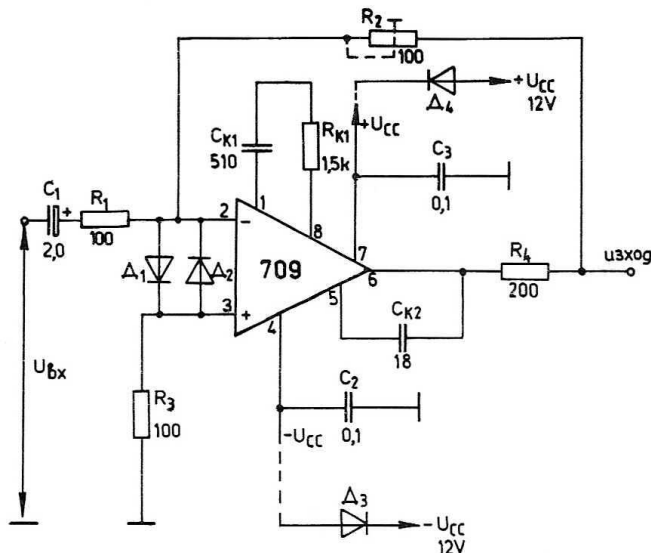
Когато операционните усилватели са без защита на входа (напр. 709), паралелно между инвертиращия и неинвертиращия вход е наложително да се свържат диоди за предпазване от недопустимо високи входни сигнали. За защита от късо съединение в изхода последователно се поставя резистор със стойност от порядъка на 200  $\Omega$ .

Усиленият променливотоков сигнал се получава с около 2 V по-малка амплитуда от стойността на захранващото напрежение.

## 6.2. УСИЛВАТЕЛНИ СХЕМИ С ОПЕРАЦИОННИ УСИЛВАТЕЛИ

### 6.2.1. Инвертиращ усилвател

Схемата (фиг. 6.4) съдържа операционния усилвател 709, елементите за корекция  $C_{k1}$ ,  $C_{k2}$  и  $R_{k1}$ , подобрани съобразно усилваната честотна лента (фиг. 6.3), диодите  $D_1$  и  $D_2$  за предпазване на входа, резистора  $R_4$  за предпазване на изхода от късо съединение, диодите  $D_3$  и  $D_4$  за предпазване от погрешно подаване на захранващото напрежение, филтриращите кондензатори  $C_2$  и  $C_3$ , резистора за осъществяване на обратна връзка  $R_2$ , входния резистор  $R_1$  и резистора за термостабилизация на режима  $R_3$ .



◀ Фиг. 6.4

Коефициентът на усилване се определя като отношение между съпротивленията на резисторите  $R_2$  и  $R_1$  (в случая  $A_F = 1000$  пъти).

Слуховият орган на човека възприема звуковите вълни по логаритмичен закон. Затова коефициентът на усилване  $A_F$  се дава в логаритмични единици - децибели (dB) или неperi (Np), като се използват формулите  $A_{F,(dB)} = 20 \lg A_F$  и  $A_{F,(Np)} = \ln A_F$ . За удобство при изчисленията се изготвят таблици или номограми. Такава номограма [17] е показана в приложение 3. Върху първата скала са нанесени изходните величини: мощност ( $P_2$ ), напрежение ( $U_2$ ) и ток ( $I_2$ ); върху третата скала - входните величини: мощност ( $P_1$ ), напрежение ( $U_1$ ) и ток ( $I_1$ ), а върху средната - коефициентът на усилване. Използването на номограмата е илюстрирано с пример, при който по дадени  $U_2$  и  $U_1$  се прекарва т. нар. *решаваща права* и пресечната и точка със средната скала дава търсения резултат.

Сигналът на изхода е инвертиран (обърнат по фаза) спрямо входния.

Резисторът  $R_3$  се определя, като паралелна комбинация от резисторите  $R_1$  и  $R_2$ .

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$



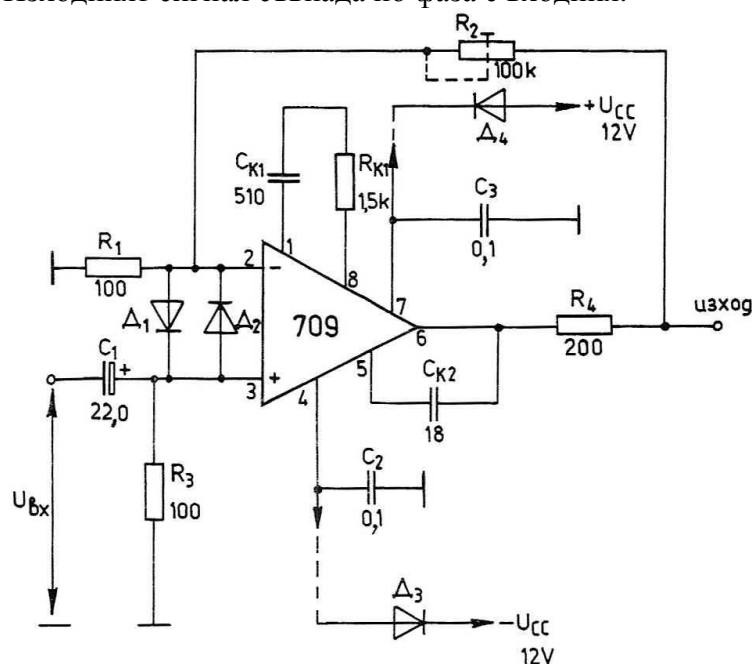
Ако вместо постоянен резистор  $R_2$  при така осъществената обратна връзка се използва потенциометър, свързан, както е показано с прекъснатата линия, коефициентът на усилване може да се променя в широки граници. Когато  $R_2 = R_1$ , усилвателят се превръща в инвертор с коефициент на предаване точно 1. Типичните стойности на елементите за този вид схеми са дадени в табл. 6.1.

Таблица 6.1

$A_F$	Инвертиращ усилвател			Неинвертиращ усилвател		
	$R_1$ k $\Omega$	$R_2$ k $\Omega$	$R_{BX}$ k $\Omega$	$R_1$ k $\Omega$	$R_2$ k $\Omega$	$R_{BX}$ k $\Omega$
1	10	10	10	1	0	750
10	1	10	1	1	9	400
100	1	100	1	0,1	9,9	280
1000	0,1	100	0,1	0,1	99,9	80

### 6.2.2. Неинвертиращ усилвател

Предназначението на елементите от тази схема (фиг. 6.5) е същото както при инвертиращия усилвател. Входният сигнал се подава на неинвертиращия вход. Изходният сигнал съвпада по фаза с входния.



Фиг. 6.5

Коефициентът на усилване зависи от стойностите на резисторите  $R_1$  и  $R_2$ :

$$A_F = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

Резисторът  $R_3$  се определя като паралелна комбинация от резисторите  $R_1$  и  $R_2$ :

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}.$$

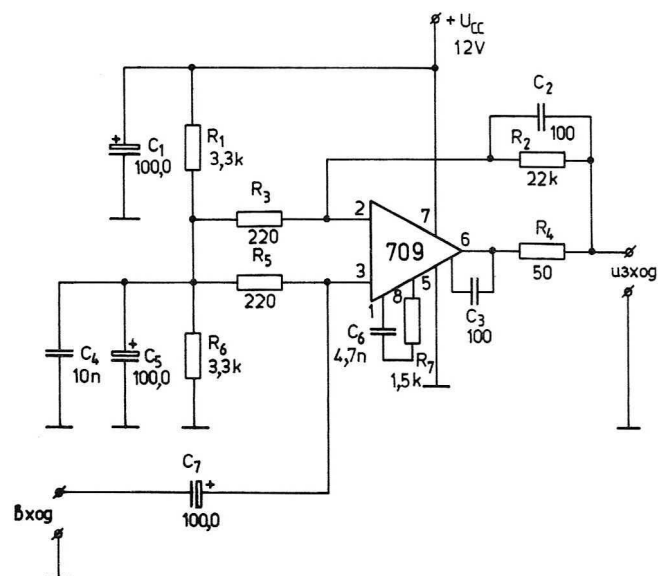
Ако се използва променлив резистор вместо постоянния  $R_2$  (показано с прекъсната линия), може да се постигне промяна на коефициента на усилване в определени граници.

Във втората колонка на табл. 6.1 са дадени някои типични стойности на  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_{вх}$  на този усилвател, както и възможността за получаване на повторител.

### 6.3. ПРЕДУСИЛВАТЕЛИ С ИНТЕГРАЛНИ СХЕМИ

#### 6.3.1. Предусилвател с несиметрично захранващо напрежение

Работният режим е осигурен от делителя  $R_1$ - $R_6$  и филтриращите кондензатори  $C_4$ - $C_5$  (фиг. 6.6). Входният прехвърлящ кондензатор  $C_7$  се избира с капацитет, пропускащ най-ниската честота от усилваната честотна лента. Коефициентът на усилване е 100 ( $A_F = 40$  dB). Кондензаторите  $C_3$  и  $C_6$  и резисторът  $R_7$  образуват



Фиг. 6.6

веригите за честотна корекция. Спадането на честотната характеристика при ниски честоти се определя от капацитета на кондензатора  $C_7$ , а при високи честоти - от  $C_2$ . Входното съпротивление на усилвателя е 220  $\Omega$ .

#### 6.3.2. Предусилватели с корекция на честотната характеристика в зависимост от източника на звуков сигнал

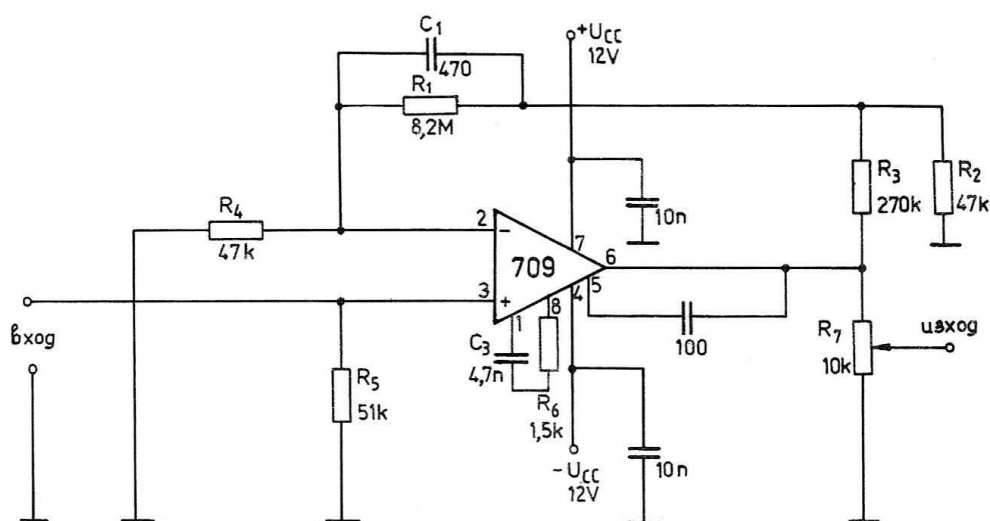
Схемата на предусилвател за универсална магнетофонна глава (фиг. 6.7) осигурява необходимата честотна корекция: повдигане на ниските честоти, което е необходимо за магнетофонни предусилватели. Елементите в обратната връзка са  $C_1$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ . За схемата при ниски честоти  $A_{FH} = 1000$  пъти, а при високи честоти  $A_{FB} = 9$  пъти.

На фиг. 6.8 е показана схема на предусилвател за електромагнитна грамофонна доза. Амплитудно-честотната му характеристика е показана на фиг. 6.9. Тя е известна като крива RIAA.

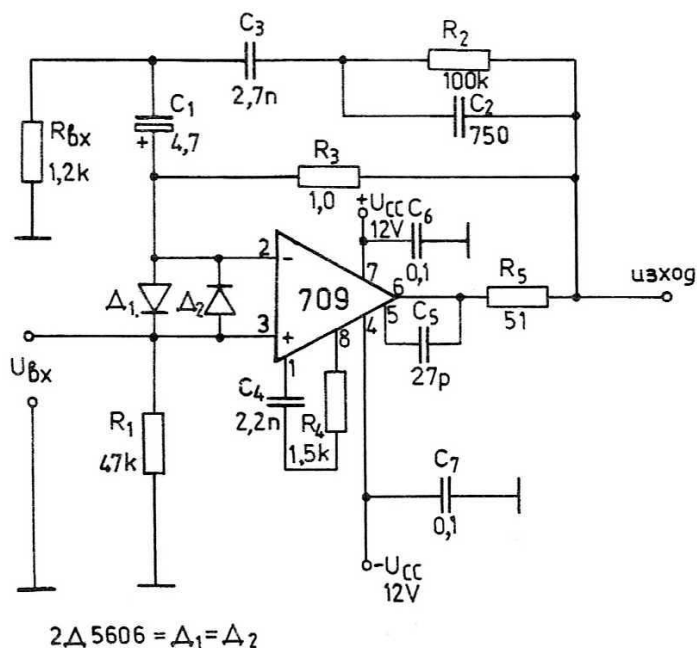
Корекцията на честотната характеристика на грамофонния запис се налага от следните съображения. При записването на грамофонната плоча записващият резец се движи с постоянна скорост при определена амплитуда на регистрирания сигнал. Ако амплитудата на напречните колебания на резаца е такава, че на честота 1 kHz

границите на записваната пътечка стават равни на стъпката на записа, то при по-ниските честоти резецът ще преминава в съседните пътечки. По-високите честоти ще предизвикат по-малки премествания на резеца. Напречните колебания на резеца обаче трябва да бъдат еднакви за всички записвани честоти. Затова амплитудата на регистрираните колебания с честота до 500 Hz трябва да се намали, а с честоти от 2 kHz до 20 kHz - да се увеличи. От друга страна, необходимо е също да се намалят високочестотните шумове. Всички тези корекции се извършват още при грамофонния запис.

При възпроизвеждане се извършва възстановяване на записаната звукова картина. Този процес се нарича *обратна честотна корекция на записа*. Идеалната крива, по която трябва да се извърши корекцията, е показана с прекъсната линия на фиг. 6.9. Върху ординатната ос (вляво) е нанесен коефициентът на усилване в децибели, отнесен към неговата стойност при честота 1 kHz. Върху ординатната ос (вдясно) е нанесен коефициентът на усилване по напрежение. При честота 1 kHz този коефициент има стойност  $A_F = 100$  пъти (40 dB).

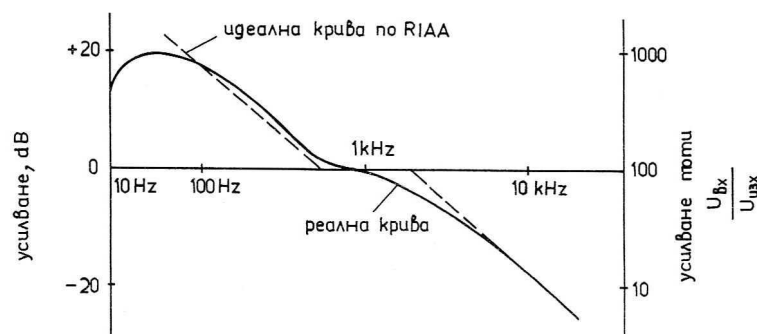


Фиг. 6.7



Фиг. 6.8

Схемата от фиг. 6.8 има следните особености. Резисторът  $R_1$  съгласува входното съпротивление на предусилвателя с изходното съпротивление на електромагнитната доза.



Фиг. 6.9

Резисторите  $R_{BX}$  и  $R_2$  осигуряват коефициент на усилване по напрежение  $A_F = 100$  при честота 1 kHz. Резисторите  $R_{BX}$  и  $R_3$  осигуряват коефициент на усилване 1000 на честота 50 Hz. Кондензаторът  $C_2$  шунтира резистора  $R_2$  за честоти, по-високи от 2 kHz и осигурява спадане на коефициента на усилване до 10 за честота 20 kHz. Резисторът  $R_{BX}$ , и кондензаторът  $C_3$  осигуряват спадане на коефициента усилване за честоти, по-ниски от 30 Hz. Действителната крива на честотната характеристика, получена в резултат на корекцията, е показана на фиг. 6.9 с плътна линия.

### 6.3.3. Комбиниран предусилвател

На фиг. 6.10 е показана схемата на комбиниран предусилвател. Тази схема е с по-универсално предназначение. Тя може да се използва за коригиране на честотните характеристики при грамофони с електромагнитна доза, при възпроизвеждане на магнетофонни записи на скорост 9,5 cm/S и при възпроизвеждане на магнетофонни записи при скорост 19 cm/S. Основните варианти на корекция (за тези три случая) се избират чрез превключвателя К - съответно на положение I, II, III.

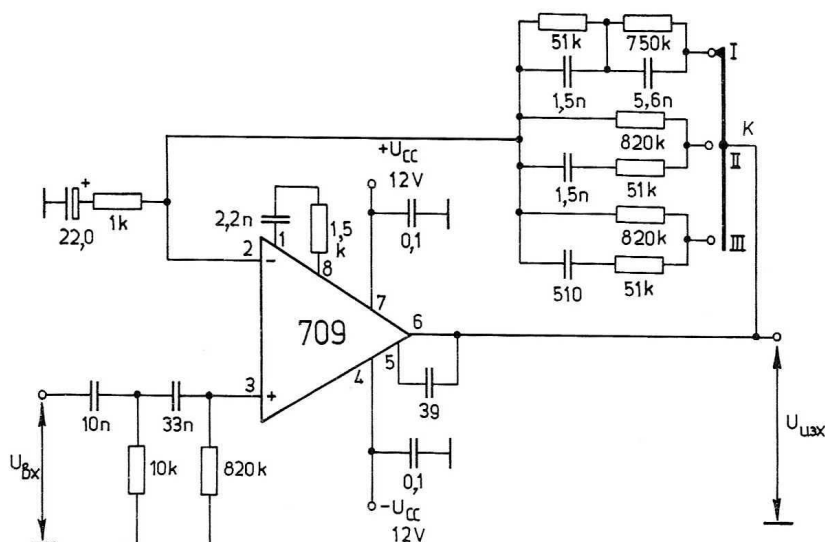
### 6.3.4. Тонкоректор с интегрална схема

Тонкоректорите с интегрални схеми имат същото предназначение, както и транзисторните. Осъществяват се с RC вериги в обратната връзка на усилвателя.

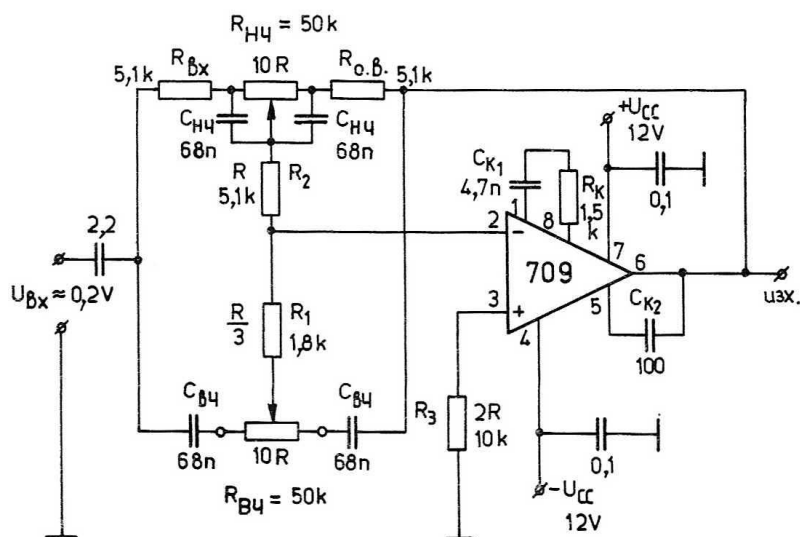
Една практическа схема на тонкоректор с операционен усилвател е показана на фиг. 6.11. При тази схема е осигурено спадане на честотната характеристика за честоти, по-ниски от 500 Hz и по-високи от 2 kHz.

С потенциометъра  $R_{НЧ}$  се регулира усилването за ниските честоти (басите). При крайно ляво положение на неговия плъзгач коефициентът на усилване за честота 10 Hz е равен приблизително на  $10 R/R \approx 10$ , а при крайно дясно положение -  $R/10 R \approx 0,1$ . Кондензаторите  $C_{НЧ}$  шунтират потенциометъра  $R_{НЧ}$  на честоти между 50 и 500 Hz.

Веригата, състояща се от потенциометъра  $R_{ВЧ}$ , резистора  $R_1$  и кондензаторите  $C_{НЧ}$ , при крайно ляво положение на  $R_{ВЧ}$  осигурява коефициент на усилване  $A_F = 10$  при честота  $f_B = 20$  kHz. За същата честота, при крайно дясно положение на  $R_{ВЧ}$ , коефициентът на усилване е  $A_F = 0,1$ . Когато плъзгачите на двата регулатора  $R_{ВЧ}$  и  $R_{НЧ}$ , честотната характеристика на регулатора е плоска (фиг. 6.12).



Фиг. 6.10



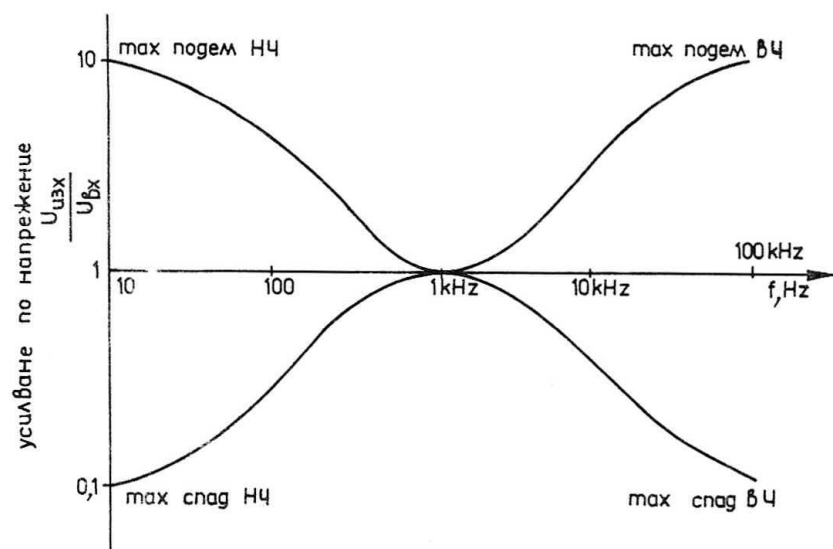
Фиг. 6.11

#### 6.4. КРАЙНИ УСИЛВАТЕЛИ С ИНТЕГРАЛНИ СХЕМИ

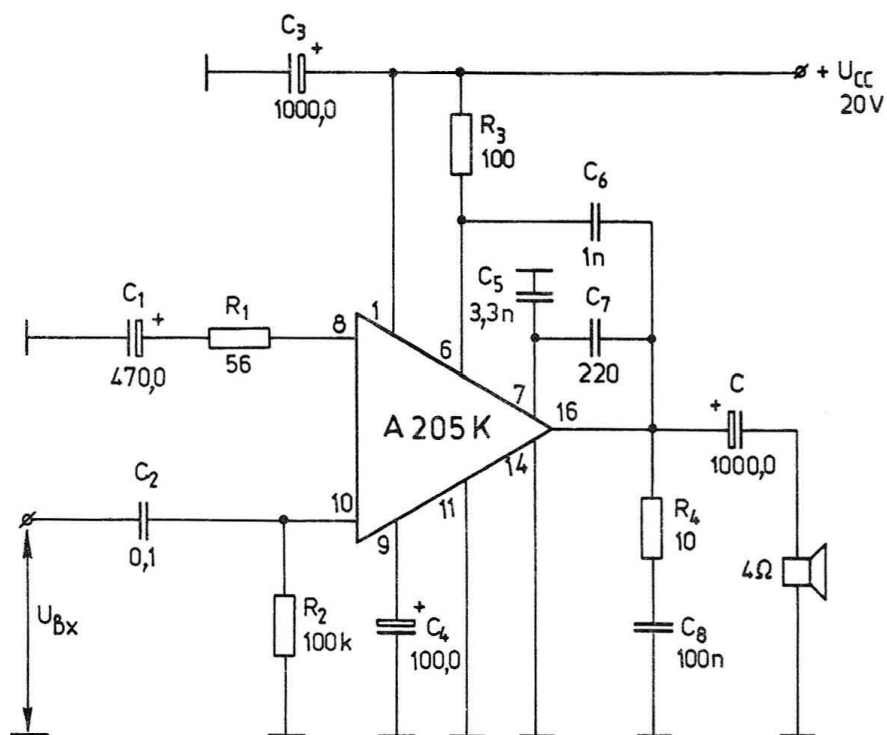
С тези схеми може да се получи изходна мощност от няколко вата до няколко десетки вата при коефициент на нелинейни изкривявания от 0,1% до няколко процента в зависимост от типа на използваната интегрална схема. Комплектът "Електроник-2" не съдържа крайна усилвателна интегрална схема и даденият пример е за сведение на онези любители, които разполагат например с интегралната схема тип А205К (производство на ГДР).

Схемата на краен усилвател за товарно съпротивление  $4 \Omega$  и изходна мощност  $P_T = 5 \text{ W}$  при честотна лента от  $f_H = 50 \text{ Hz}$  до  $f_B = 17 \text{ kHz}$  е показана на фиг. 6.13.

Използува се един захранващ токоизточник с максимална стойност на напрежението  $U_{CC} = 20 \text{ V}$ . Входният сигнал се подава през кондензатора  $C_2$  на резистора  $R_2$  към извод 10 на интегралната схема.



Фиг. 6.12



Фиг. 6.13

Елементите  $C_1$ - $R_1$  са включени към извод 8 и осъществяват отрицателна обратна връзка. Кондензаторите  $C_3$  и  $C_4$  са филтриращи (препоръчва се  $C_3$  да се монтира близо до интегралната схема). Елементите  $C_5$ ,  $C_7$ ,  $C_8$ ,  $R_4$  се поставят за предотвратяване на самовъзбуждането. Елементите  $C_6$  и  $R_3$  са от веригата на захранването.

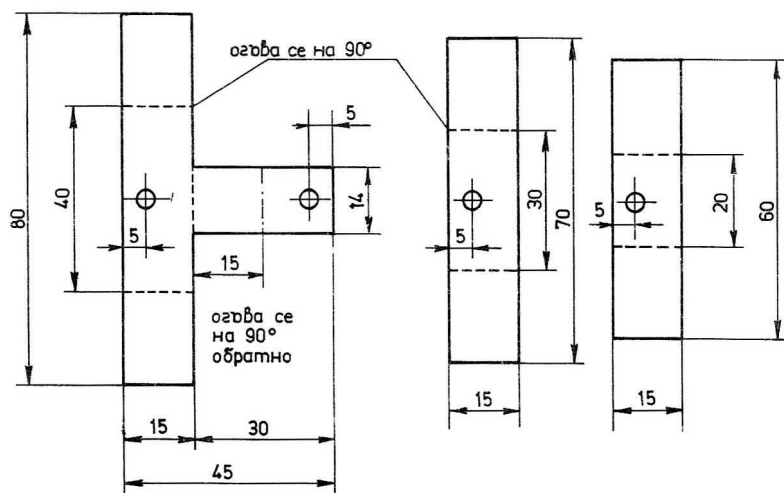
## 7. СВЪРЗВАНЕ НА УСИЛВАТЕЛНИТЕ СЪПАЛА В ЦЯЛОСТНА СХЕМА

Проектирането и построяването на усилвателни устройства е трудна задача, понякога даже непосилна за начинаещи конструктори, които нямат специална подготовка.

В такива случаи се препоръчва макетиране и настройка на отделните съпала и след това свързването им в цялостна схема. В този процес почти винаги възникват проблеми във връзка с отстраняване на някои неприятни явления като брум, самовъзбуждане, шумове и др. Тогава трябва да се проверят отново токозахранващият източник, филтриращите елементи, развързващите филтри, отрицателните обратни връзки (ако е необходимо се въвеждат нови), подбират се транзистори във входните съпала с по-малък собствен шум и т. н.

Усилвателните устройства могат да бъдат изградени изцяло с транзистори, с операционни усилватели или с транзистори и интегрални схеми.

Построяването на усилвателя започва с монтиране на крайното съпало - усилвателя на мощност. След това се изработват междинните съпала, тонкоректорите и регулаторите на усилването. Входните вериги и предусилвателите се изработват най-накрая. Когато входното съпало е комбинирано (за различни звукови източници), конструирането и изработката му изискват освен входните съединители да се предвидят и делители, превключватели и, разбира се, грижлива екранировка.

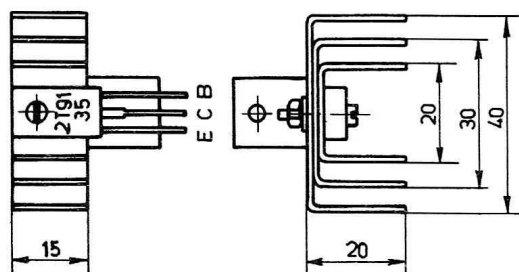


Фиг. 7.1

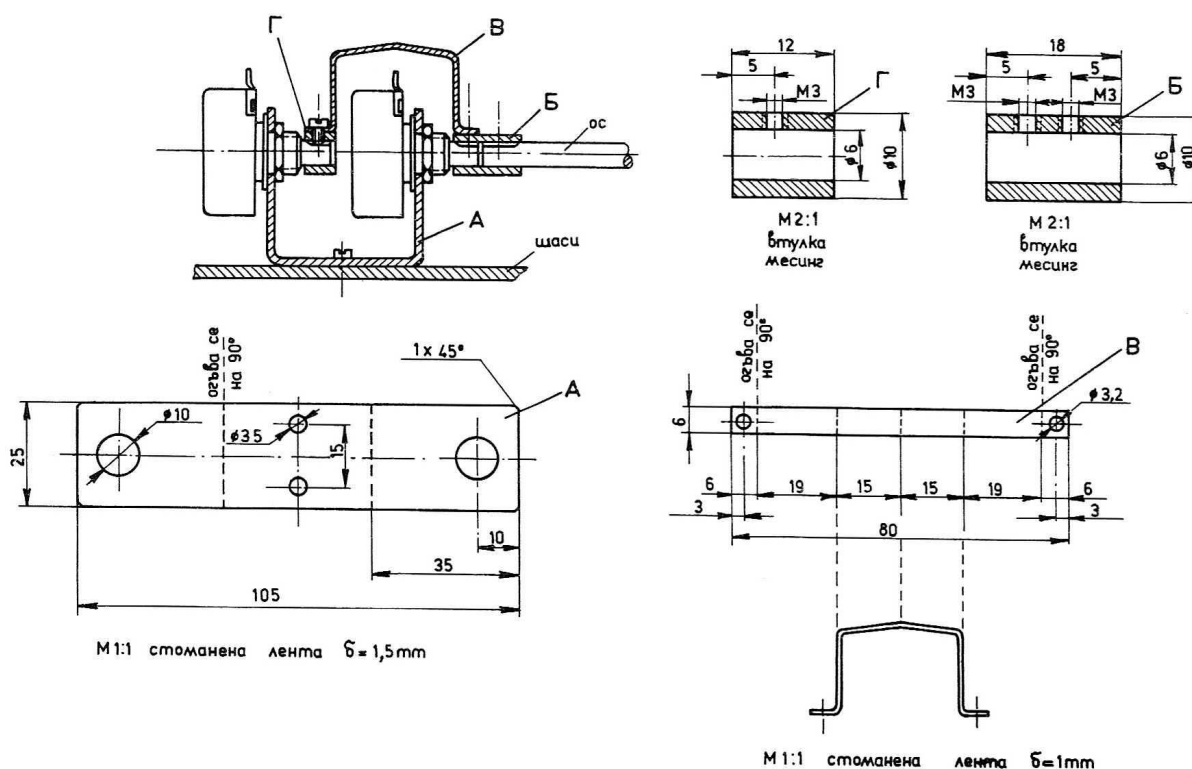
Наред с електрическия монтаж при изработване на усилвателя се извършват и някои чисто механически работи. Например изработването на радиаторите за крайните транзистори е по силите на всеки млад конструктор. Ако усилвателят има крайно съпало с транзистори тип 2Т9135 и 2Т9136 и отдава мощност 1,5 W, изчислената площ на радиаторите се получава около 28 cm<sup>2</sup>. При изработване на радиатора от медна или алуминиева плоча размерите му са големи и той заема много място. Затова се предпочита комбиниране на няколко ленти, огънати във формата на буквата "П" (фиг. 7.1 и фиг. 7.2). Плоскостта, върху която ще се закрепят транзисторът, трябва предварително добре да се шлифова. Освен това повърхнините на всички допиращи се ленти трябва да са съвсем гладки. Закрепването на транзистора върху радиатора се извършва посредством винт и гайка, като колекторната част се допира до радиатора. Транзисторът с радиатор се закрепва върху печатната платка чрез друг винт и гайка, като се използва отворът в радиаторната пластина. Не трябва да се разчита на закрепване посредством изводите на транзистора. Масата на целия възел е голяма и при вибрации съществува опасност от прекъсването им.



Радиаторът може да се монтира върху шасито, но транзисторът трябва да се изолира електрически от него с помощта на слюдена пластинка. За подобряване на топлоотдаването мястото на допиране на колектора със слюдената пластинка трябва да се намаже с тънък слой *силиконова паста*. В любителски условия е за препоръчване възелът радиатор - транзистор да се монтира върху изолационна плочка от гетинакс, стъклотекстолит и др.

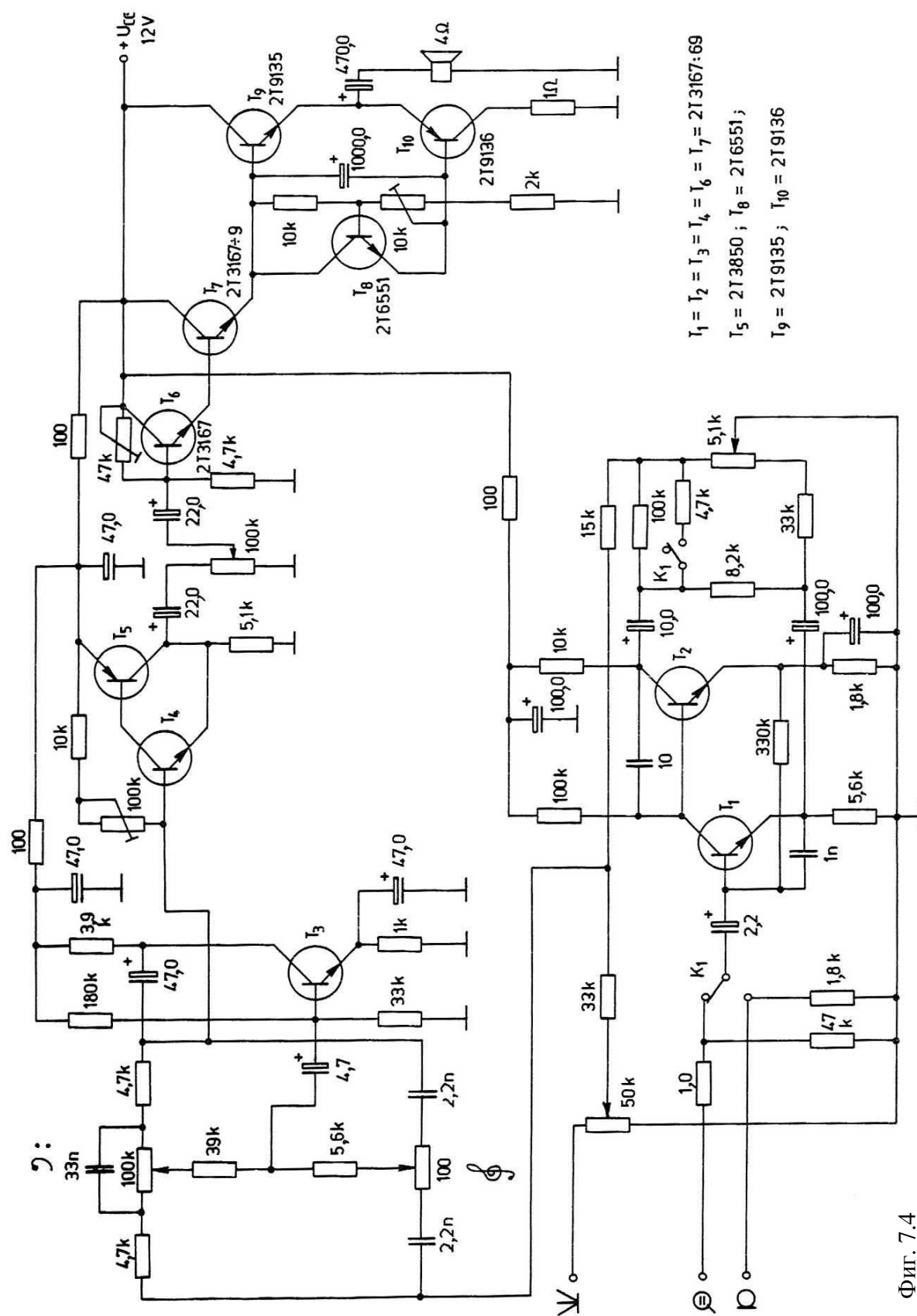


Фиг.7.2



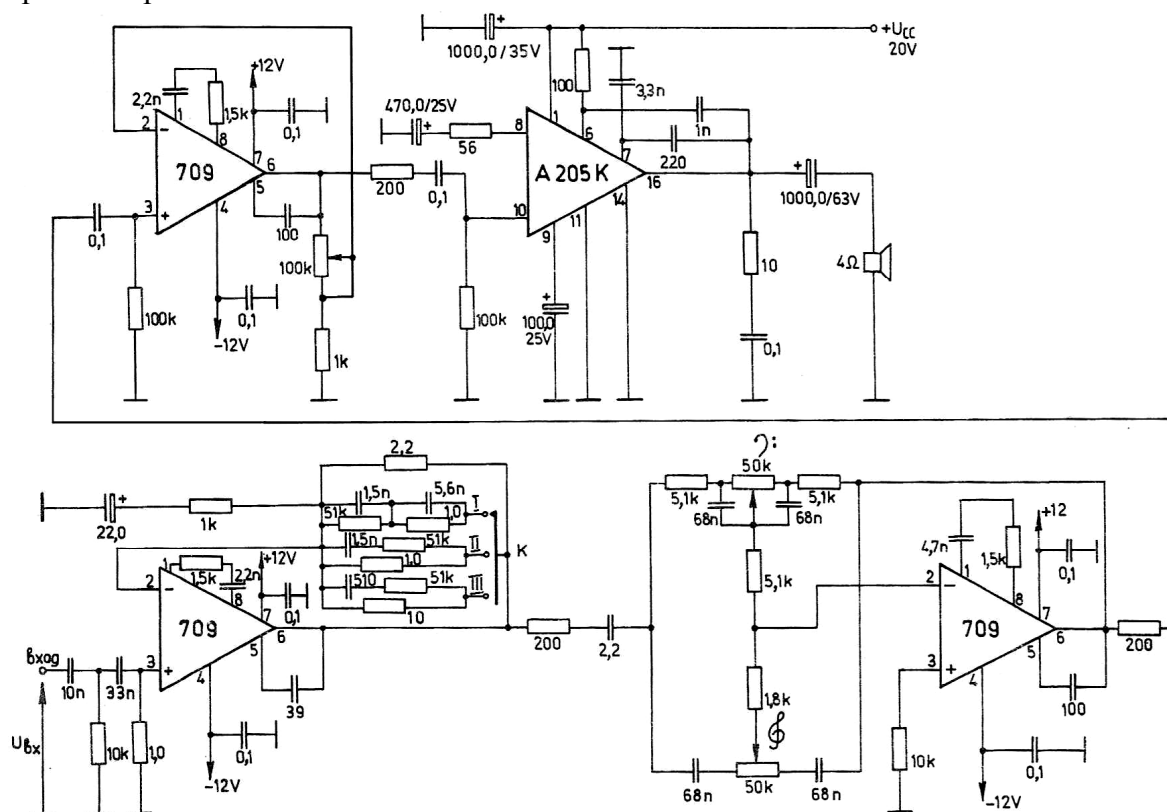
Фиг. 7.3

Изработването на стерео усилвател изисква освен двата усилвателни канала още и органи за управление, които имат обща механична конструкция. Такива са регулаторите за усилването, тонкоректорите, регулаторът на баланса и др. Понякога е трудно да се намерят сдвоени регулатори за стереоуредби, поради което се препоръчва да се изработят от единични потенциометри по начин, показан на фиг. 7.3. Синхронизирането на такава конструкция не е прецизно, но напълно задоволително за нуждите на любителите.



Фиг. 7.4

На фиг. 7.4 е показана принципната схема на транзисторен усилвател с изходна мощност 1,5 W, а на фиг. 7.5 - усилвател с интегрални схеми и изходна мощност 5 W. Когато изходната мощност надвишава  $15 \div 20$  W, крайното стъпало се изработва с транзистори.



Фиг. 7.5

## 8. ПРИЛОЖЕНИЕ НА НИСКОЧЕСТОТНИ УСИЛВАТЕЛНИ СХЕМИ

### 8.1. ЗВУКОВИ ГЕНЕРАТОРИ ЗА ИЗУЧАВАНЕ НА ТЕЛЕГРАФНИТЕ ЗНАЦИ

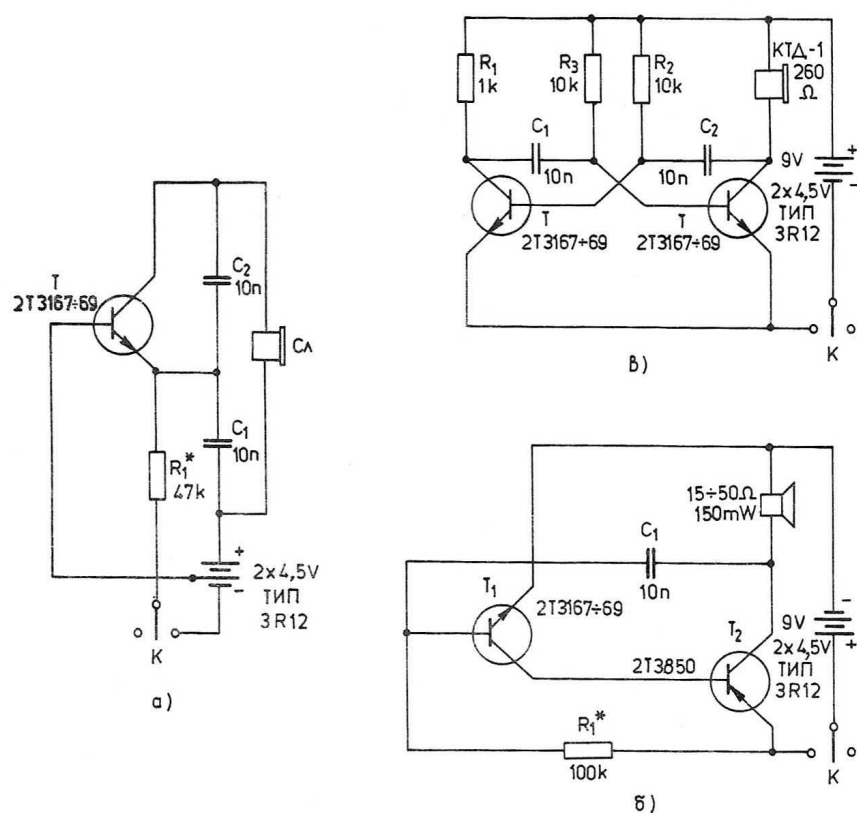
Когато изходът на един усилвател се свърже с неговия вход, чрез подходящи елементи, се получава генератор. Такива генератори (фиг. 8.1 а, б, в) могат да послужат за изучаване на Морзовата азбука.

Честотата на генерираните колебания на подобни устройства се избира в границите от  $600 \div 1000$  Hz. Схемата от фиг. 8.1 а е удобна за случаите, когато се работи с високоомна слушалка. Елементите  $C_1$ ,  $C_2$  и  $R_1$  са *честотноопределящи*. За захранване се използват две батерии тип 3R12 (по 4,5 V) за фенерче, свързани последователно, като базата на транзистора е захранена от средната точка. Телеграфният ключ К свързва резистора  $R_1$  с отрицателния полюс на батерията. Така се осигурява генериране (при натиснат ключ) и пауза (при отпуснат ключ).

Схемата от фиг. 8.1 б е двустъпална и е изградена с два разнополярни транзистора. Честотата се определя от два елемента  $R_1$  и  $C_1$ . Крайното стъпало е свързано с високоговорител със съпротивление, не по-малко от 15 Ω.

Съображенията за избора на токозахранващия източник и телеграфния ключ са същите както при схемата от фиг. 8.1 а.

Схемата от фиг. 8.1 в се нарича симетричен мултивибратор с честотно определящи елементи  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $R_2$  и  $R_3$ . В колекторната верига на втория транзистор ( $T_2$ ) е включен



Фиг. 8.1

телефонен капсул тип КТД-1 със съпротивление 260  $\Omega$ . Когато телеграфният ключ К не е натиснат, мултивибраторът не получава захранване - това е паузата. Когато се натисне ключът К, мултивибраторът заработва и звукът се чува от капсула, тъй като неговата мембрана трепти с честотата на мултивибратора.

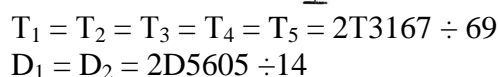
Когато се налага телеграфните знаци да бъдат възприемани от повече хора, изходът на всяка от разгледаните схеми може да се свърже с входа на по-мощен усилвател.

## 8.2. ПРИСТАВКА КЪМ ЕЛЕКТРИЧЕСКА КИТАРА С ДЕЛИТЕЛ НА ЧЕСТОТАТА

С подобни приставки (фиг. 8.2) се постига делене на честотата, при което строят на китарата се намалява точно с една октава. Това дава възможност за получаване на интересни звукови ефекти. Приставката се включва между предусилвателя и следващите стъпала на усилвателя.

Първото стъпало на приставката ( $T_1$ ) е свързано по схема с общ колектор. Второто стъпало ( $T_2$  и  $T_3$ ) е усилвател-ограничител, който преобразува входния сигнал в поредица от правоъгълни импулси. Тази поредица от импулси не зависи от формата и амплитудата на входния сигнал. Деленето на този сигнал се извършва от тригера ( $T_4$ ,  $T_5$ ).

Времеконстантите на колекторно-базовите връзки са така подбрани, че осигуряват делене на честотата в диапазона от 80 ÷ 1500 Hz. Изходното ниво на сигнала



се регулира с потенциометъра  $R_{15}$ . Ключът К се използва за осигуряване на т. н. *мек и твърд режим*. Когато е включен към кондензатор  $C_7$ , получава се *интегриране на изходните импулси*. Това води до намаляване на висшите хармонични и звуковата картина става по-бедна.

Същността на *"фас"-ефекта* (от английската дума fuzz – разпрашен, неясен) се състои в преобразуване на сигнала от китарата или друг инструмент в правоъгълни импулси. При това у слушателя се създава впечатление, че сигналът се пръска (разпилява) на голямо количество високочестотни съставки, придаващи на звуковата картина своеобразна окраска. За получаване на подходящ тембър в някои конструкции се използват филтри.

Разглежданата приставка (фиг. 8.3) представлява устройство, предназначено за преобразуване на сигнала с цел увеличаване висшите нечетни хармонични. За получаване на ефекта вибрато се използва амплитудна модулация на входния сигнал.

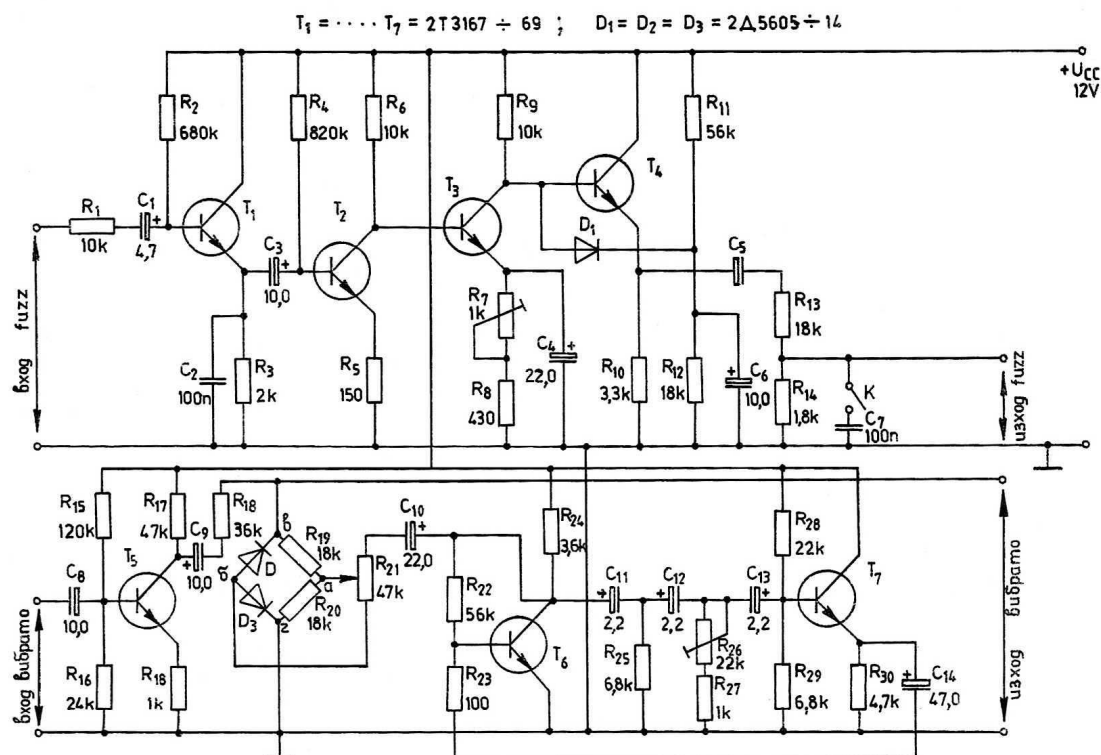
Преобразуването на спектъра се извършва от транзисторите  $T_1, T_2, T_3, T_4$ . Устройството vibrato съдържа усилвател ( $T_5$ ), балансен модулатор ( $D_2, D_3$ ) и генератор на инфраниски честоти ( $T_6, T_7$ ).

Преобразователят на спектъра съдържа два емитерни повторителя - входен и изходен ( $T_1$  и  $T_4$ ), усилвател-ограничител ( $T_2$  и  $T_3$ ). Дiodът  $D_1$  е предназначен за допълнително ограничаване на сигнала в колектора на  $T_3$  до нивото на потенциала, определен от делителя  $R_{11}$ ,  $R_{12}$ .

Изходният сигнал се сменя от делителя  $R_{13}$ ,  $R_{14}$ . Кондензаторът  $C_7$  и ключът  $K$  служат за т. н. омекобяване на изходния сигнал. При затворен ключ изходните импулси се интегрират и силно намалява нивото на висшите хармонични.

Честотата на генератора вибратор се изменя в границите от  $3 \div 8 \text{ Hz}$  с помощта на резистора  $R_{26}$ . Изходната амплитуда на генератора се регулира с резистора  $R_{21}$ .

Балансният модулатор е включен в изходната верига на усилвателя ( $T_5$ ) и съдържа елементи ( $D_2$ ,  $D_3$ ,  $R_{19}$  и  $R_{20}$ ), свързани в *мостова схема*, която с резистора  $R_{18}$  образува делител за входния сигнал. Между точки *a* и *b* от мостовата схема е включен изходът на генератора вибратор. Така може да се променя съпротивлението на клоната от делителя, съдържащ мостовата схема. Но тези промени водят до управление на



изходния сигнал по амплитуда - амплитудна модулация в такт с честотата на генератора вибратор. Дълбочината на тази модулация се регулира с резистора  $R_{21}$ . За по-добро подтискане на хармоничните елементи в мостовата схема се избират с минимални производствени толеранси.

#### 8.4. ПРИСТАВКА КЪМ ЕЛЕКТРИЧЕСКА КИТАРА ЗА ПОЛУЧАВАНЕ НА ЕФЕКТ "ДИСТОШЪН"

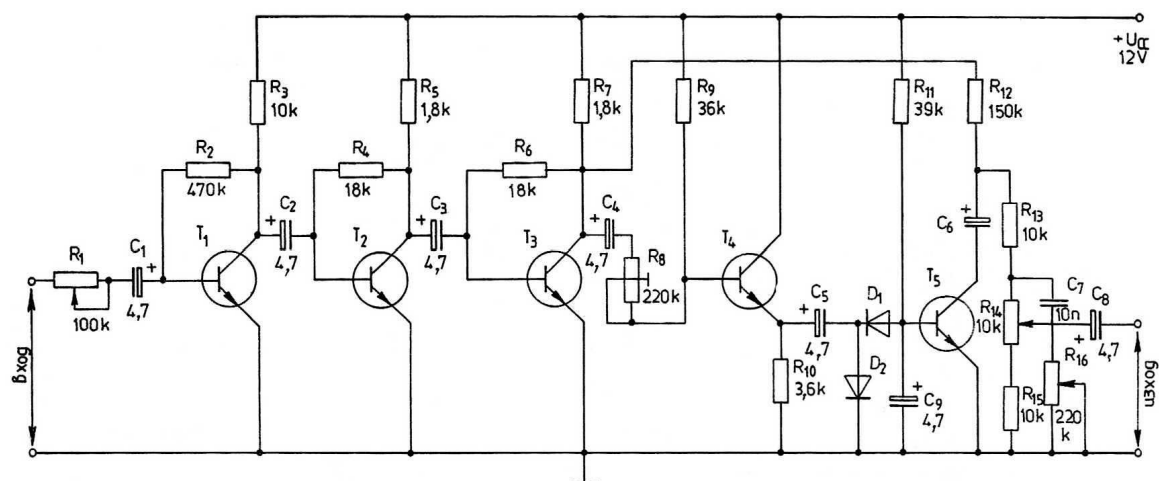
Ефектът „*дистошън*” (distortion - изкривен, деформиран), по възприятие е много близък до "фас"-ефекта. Той се заключава в двустранно ограничаване на входния звуков сигнал с цел повишаване броя на висшите хармонични.

Устройството (фиг. 8.4), с което се реализира ефектът „дистошън“, представлява двустранен амплитуден ограничител. Определени различия в спектралния състав на звука между приставките с "фас"-ефект и "дистошън" могат да бъдат установени само от опитни музиканти професионалисти.

Китари, свързани с този вид приставки, имат тембър на звучене, близък до кларнета, саксофона или виолончелото.

Усилвател-ограничителят на тази приставка обикновено се конструира с голям коефициент на усилване, поради което тя е чувствителна към различни видове смущения. Схемата, която е разгледана, не притежава този недостатък [3].

Входният сигнал се усилва и ограничава двустранно от първите три стъпала ( $T_1$ ,  $T_2$  и  $T_3$ ). Така ограниченият сигнал се сменя от колектора на транзистора  $T_3$  и се подава на входа на емитерния повторител ( $T_4$ ), а от неговия изход - на детектора ( $D_1$ ,  $D_2$ ,  $C_9$ ). Смустващите сигнали, които биха попаднали в усилвателния тракт ( $T_1 \div T_3$ ), са значително по-малки по амплитуда от полезния сигнал. Транзисторът  $T_5$  е отпущен по



$$T_1 = T_2 = T_3 = T_4 = T_5 = 2T3167 \div 69$$

$$D_1 = D_2 = 2D5605 \div 14$$

Фиг. 8.4

време на паузите (когато липсва полезен сигнал). По този начин изходната верига се шунтира от елементите  $C_6$  и  $T_5$

При постъпване на полезен сигнал на входа напрежението на изхода на детектора запушва транзистора  $T_5$ . Преобразуваният полезен сигнал постъпва на изходния делител ( $R_{13}$ ,  $R_{14}$ ,  $R_{15}$ ,  $C_7$ ,  $R_{16}$ ) от колектора на транзистора  $T_3$  през резистора  $R_{12}$ .

Тембровата окраска на изходната звукова картина може да се променя в определени граници чрез резистора  $R_{16}$ .

При по-ниски нива на входния сигнал усилвател-ограничителят излиза от режим на ограничение, напрежението на изхода на детектора намалява до стойност, при която транзисторът  $T_5$  се отпушва и изходът на устройството се шунтира от кондензатора  $C_6$ .

Продължителността на звучене се регулира с потенциометъра  $R_1$  в границите от 1 до 7 секунди.

Входната чувствителност на приставката е около  $150 \mu V$ .

## 11.5. КОМБИНИРАНА ПРИСТАВКА КЪМ ЕЛЕКТРИЧЕСКА КИТАРА ЗА ПОЛУЧАВАНЕ НА ДВА ЕФЕКТА "ДИСТОШЪН" И "БУСТЕР"

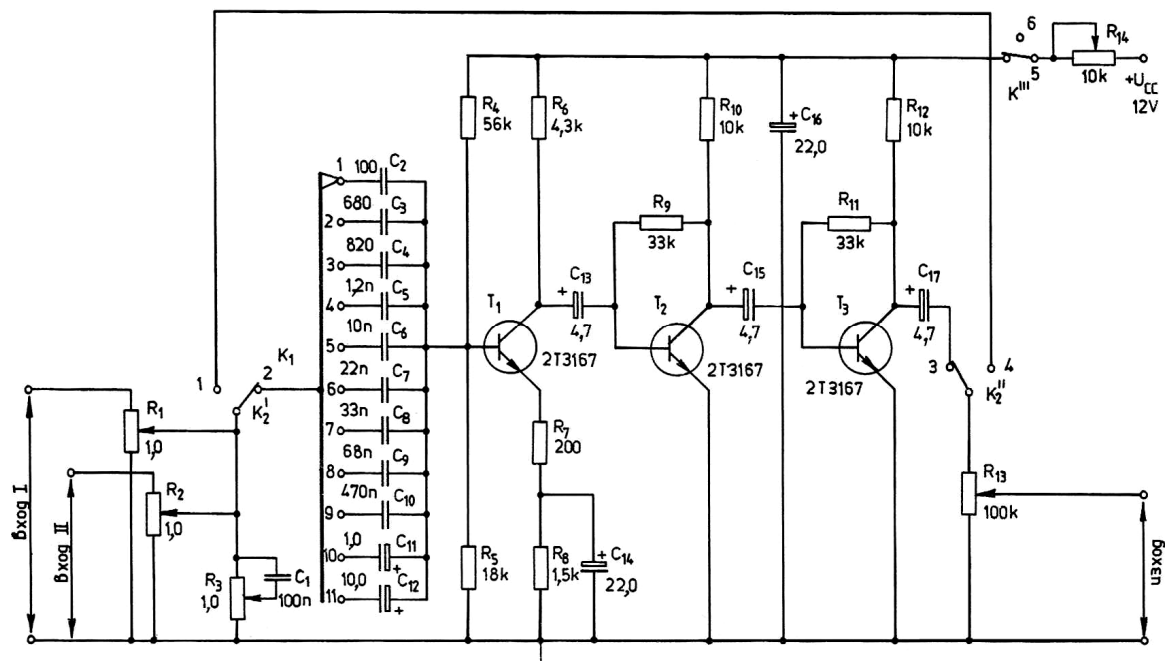
Ефектът "бустер" (booster - ускорител, усилвател) се осъществява с електронно устройство, което позволява рязко да се усили звученето на инструмента в първоначалния момент след докосване на струната или натискане на клавиша. След това силата на звука бързо намалява и настъпва нормално звучене. По този начин може да се постигне акцентирание на необходимите места от музикалната пиеса, особено при бързите пасажии.

С разглежданото устройство (фиг. 8.5) е възможно плавно да се преминава от ефекта "дистошън" към ефекта "бустер", както и да се наслагват двата ефекта един върху друг.

Транзисторът  $T_1$  работи като предусилвател. Когато сигналът е с ниско ниво, след усиляването от  $T_1$  той достига ниво  $10 \div 30 mV$  транзисторите  $T_2$  и  $T_3$  работят като обикновен предусилвател. При сигнал с амплитуда, по-голяма от  $30 mV$ , настъпва ограничение от транзисторите  $T_2$  и  $T_3$ .

При единични краткотрайни трептения на струната звученето може да достигне  $5 \div 10 sec$ .

Когато ключът  $K_1$  е в положение 1, на входа на първото стъпало постъпват само височестотните тонове, което придава металически оттенък на звученето - ефект "бустер".



Фиг. 8.5

С ключа  $K_2$  се изключва постояннотоковото захранване на приставката и едновременно с това входният сигнал се подава директно на изхода. С потенциометъра  $R_{14}$  се регулира захранващото напрежение с оглед изменение на коефициента на усилване на стъпалата. При повишаване на това напрежение се постига и нарастване на времето на звучене.

Нивото на изходния сигнал се регулира с резистора  $R_{13}$ , както при включена, така и при изключена приставка.

Препоръчва се резисторите  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  да се монтират върху китарата. На схемата са показани само входовете от два звукоотнемателя - I и II. При необходимост такива входове могат да се поставят и за повече звукоотнематели. Променливите резистори, включени на входа, позволяват да се регулира тембърът преди преобразуването на сигнала. Приставката трябва да се изработи много грижливо, с минимални размери и добра екранировка. Препоръчва се да се монтира в самата китара. Изходният шнур трябва да бъде ширмован. Захранването се осъществява от една батерия тип 6F22 с напрежение 9 V.

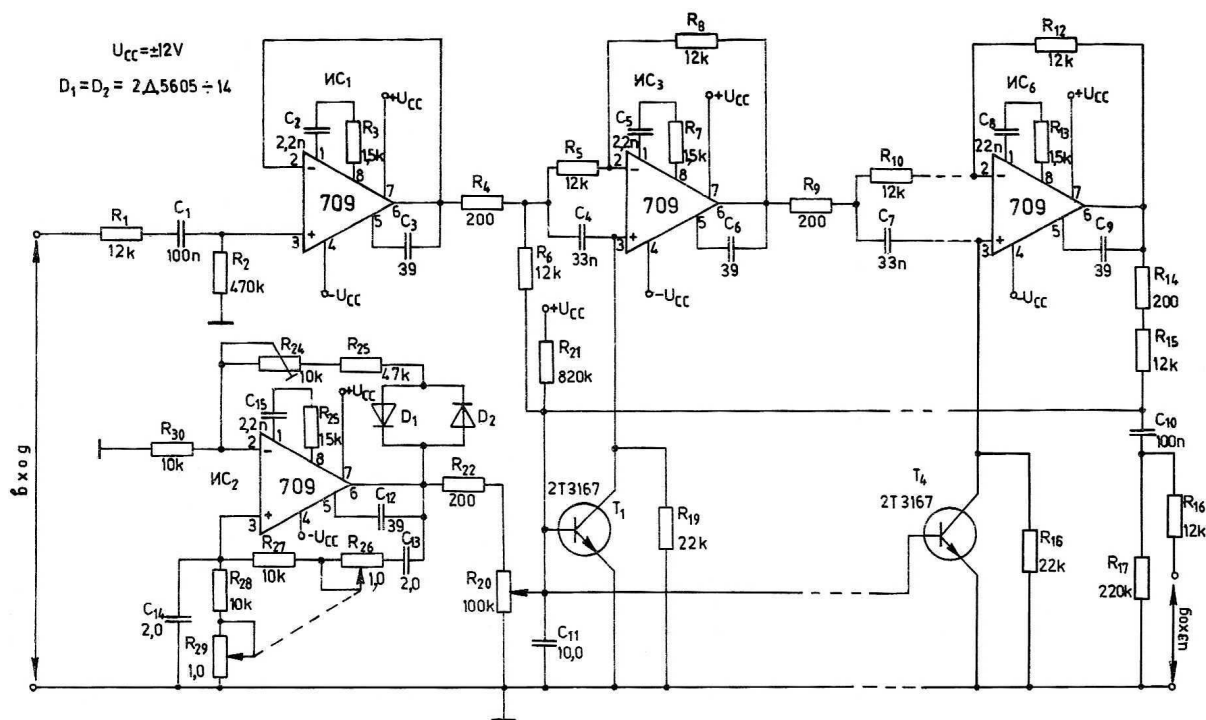
## 8.6. "ЛЕСЛИ"-ПРИСТАВКА

Този вид приставка (фиг. 8.6) е била конструирана и демонстрирана преди няколко десетилетия от Доналд Лесли.

Принципът на действието и се заключава в равномерно въртене на високоговорителя около вертикална ос, така че той се обръща към слушателя последователно с предната и задната част на мембраната. Оборотите на въртене са избрани близки до честотата на вибрата ( $5 \div 10 \text{ Hz}$ ) =  $300 \div 600 \text{ об/мин}$ . По този начин фазата на излъчваните от мембраната на високоговорителя звукови колебания периодично се изменя. Но освен пряко излъчения звук се получават и много отразени сигнали, носещи информация за една и съща звукова картина и имащи различия във фазите. Ефектът, който се получава, е много своеобразен и прилича на честотно вибрато. При това възприятието не е "равнинно", а обемно, което е по-приятно за слушане.

Недостатъците на този вид устройства са породени от чисто конструктивни проблеми:





Фиг. 8.6

намалена сигурност, малък експлоатационен срок, шумове и вибрации по време на работа.

Електронните приставки, имитиращи "лесли"-ефект, нямат изброените недостатъци. Те са познати под наименованията rotor-sound - *въртящ се звук*, phaser - *фазовариатор*, устройство, което управлява фазата.

Принципът на действие на електронните "лесли"-приставки се заключава в регулиране на времето на закъснение на сигнала. Основен елемент от общата схема е генераторът на инфраниски честоти (вибрато) който управлява закъснителна верига. В резултат на това фазата на изходния сигнал е модулирана с честотата на генератора вибратор. Така преобразуваният сигнал се смесва с непреобразувания и се подава на изхода на „лесли“-приставката. Двата сигнала трябва да са с еднакви амплитуди.

Лесли-приставката от фиг. 8.6 е изработена с интегрални схеми и транзистори. Тя работи в честотния диапазон от 16 Hz ÷ 30 kHz. Максималното изменение на фазата ( $90^\circ$ ) се постига при честота 400 Hz. Коефициентът на предаване на устройството е около 1. Първото стъпало (IC<sub>1</sub>) е повторител. Закъснителната линия е осъществена от интегралните схеми IC<sub>3</sub>, IC<sub>4</sub>, IC<sub>5</sub>, IC<sub>6</sub>. Всяко от звената измества фазата с около  $22^\circ$ , а всичките заедно - с  $90^\circ$ . Фазоизместващата RC група е включена в изхода на всяко звено (за първото - C<sub>4</sub>R<sub>19</sub>).

Резисторите от фазовъртящите вериги са шунтирани с транзисторите T<sub>1</sub> ÷ T<sub>4</sub>.

Генераторът на инфраниски честоти (0,1 ÷ 10 Hz) е монтиран с интегрална схема IC<sub>2</sub> по схема с *мост на Вин* в обратната връзка. Амплитудата на генерираните инфранискочестотни колебания се регулира с резистора R<sub>20</sub>, с което се изменя дълбочината на модулацията (управлението на транзисторите T<sub>1</sub> ÷ T<sub>4</sub>).

Преобразуваният сигнал се смесва с входния върху елементите R<sub>15</sub>, C<sub>10</sub>, R<sub>16</sub>, R<sub>17</sub>.

Настройката на приставката се извършва при входна честота 400 Hz. С подбиране съпротивлението на резистора R<sub>21</sub> се постига монотонен звук на изхода.

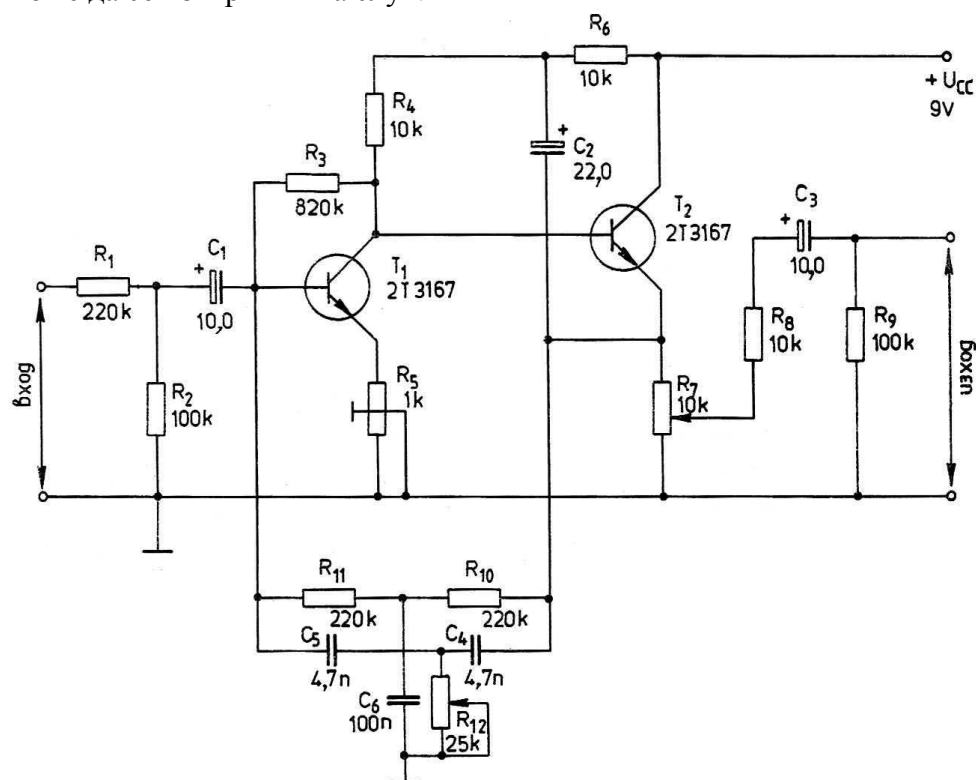
## 8.7. ПРИСТАВКА "У-А-А" ЗА ЕЛЕКТРИЧЕСКА КИТАРА

Приставката "у-а-а" внася изменение в честотната характеристика на усилвателя, което може да се опише на гърбица. Възможността да се премества тя по характеристиката в определен честотен обхват води до бърза промяна на тембъра.

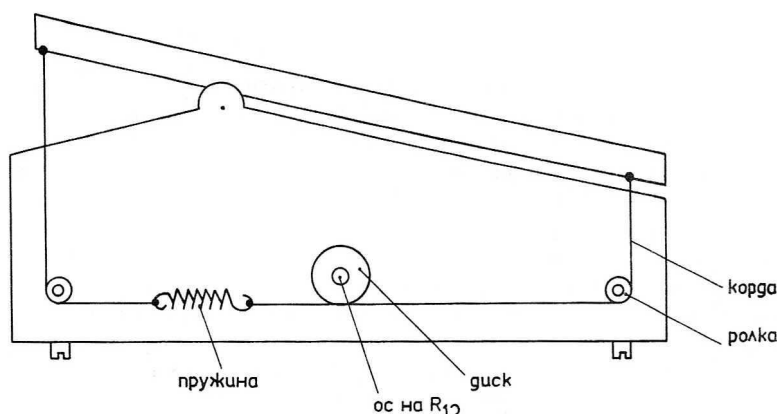
При схемното решение на този вид приставки (фиг. 8.7) най-често се включва честотно зависима отрицателна обратна връзка, чиято дълбочина може да се регулира. В конкретния случай е реализиран двустъпален усилвател с междустъпална регулируема обратна връзка. Тази връзка се състои от RC-филтър по схема с двоен "Т" мост. Резонансната честота на филтъра може да се пренастройва в процеса на работата с потенциометъра  $R_{12}$  в границите от  $250 \div 2500$  Hz. Амплитудата на изходния сигнал се регулира с потенциометъра  $R_7$ .

Музикантът управлява приставката с крака си и е най-удобно тя да се монтира в педала, използван за тази цел (фиг. 8.8). Върху оста на потенциометъра  $R_{12}$  се монтира диск от скален механизъм на радиоприемник с външен диаметър, по-голям от 30 mm. Върху диска се правят две навивки от радиокорда, която се опъва с пружина. Краищата на кордата се поставят в каналите на две ролки, закрепени върху страничния капак на педала. Ролките могат да бъдат също от скален механизъм на радиоприемник. Кордата се завързва към подвижния капак - единият край за задната му стена, а другият - за предната. При натискане на педала потенциометърът трябва да се върти без задържане. Подвижният капак на педала няма механизъм за връщане в изходно положение и при отместване на крака той ще остава там, където е бил.

Настройката на приставката се извършва с резистора  $R_5$  до получаване на неизкривен сигнал на изхода. Накрая се проверява да няма изкривявания при честоти, отстоящи на  $200 \div 250$  Hz от резонансната. Добре е настройката да се направи с помощта на звуков генератор, честотомер и осцилоскоп. При липса на тези апарати тя може да се извърши и на слух.



Фиг. 8.7



Фиг. 8.8

## 8.8. ЕЛЕКТРОНЕН БАРАБАН

На фиг. 8.9 е показана схемата на електронен барабан с два тона. Електронният ударен инструмент съдържа два генератора с транзисторите  $T_1$  и  $T_2$ , които имат двоен „Т” мост в обратната връзка. С ключовете  $K_1$  и  $K_2$  се изменя тонът на всеки генератор. Ключовете  $K_3$  и  $K_4$  позволяват да се включват за известно време единият или другият генератор или и двата едновременно.

Изходното напрежение от генераторите се подава на транзистора  $T_3$  (за първия през резистора  $R_7$ , а за втория - през  $R_{10}$ ). Транзисторът  $T_3$  усилва и сумира сигнала от двата генератора.

Усиленият сигнал се сменя от плъзгача на потенциометъра  $R_{17}$  и през кондензатора  $C_{19}$  може да се подаде за по-нататъшно усилване. Генераторите са в чакаш режим и се пускат в действие от положителни импулси, формирани от веригите, съдържащи елементите:

- за първия генератор ( $T_1$ ) -  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $R_3$ ,  $C_7$ ,  $C_8$ ,  $R_4$  и  $R_5$ ;
- за втория генератор ( $T_2$ ) -  $D_3$ ,  $D_4$ ,  $R_{13}$ ,  $R_{14}$ ,  $R_{15}$ ,  $C_{16}$  и  $C_{17}$ . Тези импулси имат форма, близка до обвивната крива на звука, създаван от барабан. Предният фронт на импулсите се формира от кондензаторите  $C_7$  и  $C_{16}$ , а задният фронт зависи от времеконстантата на елементите  $C_8$ ,  $R_4$  и  $C_{17}$ ,  $R_{14}$ .

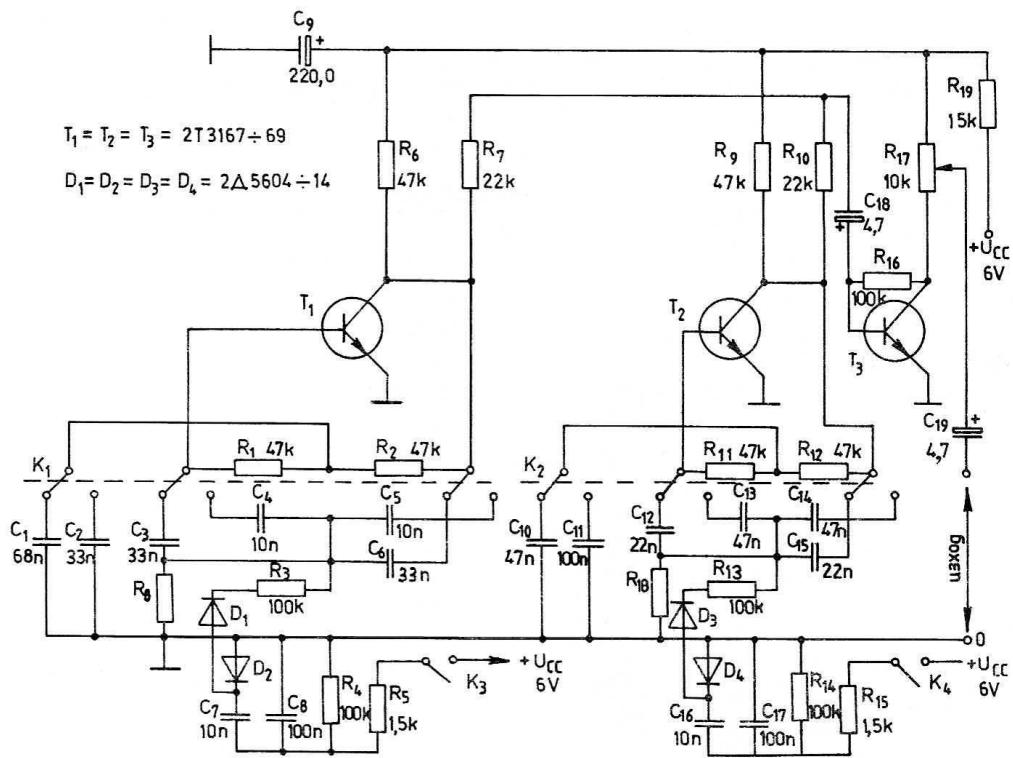
## 8.9. УСТРОЙСТВО ЗА ПОЛУЧАВАНЕ НА ТРЕМОЛО

Устройството е предназначено за имитация на струнни музикални инструменти. Включва се между електронния музикален инструмент и усилвателя.

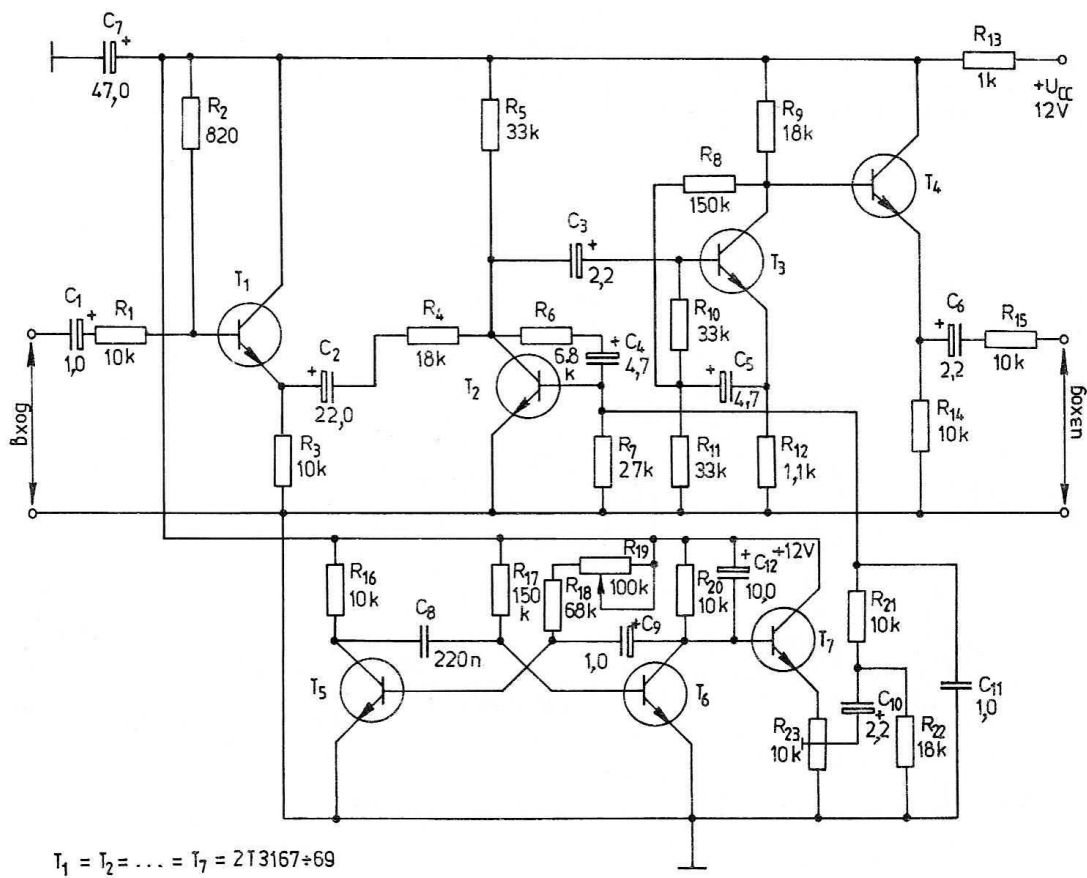
Схемата (фиг. 8.10) съдържа задаващ мултивибратор ( $T_5$  и  $T_6$ ), съгласуващ емитерен повторител ( $T_7$ ), тристъпален усилвател на сигнала ( $T_1$ ,  $T_3$ , и  $T_4$ ) и електронен ключ ( $T_2$ ). Резисторът  $R_5$  и транзисторът  $T_2$  образуват делител на входния сигнал, излизащ от емитерния повторител ( $T_1$ ).

Мултивибраторът генерира импулси с правоъгълна форма, които се подават на базата на съгласуващия емитерен повторител и от неговия изход на базата на транзисторния ключ. В резултат съпротивлението на участъка емитер-колектор на  $T_2$  се изменя скокообразно с честотата на мултивибратора. По този начин сигналът, който се подава в базата на  $T_3$  се модулира по амплитуда. Усилвателите ( $T_3$ ,  $T_4$ ) компенсират затихването на сигнала от първото стъпало. Изходният сигнал се сменя от емитерния повторител.

Честотата на мултивибратора може да се променя в границите от  $5 \div 50$  Hz с помощта на резистора  $R_{19}$ .



Фиг. 8.9



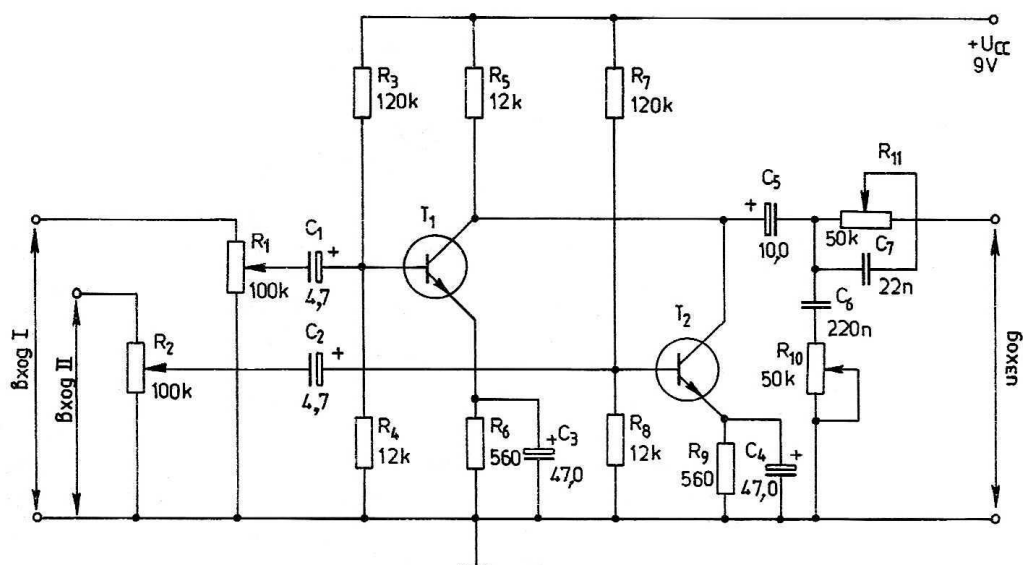
Фиг. 8.10

С тример-потенциометъра  $R_{23}$  се избира подходяща амплитуда на базата на транзистора  $T_2$ . Времето за затихване на звука може да бъде увеличено, ако между базата на транзистор  $T_7$  и захранващата верига (+ 12 V) се включи подходящ кондензатор  $C_{12}$ .

## 8.10. СМЕСИТЕЛИ

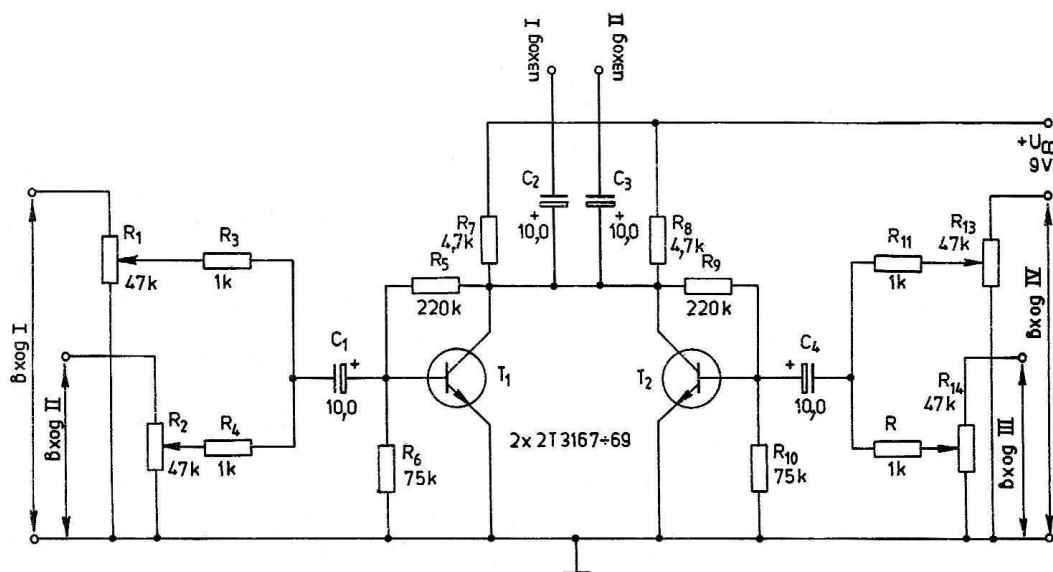
Смесителите са предназначени за смесване на сигналите със звукова честота, постъпващи от различни източници.

На фиг. 8.11 е разгледан смесител с два транзистора. Той притежава два входа и ели изход. Сигналите се подават на двата входа и от плъзгачите на потенциометрите  $R_1$  и  $R_2$  постъпват в базите на транзисторите  $T_1$  и  $T_2$ . Смесването се осъществява върху



$T1 = T2 = 2T3167\div69$

Фиг. 8.11

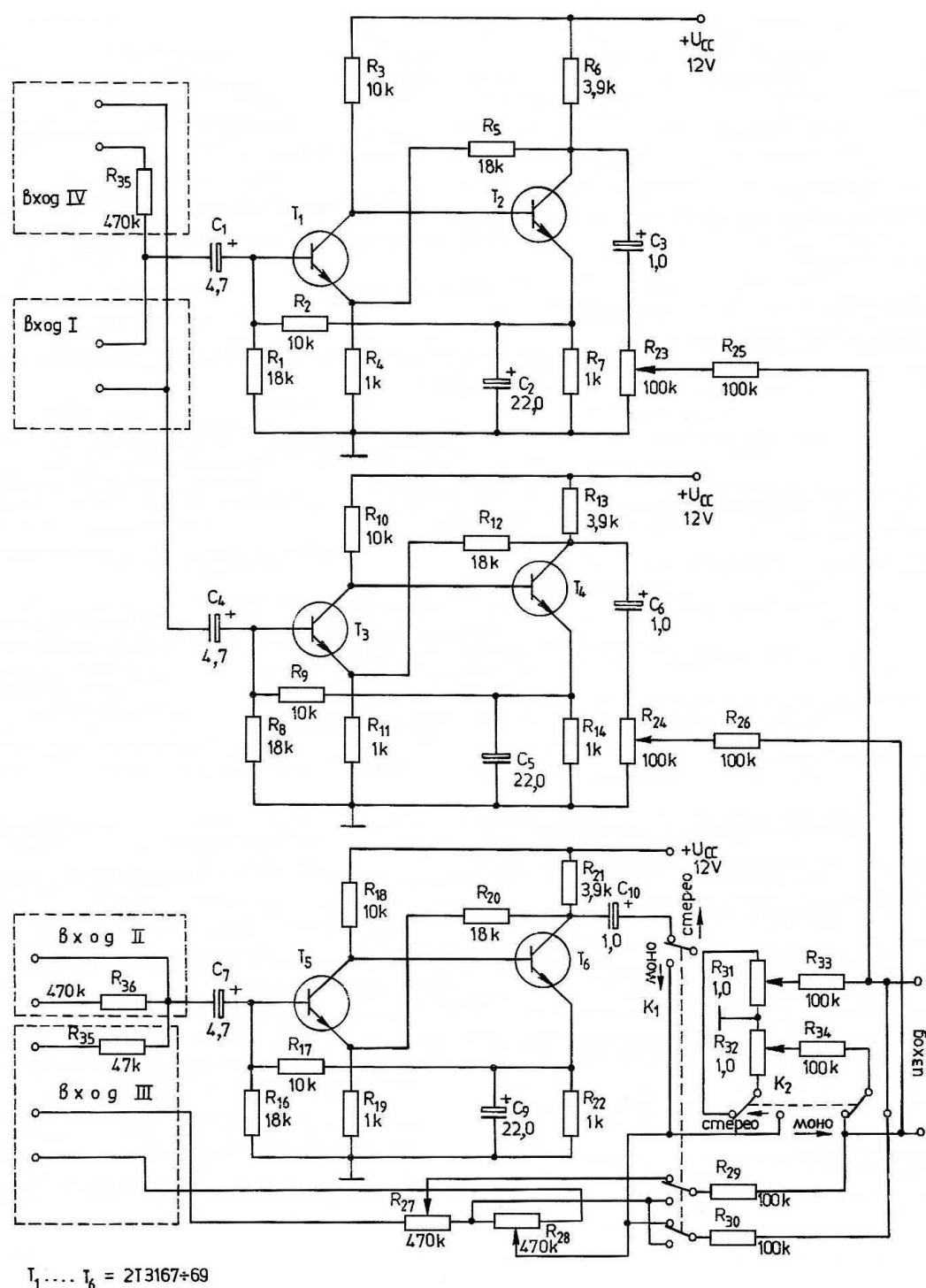


Фиг. 8.12

общото товарно съпротивление ( $R_5$ ). С подбор на кондензаторите  $C_6$  и  $C_7$  и резисторите  $R_{10}$  и  $R_{11}$  може да се променя амплитудно-честотната характеристика на смесителя.

На фиг. 8.12 е показан моно-стерео смесител с два транзистора. На входовете му могат да се подават сигнали от два звукови източника. Входните амплитуди на сигнала се регулират с потенциометрите  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_{13}$ ,  $R_{14}$ . Изходите I и II могат да бъдат включвани към входа на магнетофон или мощен усилвател.

При стереозапис изход I се свързва с левия канал, а изход II - с десния канал на магнетофона.



Фиг. 8.13

Към вход I и вход III се включват левият и десен канал на стерео магнетофона или стереограмофона, а към вход II и вход IV могат да се включат микрофони.

При монозапис изход I и II се свързват накъсо. Тогава смесителят се превръща в четириходов.

На фиг. 8.13 е показан универсален смесител. Към неговите входи могат да се включват едновременно два източника на стереосигнал (микрофон, грамофон или магнетофон) и един източник на монофоничен сигнал (микрофон). Може също едновременно да се включат три моноизточника (два микрофона и грамофон или радиоприемник). Възможно е още едновременно да се включи един микрофон, радиоприемник и грамофон или магнетофон.

Смесителят съдържа три еднакви двустъпални усилвателя ( $T_1$  и  $T_2$ ,  $T_3$  и  $T_4$ ,  $T_5$  и  $T_6$ ). Към вход I се включва нискоомен стереомикрофон, към вход II - нискоомен мономикрофон, грамофон или магнетофон (сигналът, от който може да се смесва във всеки от стереоканалите или с който да е източник на сигнал при режим моно).

Към вход III могат да се включват стерео- или монограмофон или магнетофон, а така също и монорадиоприемник.

Към вход IV могат да се включват грамофон или магнетофон при работа от три моноизточника на сигнал.

Нивото на входните сигнали се регулира с резисторите  $R_{23}$ ,  $R_{24}$ ,  $R_{27}$ ,  $R_{28}$ ,  $R_{31}$ ,  $R_{32}$ . Ключовете  $K_1$  и  $K_2$  са показани в положение стерео.

## **8.11. УСТРОЙСТВО ЗА РЕАЛИЗАЦИЯ НА ЕФЕКТ "ПРИСЪСТВИЕ"**

Филтърът "присъствие" повдига амплитудно-честотната характеристика на усилвателя в областта на говорния спектър, с което се създава впечатление за непосредствено присъствие на говорителя.

По същество устройството представлява селективен усилвател, настроен на честота 2,5 kHz. Във веригата на отрицателната обратна връзка е включен двоен "Т" мост (фиг. 8.14).

С помощта на резистора  $R_4$  честотната характеристика на усилвателя за честота 2,5 kHz може да бъде повдигната с 12 dB. Устройството се включва между предусилвателя и междинния усилвател. Когато след предусилвателя е включен тонкоректорът, устройството се включва между него и предусилвателя. Ефектът „присъствие“ е най-силно подчертан при говор и пеене.

## **8.12. ЕЛЕКТРОНЕН ЗВЪНЕЦ**

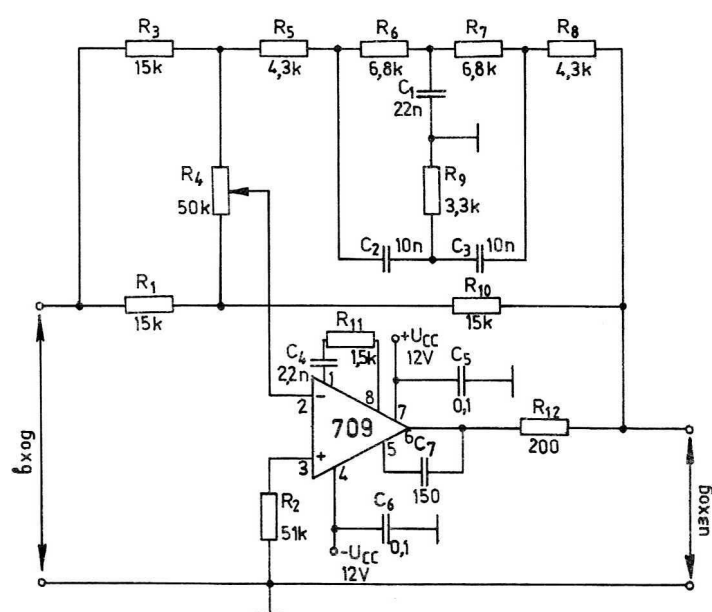
Електронният звънец (фиг. 8.15) съдържа управляваща верига, състояща се от бутон за включване (Б), реле (Р) и транзистори ( $T_1$ ,  $T_2$  и  $T_3$ ). Колекторът на транзистора  $T_3$  е свързан във веригата на базовото захранване на транзисторите  $T_5$  и  $T_6$  включени по схема на симетричен мултивибратор. Нискочестотният сигнал се подава за усилване чрез прехвърлящия кондензатор  $C_4$  свързан с колектора на транзистор  $T_6$ .

В изходно състояние схемата не работи, бутонът Б не е натиснат и релето Р не е включено. Бутонът Б е сензорен. Между неговите пластини не се осъществява електрически контакт чрез механическото им допиране, а благодарение на протичане на ток през човешката ръка, която ги докосва. Електрическа верига се осъществява, тъй като човешката кожа е проводима и може да се разглежда като съпротивление със стойност от килоом до мегаом в зависимост от това, колко е суха и чиста. По този начин се подава ток на базата на съставния транзистор ( $T_1 \div T_2$ ), който се отпусква и протича ток през колекторната му верига. Този колекторен ток преминава през бобината на релето Р, контактите му се затварят и подават захранване на останалата част от схемата. В началния момент кондензаторът  $C_1$  е зареден през прехода базамитер на транзистора  $T_3$  и резистора  $R_2$  до стойност, близка до захранващото напрежение.

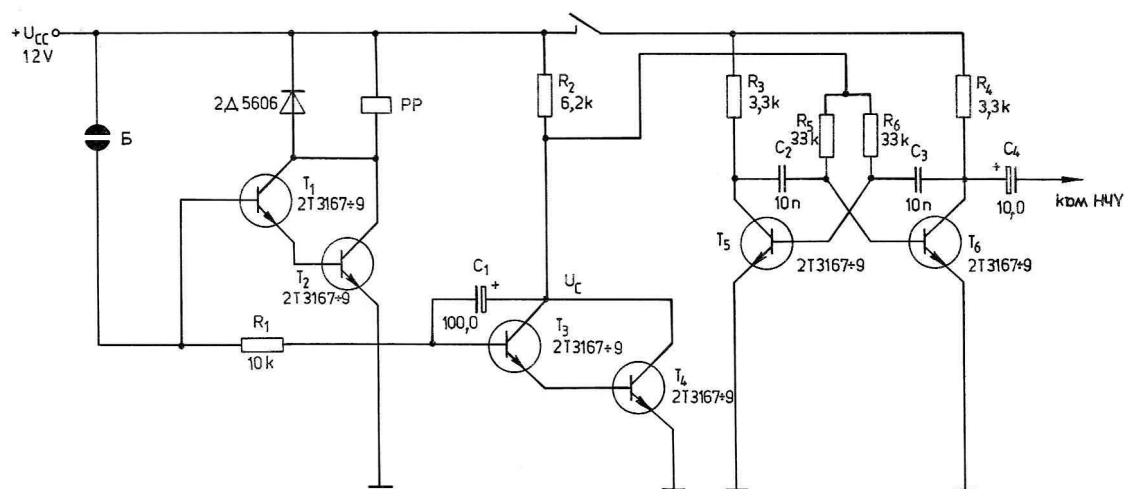
В момента на докосване на пластинките на бутона Б се отпушва транзисторът  $T_3$  и протича базов ток, който води до намаляване на потенциала на колектора му. Кондензаторът  $C_1$  се разрежда през резистора  $R_1$ , прехода база - емитер на транзистора  $T_3$  и съпротивлението на кожата  $R_{кж}$ .

Времето за насищане на транзистора  $T_3$  зависи от стойностите на елементите  $R_1$  и  $C_1$  съпротивлението  $R_{кж}$  и коефициента на усилване по ток на транзистора  $T_3$  ( $\beta_{T3}$ ). Това е времето, за което звуковият сигнал намалява честотата си до една долна граница. При необходимост от по-голямо време транзисторът  $T_3$  може да се замени с два транзистора, свързани по схема Дарлингтон ( $T_3$  и  $T_4$ ).

Изменението на потенциала на колектора на  $T_3$  и  $T_4$  се предава на базите на транзисторите  $T_5$  и  $T_6$ . По този начин се управлява честотата на симетричния мултивибратор, която зависи от стойностите на елементите  $R_6$ ,  $R_5$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ , напрежението  $U_{CC}$  и  $U_C$ .



Фиг. 8.14



Фиг. 8.15



Потенциалът на колекторите на транзисторите  $T_3 \div T_4$  се изменя в следните граници:  $U = +12\text{ V}$  (запушени  $T_3 \div T_4$ );  $U = +5 \div +1\text{ V}$  (отпушени  $T_3 \div T_4$ ). Този потенциал управлява честотата на симетричния мултивибратор от една долна граница ( $U_C = +5 \div +1\text{ V}$ ) до горната граница ( $U_C = +12\text{ V}$ ).

Долната граница на честотния обхват на мултивибратора зависи от съпротивлението на кожата  $R_{\text{кж}}$  и  $R_1$ , тъй като те определят базовия ток на  $T_3 \div T_4$ , а оттам и потенциала на колектора му.

При посочените стойности на елементите в схемата за честотата на мултивибратора се получават следните крайни стойности:

- висок потенциал на колекторите на  $T_3 \div T_4$  (в началния момент),  $f_B = 1800\text{ Hz}$ ;
- нисък потенциал на колекторите на  $T_3 \div T_4$  (в крайния момент),  $f_H = 1200 \div 700\text{ Hz}$ .

Сигналът, който се получава като резултат от управлението на базовото напрежение на транзисторите  $T_5$  и  $T_6$ , е честотно модулиран.

Изборът на релето  $P$  се извършва в зависимост от типа на транзисторите, които осигуряват тока на задействане.

Изчислението на колекторния ток на транзисторите  $T_1 \div T_2$  при най-неблагоприятния случай (когато ръката е със суха кожа) се извършва по следния начин:

Известно е, че съпротивлението на сухата кожа е от порядъка на мегаом. Колекторният ток  $I_C = (U_{CC}/R_{\text{кж}}) \cdot \beta_{T1} \cdot \beta_{T2}$  при  $\beta_{T1} = \beta_{T2} = 50$ ,  $U_{CC} = 12\text{ V}$  и  $R_{\text{кж}} = 1\text{ M}\Omega$  се получава равен на  $30\text{ mA}$ . Избира се реле тип  $PP$  с ток на сработване, по-малък от изчисления по-горе.

## 9. ТИРИСТОРИ И ПРИЛОЖЕНИЕТО ИМ

### 9.1. УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП НА ДЕЙСТВИЕ НА ТИРИСТОРА.

Работата с тиристора налага запознаването с някои негови основни свойства, устройство и принцип на работа. Това е полезно както за настоящото приложение на този електронен елемент, така и с оглед на употребата му в следващите комплекти от поредицата "Електроник-1  $\div$  6".

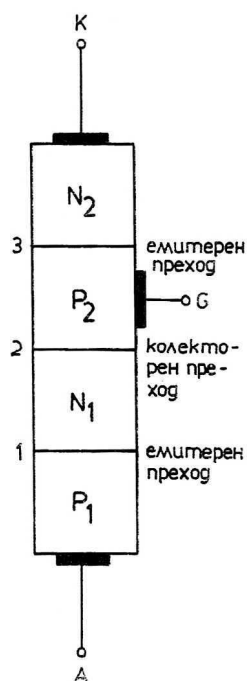
В основата на действието и устройството на тиристорите лежи четирислойна полупроводникова структура с редуващи се проводимости (фиг. 9.1). Структурата се състои от слоевете  $P_1$ -  $N_1$ -  $P_2$  -  $N_2$ . Приетите означения са по аналогия на транзистора. Слоевете  $P_1$  и  $N_2$  се наричат съответно  $P$ -емитер и  $N$ -емитер. Средните два слоя се означават:  $N_1$  като  $N$ -база и  $P_2$  като  $P$ -база. Двата крайни прехода (1 и 3) са емитерни, а средният преход (2) - колекторен. Прието е  $P$ -емитерът да се нарича анод (А),  $N$ -емитерът катод (К), а  $P$ -базата - управляващ електрод (G или УЕ).

На фиг. 9.2 е пояснено действието на тиристора. Между управляващия електрод (G) и катода (К) се подава управляващото напрежение, като при това положителният поляритет трябва да се свърже към G, а отрицателният - към К. При затваряне на ключа Кл протича ток  $I_T$  с означената на фигурата посока.

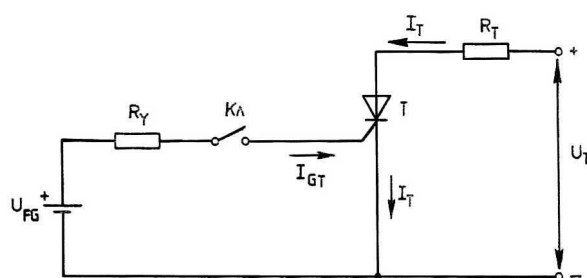
На фиг. 9.3 е показана зависимостта между захранващото напрежение  $U_T$  и тока  $I_T$  (волт-амперната му характеристика). Тя има следните четири характерни области:

- отрицателна спираща област 1 (обратно запушено състояние);
- положителна спираща област 2 (право запушено състояние);
- област с падаща характеристика 3 (преходно състояние);
- пропускаща област 4 (отпушено състояние).

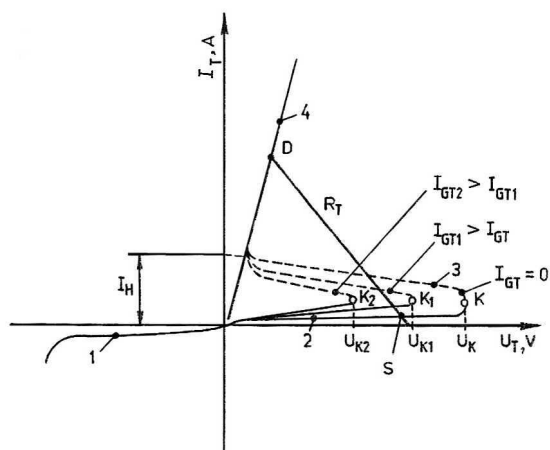
Преходът между областите 2 и 3 се нарича *извивка на запущването*. Лявата част от ординатната ос, в която се намира област 1, е посока на запущването, а дясната, където са областите 2,3 и 4 е посока на отпушване на тиристора. При прилагане на отрицателно анодно напрежение (област 1) поведението на тиристора е същото



Фиг. 9.1



Фиг. 9.2



Фиг. 9.3

като на обикновен силициев диод. В това състояние той има много голямо съпротивление, запушен е и през него протича много малък обратен ток.

При прилагане на положително анодно напрежение и при положение, че токът в управлявания електрод е 0 ( $I_{GT} = 0$ ) или е малък, тиристорът ще бъде все още запушен (област 2) и през него ще преминава много малък положителен ток. Ако се затвори ключът КЛ (фиг. 9.2), от източника с напрежение  $U_{FG}$  се подава токов импулс, тиристорът моментално става проводим (област 4). В този момент през него преминава постоянен ток  $I_{TO}$  в посоката на пропусчане. Стойността на  $I_{TO}$  зависи от включеното в анодната верига товарно съпротивление  $R_T$ , от напрежението  $U_T$  и от вътрешното съпротивление на тиристора. Процесът, при който тиристорът преминава от запушено в отпушено състояние, се нарича *запалване*. На фиг. 9.3 е показана товарната права за товарно съпротивление  $R_T$ . През време на запалване на тиристора работната точка се премества от точка S към точка D.

След като тиристорът бъде запален и премине от запушено в отпушено състояние, управляващият импулс преставя да влияе на работата му. Повторното връщане на тиристора в запушено състояние е възможно само тогава, когато анодният ток  $I_{TO}$  спадне под определена критична стойност, която характеризира различните типове тиристори.

На волт-амперната характеристика (фиг. 9.3) тази стойност на тока е означена с  $I_H$  и се нарича ток на задържане. Токът на задържане е най-малката възможна стойност на  $I_T$ , при която тиристорът все още се намира в отпушено състояние. Когато токът  $I_T$  достигне или стане по-малък от  $I_H$ , тиристорът преминава от отпушено в запушено състояние.

Тиристорът може да премине от запушено в отпушено състояние, т. е. да настъпи запалване и без подаване на управляващ сигнал ( $I_{GT} = 0$ ) и ако анодното напрежение се увеличи толкова, че достигне пробивното напрежение на средния PN

преход. При нормална работа на тиристора такъв режим изобщо не е допустим.

На фиг. 9.3 са показани три случая на запалване на тиристорите:

- $I_{GT} = 0$ ;
- $I_{GT1} > 0$ ;
- $I_{GT2} > I_{GT1}$ .

При увеличаване на положителния управляващ ток напрежението  $U_K$ , при което настъпва запалване, намалява. По този начин се стига до запалване на тиристора при значително по-малки стойности на приложеното към него анодно напрежение.

## **9.2. ЦВЕТОМУЗИКАЛНИ ПРИСТАВКИ**

Любителските цветомузикални приставки притежават един основен недостатък - предизвикват умора на очите от импулсния режим на "мигане" на лампите в такт с музиката. Установено е, че неприятното възприятие на цветомузикалния ефект се получава от резките изменения на сумарния светлинен поток от екрана на устройството.

Конструирането на цветомузикални устройства е свързано с редица проблеми.

Най-важният от тях е нелинейната зависимост на светлоотдаването на лампите от захранващото напрежение. Освен това средният динамичен диапазон на една музикална програма е около 45 dB, докато напрежителният диапазон на лампите, в който светлоотдаването им се изменя от нула до максимум, е  $5 \div 10$  dB. Това води до някои особености при настройката на устройството.

При работа в режим пианисимо (звук с малка сила) сигналите с по-високи амплитуди ще предизвикват по-силно светене с неизменна яркост на лампите, ако устройството е настроено за сигнали пианисимо. Ако цветомузикалната приставка се настрои за режим фортисимо (звук с голяма сила), сигналите в режим пианисимо няма да могат да запалят лампите.

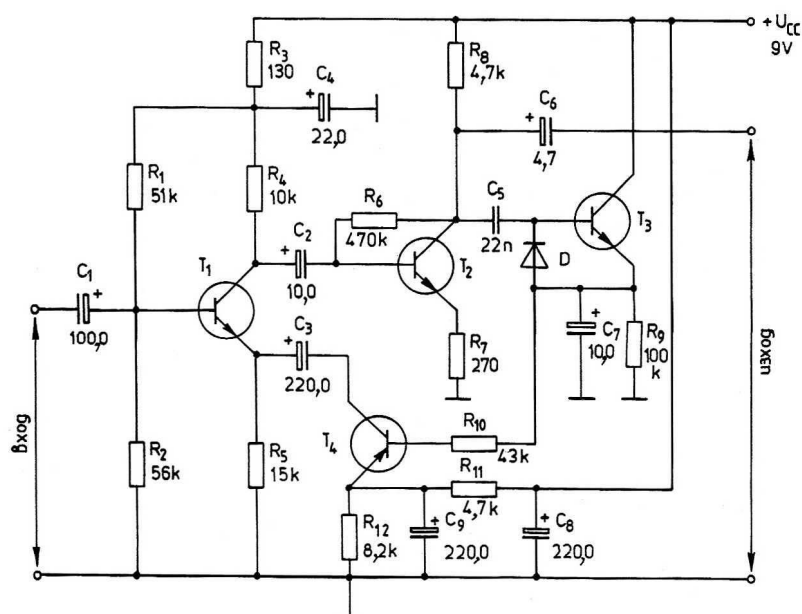
Съществуват два начина за избягване на това неудобство. По-лекият от тях е да се поставят допълнителни лампи, които при липса на звук светят, а при неговото появяване изгасват и други лампи, които се запалват при наличие на звук и изгасват при изчезването му. Това е частично решение, защото неприятните ефекти от "мигането" остават.

Другият начин, който е по-добър, се свежда до поставяне на компресор във входа на цветомузикалната приставка. Компресорът е устройство, което осигурява почти равномерна амплитудна характеристика при големи изменения на амплитудата на входния сигнал. Той "свива" динамичния диапазон на възпроизвеждания звук и разширява динамичния диапазон на усилвателя. Само най-силната честотна съставяща на входа на компресора се предава към неговия изход с най-голяма амплитуда, което съответства на най-голяма яркост на светене на лампите. Разбира се, с тази максимална яркост ще работи каналът, в чиято лента на пропускане попада доминиращата честота. Ако в музикалната програма доминиращата честота се измени достатъчно силно, то в режим на максимална яркост ще бъде включен друг канал. Компресорът отделя доминиращата честота независимо от честотния спектър и динамичния диапазон на възпроизвеждания звук, като във всеки момент включва с максимална яркост лампите на съответния канал.

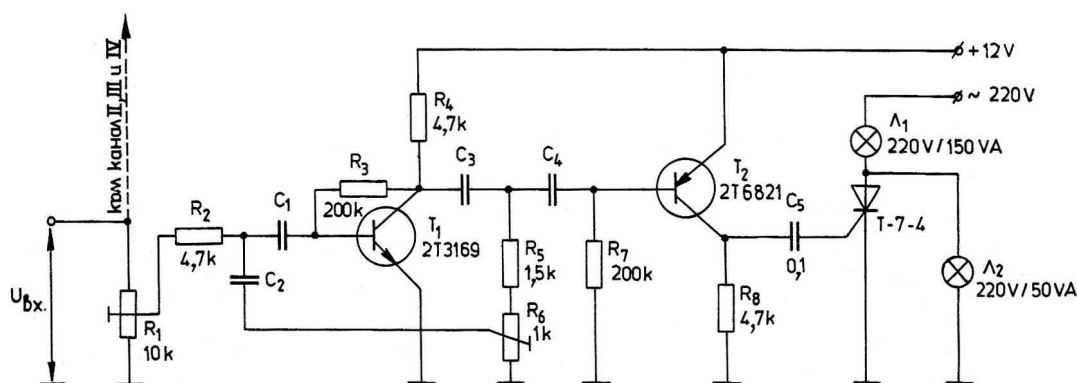
По този начин сумарният светлинен поток до голяма степен се поддържа постоянен. Използването на компресори във входа на цветомузикалните устройства води до засилване на впечатлението за "преливане" на цветовете от един в друг. Мигането на лампите се намалява, а цветовите ефекти, съпровождащи звука, се засилват.

В схемата на усилвател-компресора (фиг. 9.4) амплитудната характеристика има плавни начален и краен участък. Това позволява компресорът да се използва успешно в цветомузикални приставки.

Стойностите на кондензатора  $C = C_1 = C_2 = C_3 = C_4$  (за четири канала) са дадени в таблица 9.1. За всеки канал се монтира тример-потенциометър  $R_1$  за регулиране на силата. Изходът на предусилвателя е свързан с входа на един активен филтър ( $T_1, C_1, C_2, C_3, R_4$  и  $R_5$ ). На изхода на филтъра е включен прехвърлящият кондензатор  $C_4$ , чрез който се подава сигналът в базата на крайния транзистор ( $T_2$ ). С тиристора (Т-7-4) се управлява, включването на лампата  $L_1$ . Сигналът за управление на тиристора се подава чрез прехвърлящия кондензатор  $C_5$ . Амплитудата на отпушващите импулси се регулира с потенциометъра  $R_1$ , така че да се получат светлинни ефекти с различна интензивност.


$$T4 = 2T3850; D = 2Д5605 \div 14$$

ФИГ. 9.4


$$C1 = C2 = C3 = C4 = C$$

ФИГ. 9.5

*Таблица 9.1*

№ на канала	1	2	3	4
Стойност на кондензатора С, nF	220	47	22	4,7

Паралелно включената лампа  $L_2$  свети, когато тиристорът е запушен (липсва входен управляващ сигнал).

При отпушване на тиристора се запалва лампата  $L_1$ , а загасва  $L_2$ , тъй като тиристорът я шунтира.

*Бъдете много внимателни при включването на тиристора и лампите  $L_1$  и  $L_2$  към захранващата мрежа!*

*Не пипайте тиристора, лампите и проводниците, свързани с тях, преди да изключите мрежовия шнур от контакта!*

## ПРИЛОЖЕНИЯ

### ПРИЛОЖЕНИЕ I

#### Стандартни стойности на резистори и кондензатори

R, C 10%	R, C 5%	R, C 5%	R 2%			
1	1	3,3	1,00	1,78	3,16	5,62
1,2	1,1	3,6	1,05	1,87	3,32	5,90
1,5	1,2	3,9	1,10	1,96	3,48	6,19
1,8	1,3	4,3	1,15	2,05	3,65	6,42
2,2	1,5	4,7	1,21	2,15	3,83	6,81
2,7	1,6	5,1	1,27	2,26	4,02	7,15
3,3	1,8	5,6	1,33	2,37	4,22	7,50
3,9	2,0	6,2	1,40	2,49	4,42	7,87
4,7	2,2	6,8	1,47	2,61	4,64	8,25
5,6	2,4	7,5	1,54	2,74	4,87	8,66
6,8	2,7	8,2	1,62	2,84	5,1 1	9,09
8,2	3,0	9,1	1,69	3,01	5,36	9,53

Стандартните стойности се получават чрез умножаване на числата от таблицата с  $10^n$ , където  $n$  е цяло положително число.

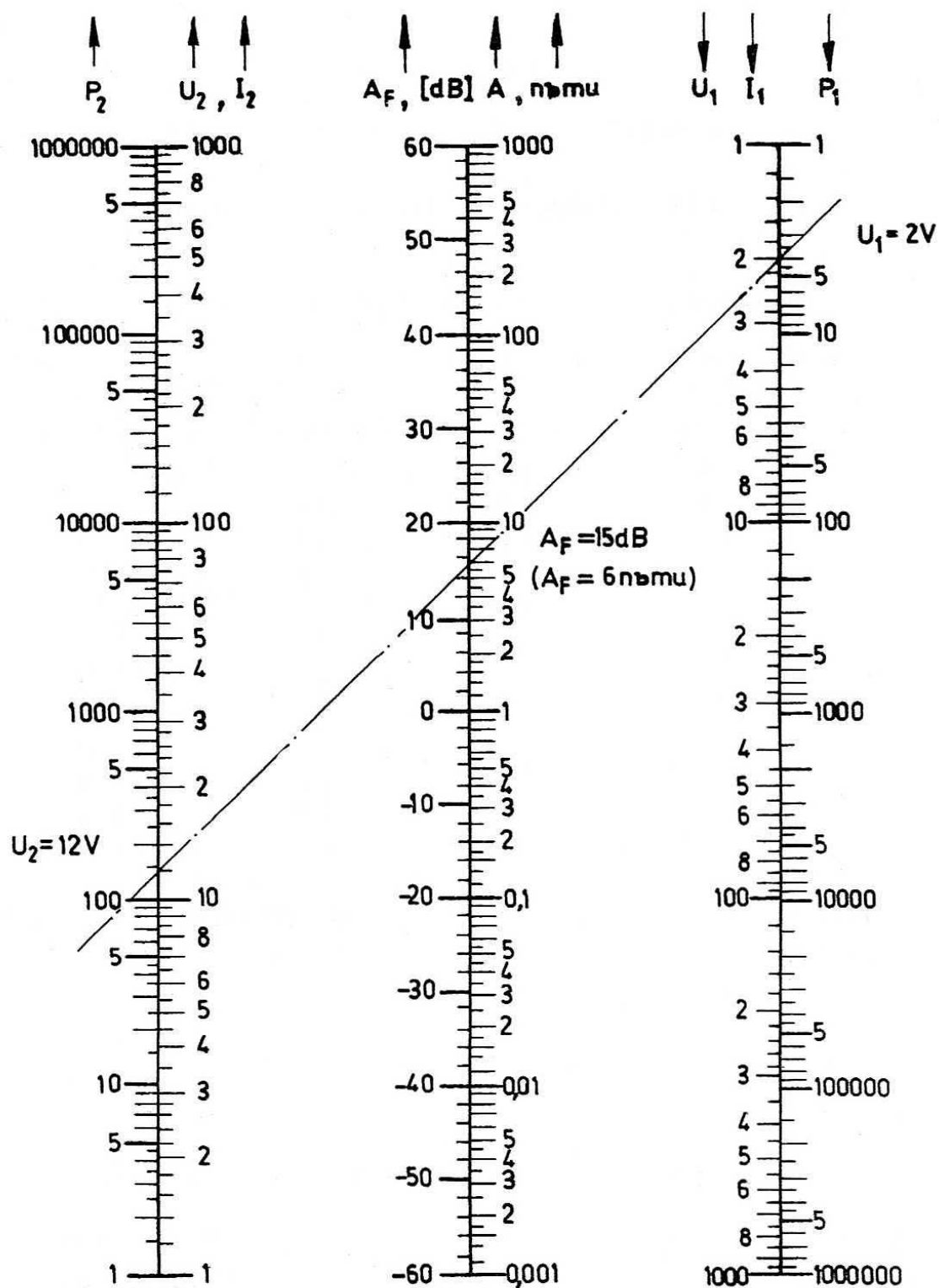
### ПРИЛОЖЕНИЕ 2

#### Данни за източници на звукови сигнали

Източник на сигнал	$U_g, V$	$R_g, \Omega$
Електродинамичен микрофон	$(0.1 \div 5) \cdot 10^{-3}$	$200 \div 20000$
Електромагнитен звукоотнемател	$0,1 \div 0,25$	$200 \div 1000$
Пиезоелектричен звукоотнемател	$0,5 \div 2$	$(30 \div 100) \cdot 10^3$
Детектор на радиоприемник	$0,2 \div 2$	$(2 \div 20) \cdot 10^3$
Възпроизвеждаща магнетофонна глава	$(1 \div 5) \cdot 10^{-3}$	$200 \div 1000$

### ПРИЛОЖЕНИЕ 3

Номограма за определяне на коефициентите на усилване по  
напряжение, ток и мощность



## **ИЗПОЛЗУВАНА ЛИТЕРАТУРА**

1. **Безладнов, Н. Л.** Проектирование транзисторных усилителей звуковых частот. М., Связь, 1978.
2. **Борисов, В. Г.** Юный радиолюбитель. М., Энергия, 1979.
3. **Борноволоков, Э. П.** Радиолюбительские схемы. Киев, Техніка, 1982.
4. **Георгиев, И.** Электронни имитатори. С., Техника, 1984.
5. **Златаров, В. К.** и др. Наръчник по електронни схеми, т. 3. С., Техника, 1981.
6. **Златаров, В. К.** и др. Аналогови интегрални схеми. С., Техника, 1981.
7. **Иванов, Б. С.** В помощь радиокружку. М., Радио и связь, 1982.
8. **Коннели, Дж.** Аналоговые интегральные схемы. М., Мир, 1977.
9. **Кофлин, Р.** и др. Операционные усилители и линейные интегральные схемы. М., Мир, 1979.
10. **Кунев, Н.** и др. Справочник по полупроводникови прибори и интегрални схеми, т. 1, С., Техника, 1976.
11. **Левичев, В. Г.** Транзисторные усилители. М., Военное издательство, 1967.
12. **Ленк, Дж.** Наръчник по опростено проектиране на схеми с полупроводникови елементи. С., Техника, 1981.
13. **Маляков, С.** Линейни транзисторни усилватели. С., Техника, 1978.
14. **Москов, Т.** и др. Справочник по полупроводникови прибори и интегрални схеми, т. 2, С., Техника, 1979.
15. **Нейчев, С.** и др. Электронни устройства с линейни интегрални схеми. С., Техника, 1978.
16. **Ненов, Г.** Изчисляване на нискочестотни широкополосни и импульсные усилватели. С., Техника, 1981.
17. **Неделчев, Л.** и др. Радиоелектрониката в номограми. С., Техника, 1967.
18. **Николов, Н.** Схеми за управление на тиристори. С., Техника, 1984.
19. **Пенчев, Н., Ж. Желязков.** Висококачествени радиоприемни устройства. С., Техника, 1980.
20. **Пранчов, Р.** Резистори и кондензатори. С., Техника, 1984.
21. **Почеп, А., П. Панасюк.** Транзисторные радиоприемники. Одесса, Маяк, 1970.
22. **Стовер, У. А.** Проектирование транзисторных радиовещательных и телевизионных приемников. М., Энергия, 1971.
23. **Стойков, П. Г.** Электроник-1. С., Техника, 1981.
24. **Стойков, П. Г.** Генераторы на инфранизкой частоте. Радио, телевизия, електроника, кн. 3, 1975.
25. **Терещук, Р. М.** и др. Полупроводниковые приемно-усилительные устройства. Киев, Наукова думка, 1982.
26. **Цыкин, Г. С.** Усилительные устройства. М., Связь, 1971.
27. **Шафер, Д. В.** Регулировка, испытание и проверочные расчеты транзисторных усилителей. М., Связь, 1971.
28. **Шишков, А.** Примеры за изчисляване на електронни схеми. С., Техника, 1982.
29. **НПСК** по полупроводникова техника, Ботевград. Фирмен каталог - 1983-1984.



## СЪДЪРЖАНИЕ

Предговор.....	3
1. Транзистори .....	4
2. Усилвателни стъпала с един транзистор .....	10
3. Усилвателни стъпала с два транзистора .....	20
4. Усилвателни стъпала, съставени от три транзистора .....	25
5. Регулиране на усилването и тонкоректори .....	32
6. Интегрални операционни усилватели .....	36
7. Свързване на усилвателните стъпала в цялостна схема .....	45
8. Приложение на нискочестотни усилвателни схеми .....	48
9. Тиристори и приложението им .....	62
Приложения .....	67
Използвана литература .....	69

## **ЕЛЕКТРОНИК 2**

Автор инж. *Петър Ганчев Стойков*

Рецензенти: доц. к. т. н. инж. *Васил Борисов Василев*  
доц. к. т. н. инж. *Славчо Константинов Маляков*  
доц. к. т. н. инж. *Славчо Димитров Лишков*

Националност българска  
Второ стереотипно издание

Код 03  $\frac{9533126231}{3192 - 22 - 87}$

Изд. № 13028

Научен редактор к. ф. м. н. инж. *Мария Димитрова*

Художник *Димитър Капсаров*

Художествен редактор *Вени Кантарджиева*

Технически редактор *Юлия Йорданова*

Коректор *Росица Стоянова*

Дадена за набор на 19.1X.1986 г.

Подписана за печат м. май 1987 г.

Излязла от печат м. юни 1987 г.

Формат 70 x 100/16

Печ. коли 4,50

Изд. коли 5,83

УИК 6,41

Тираж 5000+96

Безплатно

Държавно издателство „Техника”, бул. Руски 6, София

Държавни печатница „Георги Димитров”, София

Печат ДП «В. Александров» - Враца