

Инж. АЛЕКСАНДЪР Я. САВОВ

# МОЩНИ НИСКОЧЕСТОТНИ УСИЛВАТЕЛИ

ДЪРЖАВНО ИЗДАТЕЛСТВО „ТЕХНИКА“  
СОФИЯ, 1987

В книгата са описани 23 схеми на мощни нискофреототни усилватели. За повечето от тях са обяснени принципът на действие и начинът за настройка. Към всяка схема на нискофреототен усилвател е приложен графичен оригинал на печатна платка, с което работата на по-неопитните радиолюбители ще се улесни значително. В отделна глава са разгледани действията на различните стъпала в един мощен нискофреототен усилвател, като са посочени и начини за оптимизиране на работата и подобряване на качествата на усилвателите.

Интерес представляват и описаните в края две усилвателни уредби, за които са дадени схеми на всички съставящи ги блокове. Книгата има определено приложен характер и е предназначена за широк кръг радиолюбители.

Някога радиолюбителите започваха „кариерата“ си с неизменния детекторен радиоприемник. Но всичко в този свят върви напред и сегашният радиолюбител, ако не се „запали“ по компютрите, то много е вероятно да започне направо с изработването на мощен нискофреототен усилвател.

„Всяко начало е трудно“ — гласи народната поговорка. А в началото любителят трябва да избере схема на нискофреототния усилвател, съобразена с желанията му, условията и елементите, с които разполага. За да бъде изборът възможно най-сполучлив, са необходими известни познания за усилвателите изобщо, за техните параметри и начините за подобряването им. Тази книга има задачата да ориентира радиолюбителя при избора на подходяща схема на мощен нискофреототен усилвател и да му даде тези първоначални познания.

В първа глава са дадени основните понятия за един нискофреототен усилвател (НЧУ). Разгледана е структурата на усилвателя и работата на отделните стъпала. Особено внимание е отделено на видовете изкривявания и начините за тяхното намаляване. Даден е и практически пример за изчисляване на елементите на един мощен нискофреототен усилвател.

В следващите до края глави са предложени схеми на най-различни нискофреототни усилватели по отношение на използвани елементи, схемни решения, режими на работа и т. н. Указанията за настройка, приложението с параметрите на използваните активни елементи, както и графичните оригинали на печатните платки ще улеснят радиолюбителя при реализирането на избраната схема.

Това, че в книгата почти не се срещат формули (изключение е т. 1.9), не бива да смущава читателите. Нека спокойно реализират желаната схема на основата на написаното в книгата, а после, ако желаят и им е интересно, да пристъпят към по-подробно запознаване с теорията от съответната специализирана литература. Тази размяна на обичайния ред дава почти винаги добри резултати. Тя вдъхва повече увереност, като интересът нараства постоянно и влече след себе си нови практически експерименти и творческо преосмисляне на направеното.



## ГЛАВА 1

### ОБЩ СВЕДЕНИЯ ЗА МОЩНИТЕ НИСКОЧЕСТОТНИ УСИЛВАТЕЛИ

#### 1.1. ОСНОВНИ ПОНЯТИЯ. ПАРАМЕТРИ НА НИСКОЧЕСТОТНИТЕ УСИЛВАТЕЛИ

Започваме с някои основни понятия и параметри на НЧУ, чието познаване е абсолютно необходимо, за да се разбере правилно действието на усилвателните схеми.

*Синусоиден сигнал.* Това е най-простият вид периодично трептене, което не може да се разложи на по-прости съставни трептения. Между амплитудната (максималната) и ефективната стойност на синусоидния сигнал съществуват следните зависимости:

$$U_m = \sqrt{2} \cdot U_{eff} \text{ и } I_m = \sqrt{2} \cdot I_{eff}$$

*Хармоници.* Всяко устройство, което генерира периодично несинусоидно трептене с определена честота, генерира наред с това и множество други трептения (наричат се още обертонове, или хармонични) с честоти, кратни на основната. Колкото е по-висока честотата на даден хармоник, толкова по-малка е неговата амплитуда.

Човешкият глас, а също и музикалните инструменти произвеждат точно такива несинусоидни трептения, поради което честотният им спектър е значително по-широк от основния им обхват. Тази именно особеност изисква от качествените нискочестотни усилватели по-широк честотен обхват.

*Тембър.* Хармониците са тези, които определят тембъра на звука. По съотношението на амплитудите на хармониците се различава тембърът на различните инструменти или гласове.

*Коефициент на усилване по напрежение.* Той се определя от отношението между амплитудите на променливото изходно и променливото входно напрежение

$$K_U = \frac{U_{изх}}{U_{вх}}$$

Коефициент на усилване по ток. Той представлява отношението между променливия изходен и променливия входен ток

$$K_I = \frac{I_{\text{изх}}}{I_{\text{вх}}}$$

Коефициент на усилване по мощност. Дефинира се като отношение на променливата изходна мощност към променливата входна мощност

$$K_P = \frac{P_{\text{изх}}}{P_{\text{вх}}}$$

Входно съпротивление. Дава се с израза

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}}$$

Когато входният сигнал е променлив, входното съпротивление е по променлив ток и се нарича още динамично или диференциално. На практика за нискоомен вход се смята този с  $R_{\text{вх}} < 5 - 10 \text{ k}\Omega$ , а за високоомен — този с  $R_{\text{вх}} > 50 \text{ k}\Omega$ .

Изходно съпротивление. То се определя от израза

$$R_{\text{изх}} = \frac{U_{\text{изх}}}{I_{\text{изх}}}$$

като ако изходният сигнал е променлив, се нарича още диференциално или динамично. Ако  $R_{\text{изх}} < 2 - 5 \text{ k}\Omega$ , е прието изходът да се нарича нискоомен. Ако  $R_{\text{изх}} > 20 - 50 \text{ k}\Omega$ , тогава е налице високоомен изход.

Изходна мощност. Това е променливотоковата изходна мощност на усилвателя. На практика се използва понятието номинална изходна мощност. Това е мощността, отделена в товара при определен коефициент на нелинейни изкривявания. Номиналната изходна мощност се определя от стойностите на номиналния изходен ток и номиналното изходно напрежение от формулите

$$P_{\text{изх}} = U_{\text{изх}} I_{\text{изх}} = R_T I_{\text{изх}}^2 = \frac{U_{\text{изх}}^2}{R_T}$$

Чувствителност. Амплитудата на входното променливо напрежение, при която на изхода се получава номиналната изходна мощност, се нарича чувствителност на усилвателя. Усилвателят трябва да се проектира с чувствителност, равна или по-висока от напрежението на сигнала от източника.

Собствен шум. На практика изходното напрежение на усилвателя не е равно на нула, когато входното е равно на нула. Причината за това е собственият шум на транзисторите и резисторите, недобро филтриране на мрежовото напрежение, лошо екранирани или неекранирани входни вериги и др. Трябва да се има предвид, че основен източник на шум са първите стъпала на усилвателя, тъй като техният шум се усилва по-нататък.

Динамичен обхват. Той характеризира способността на усилвателя да усилва както малки, така и големи сигнали. Динамичният обхват се определя от израза

$$D = \frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}}$$

където  $U_{\text{вх max}}$  и  $U_{\text{вх min}}$  са стойностите на входното напрежение, между които амплитудната характеристика (наричана още предавателна характеристика) на усилвателя е линейна. Самата амплитудна характеристика графично изразява зависимостта между изходното и входното напрежение на усилвателя при определена честота.

Качественият НЧУ трябва да има възможно най-голям динамичен обхват, за да може да възпроизведе и най-тихите, и най-силните тонове. Това се постига, от една страна, с повишаване на изходната мощност, а от друга — с намаляване на нивото на собствения шум.

Коефициент на полезно действие (к. п. д.). Той показва каква част от цялата консумирана от токоизточника мощност се превръща в полезна изходна мощност

$$\eta = \frac{P_{\text{изх полез}}}{P_{\text{захран}}}$$

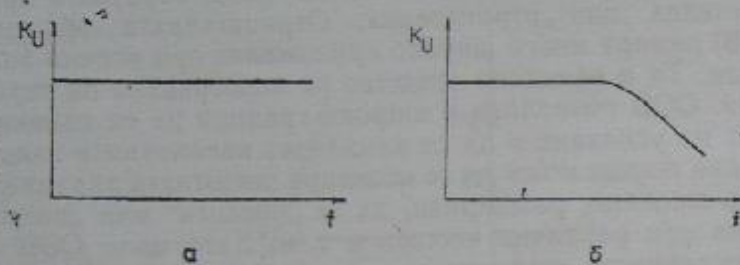
К. п. д. на крайните стъпала зависи от режима на работа (класа на усилване). К. п. д. по принцип е голям, когато постоянните токове в колекторните вериги са възможно по-малки в сравнение с токовете на полезния сигнал.

Амплитудно-честотна характеристика (АЧХ). Това е графично изразената зависимост на коефициента на усилване по напрежение от честотата. При идеалните усилватели това е една права линия (фиг. 1.1а). При реалните усилватели коефициентът на усилване по напрежение намалява с повишаване на честотата, поради което АЧХ вече не е права линия, а има формата, показана на фиг. 1.1б. Това се дължи преди всичко на влиянието на свързващите капацитети и на намаляването на коефициента на



усилване по напрежение на самите транзистори при повишаване на честотата.

**Неравномерност на АЧХ.** При реалните усилватели ходът на АЧХ не е права линия. Обикновено при ниските и при по-високи-



Фиг. 1.1. Амплитудно-честотни характеристики  
а — на идеален усилвател; б — на реален усилвател

те честоти има спадане на АЧХ. Освен това се срещат и случаи на подем (повдигане) на характеристиката за дадена честотна област. Тези отклонения на коефициента на усилване в сравнение с усилването при средни честоти се наричат неравномерност на АЧХ. Поради особеностите на човешкото ухо се допуска известна неравномерност на  $K_U$  в областта на ниските и високите честоти. Практиката е показала, че най-голямото спадане на  $K_U$ , което все още не се забелязва от човешкото ухо, е 30% или 3 dB спрямо стойността му при средни честоти, напр. при 1 kHz.

**Децибел.** Това е логаритмична мярка за отношение между две едноименни величини. С децибел (dB) се изразяват коефициенти на усилване, звуков интензитет, шумове и т. н.

За коефициентите на усилване по напрежение и ток важи формулата

$$K_{dB} = 20 \lg \frac{U_2}{U_1} = 20 \lg \frac{I_2}{I_1},$$

докато за коефициента на усилване по мощност е в сила изразът

$$K_{dB} = 10 \lg \frac{P_2}{P_1}.$$

Както е известно, усещането за сила на звука при човешкото ухо нараства пропорционално на логаритъма на дразненето. За илюстрация на това ще споменем, че нормалният човешки говор е по-интензивен от едва доловимите за ухото звуци около 1 000 000 пъти, но се възприема от ухото само като 60 пъти по-

силен звук. Единицата децибел ни спестява неудобството от работа с много големи числа. Освен това по този начин се приближаваме до реалното възприемане и представа на човека за звука.

Освен за сравняване на отношения децибелът е удобен за сравняване на конкретни стойности на мощности, напрежения и токове. За това са избрани т. нар. нулеви нива, спрямо които се изразяват тези стойности. За нулево ниво на електрически сигнали е приета мощността 0,001 W, отделена в активно съпротивление 600  $\Omega$ . Оттук се определят и нулевите нива за напрежения (0,775 V) и токове (1,29 mA).

В акустиката за нулево ниво е приет звук с интензитет  $10^{-12}$  W/m<sup>2</sup>, което е долният праг на чуване. Така интензитетът на всички звуци се сравнява с този праг, нарича се ниво и се изразява в dB. Например нивото на звука при нормален разговор съответствува на 60 dB, докато горният праг на болката съответствува на около 120 dB.

**Честотен обхват.** Това е обхватът от честоти, в границите на който коефициентът на усилване намалява с определена стойност. За качествените нискочестотни усилватели честотният обхват непременно трябва да покрива обхвата от честоти, които човек чува, т. е. 20—20 000 Hz.

**Честотни изкривявания.** Това са изкривявания, които се дължат на нееднаквото усилване на сигналите с различни честоти. На практика усилвателите не усилват еднакво различните хармоници на входния сигнал, с което се изменя тяхното съотношение, а това поражда изменение на тембъра на звука и именно това е резултатът от честотните изкривявания.

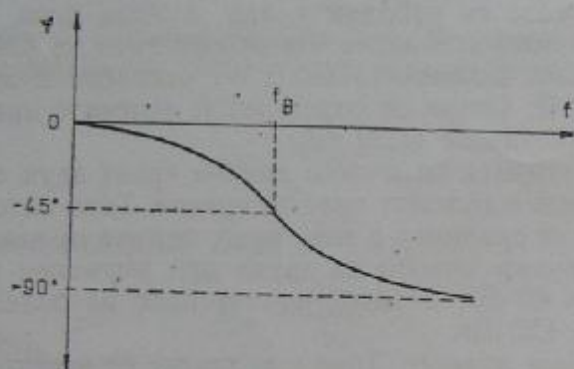
**Фазови изкривявания.** Този вид изкривявания се пораждат от честотозависими елементи в усилвателите (кондензатори, бобини, транзистори и др.). При усилване на синусоиден сигнал фазовите изкривявания предизвикват изоставане или избързване на изходния сигнал спрямо входния. Това избързване или изоставане се нарича още допълнително дефазиране и трябва да се разграничава от основното дефазиране, породено от начина на включване на транзисторите.

Допълнителното дефазиране на сигнала зависи от неговата честота и се изразява с фазово-честотната характеристика на усилвателя. На фиг. 1.2 е показана фазово-честотната характеристика на постояннотоков усилвател. При граничната честота на усилвателя  $f_m$  ъгълът на допълнителното дефазиране е  $-45^\circ$ .

**Нелинейни изкривявания.** Когато формата на изходния сигнал се различава от формата на входния сигнал, налице са нелинейни изкривявания. С други думи, при наличие на нелинейни изкри-



вявания на изхода на усилвателя се получават нови трептения, каквито липсват на входа. И колкото амплитудите на тези трептения са по-големи спрямо основния сигнал, толкова нелинейните изкривявания са по-големи.



Фиг. 1.2. Фазово-честотна характеристика на усилвателя

Количествената оценка на нелинейните изкривявания става чрез коефициента на нелинейни изкривявания (известен още като клирфактор, коефициент на хармониците). Той е равен на отношението между сумата на всички хармоници след основния, към сигнала с основна честота.

Причината за появата на нелинейни изкривявания е нелинейността в характеристиките на елементите (транзистори, диоди и др.), с които се изгражда нискочестотният усилвател.

**Интермодулационни изкривявания.** Входните сигнали на един нискочестотен усилвател не са синусоидни, а с много по-сложна форма. В резултат на нелинейните изкривявания освен хармоници се появяват и комбинационни трептения, които представляват суми и разлики от трептения с различни честоти. Така получените изкривявания са особено неприятни за ухото.

**Динамични изкривявания.** Това са изкривявания на сигнала, проявяващи се в моментите на резки амплитудни изменения (атаки) на сигнала. Причината за тяхната поява са много дълбоките отрицателни обратни връзки и ниската гранична честота на усилвателите. Динамичните изкривявания са едни от най-неприятните и ако са над допустимите, могат да променят до неузнаваемост звуковата картина.

**Отрицателна обратна връзка.** Подаването (връщането) на сиг-

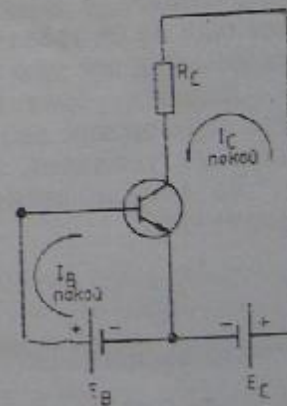
нал от изхода (или някоя междинна точка) на усилвателя към входа му се нарича обратна връзка. В зависимост от това, дали сигналът на изхода (или в съответната точка) съвпада по фаза или е с обратна на входния сигнал фаза, обратната връзка е положителна или отрицателна. Отрицателната обратна връзка (ООВ) намира много широко приложение при всички видове усилватели. Тя е ефикасно средство за подобряване на техните параметри. ООВ позволява в широки граници да се изменя коефициентът на усилване и да се намаляват нелинейните изкривявания. С нейна помощ може да се моделира честотната характеристика — да се стеснява, разширява, да се „повдига“ или „потиска“ усилването при различни честоти и т. н. Като цяло ООВ подобрява температурната стабилност на усилвателите.

## 1.2. ОСНОВНИ СХЕМИ НА СВЪРЗВАНЕ НА ТРАНЗИСТОРИТЕ

Всички предложени по-нататък схеми на нискочестотни усилватели са изградени с транзистори (интегралните ИЧУ и ОУ също са изградени с транзистори).

Преди да се спрем накратко на схемите на свързване на транзисторите, трябва да изясним какво представлява работната точка на транзистора, тъй като от правилния ѝ избор зависят много неща. На фиг. 1.3 е показан транзистор, включен по схема с общ емитер (ОЕ) в статичен режим. За да работи без изкривявания, е необходимо да се избере подходящ постоянен ток на работа на транзистора или, все едно, подходяща работна точка. Тя се определя от преднапрежението „база—емитер“, предизвикващо протичането на определен начален базов ток, който от своя страна предизвиква 3 пъти по-голям начален колекторен ток (ток на покой) и съответно колекторно напрежение  $U_{CE0}$ . Всичко това е илюстрирано на фиг. 1.4, където работната точка А е избрана в линейната област от входната характеристика (зависимостта на базовия ток от напрежението „база — емитер“) на транзистора.

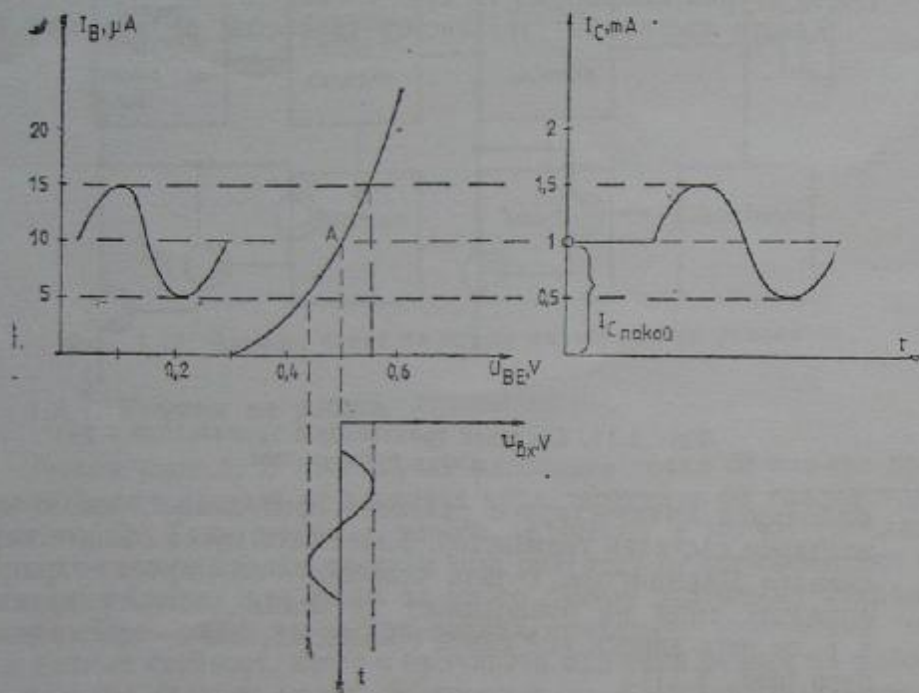
Известни са три основни схеми на свързване на транзистора.



Фиг. 1.3. Транзистор, включен в схема с общ емитер



Схема с общ емитер (фиг. 1.5). При тази схема входният сигнал се подава между базата и емитера, а изходният усилен сигнал се получава между колектора и емитера. Това е схема, която се характеризира със значително усилване както по напрежение,



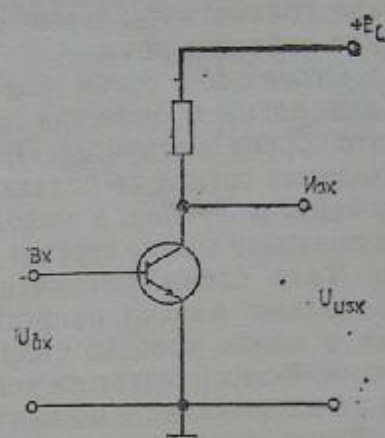
Фиг. 1.4. Определяне на работната точка на транзистора в схема ОЕ

така и по ток, а оттам и по мощност. Стойността на тези коефициенти, както и на входното и изходното съпротивление, зависи от избраната работна точка. Така например с увеличаването на тока на покой нараства  $K_U$ , докато  $R_{вх}$  намалява. Това е може би най-често използваната схема на свързване на транзистора.

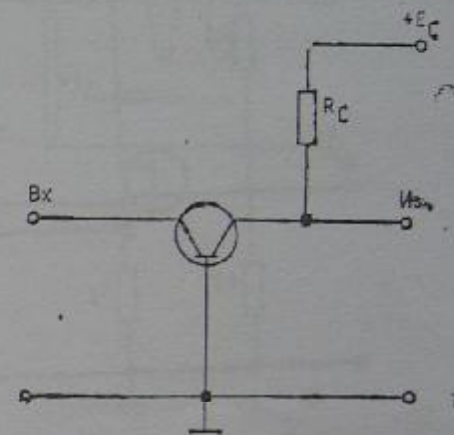
Схема с обща база (фиг. 1.6). Тук входният сигнал се подава между емитера и базата, а изходният се получава между колектора и базата. Характерни за тази схема на свързване са много малко входно съпротивление, много голямо изходно съпротивление, много голям  $K_U$  и голям  $K_P$ . Коефициентът на усилване по ток  $K_I$  е по-малък от 1.

Схема с общ колектор (фиг. 1.7). Тази схема на свързване е известна още и като емитерен повторител. При нея входният сигнал се подава между базата и колектора, а изходният се получава

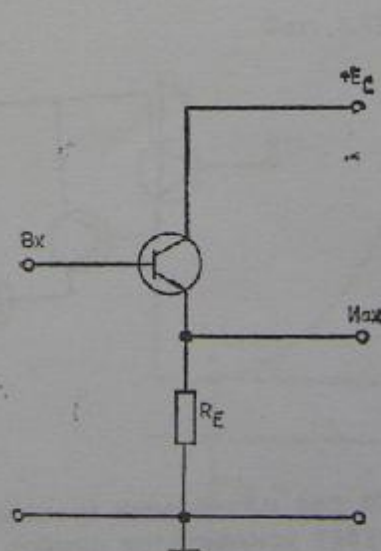
между емитера и колектора. Емитерният повторител се характеризира с голямо входно съпротивление, малко изходно съпротивление, много голям коефициент на усилване по ток  $K_I$  и коефициент на усилване по напрежение  $K_U < 1$ . Тази схема е особено



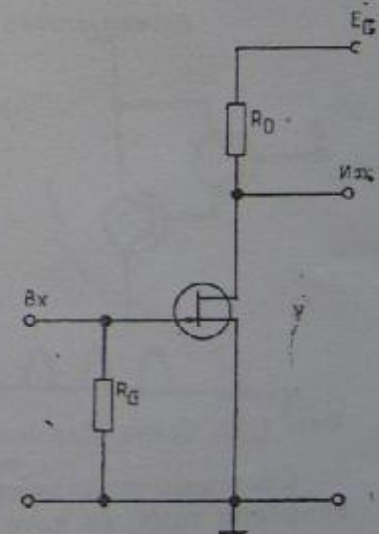
Фиг. 1.5. Транзистор, включен в схема с общ емитер



Фиг. 1.6. Транзистор, включен в схема с обща база



Фиг. 1.7. Транзистор, включен в схема с общ колектор



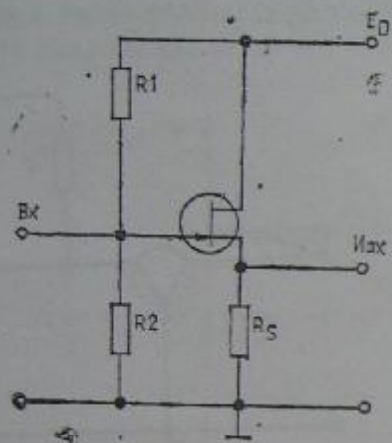
Фиг. 1.8. Транзистор, включен в схема с общ сорс

удобна за включване между високоомен източник на сигнал (микрофон и т. н.) и нискоомен (транзисторен) вход.

Схема с общ сорс (фиг. 1.8). Това е схема на свързване на по-

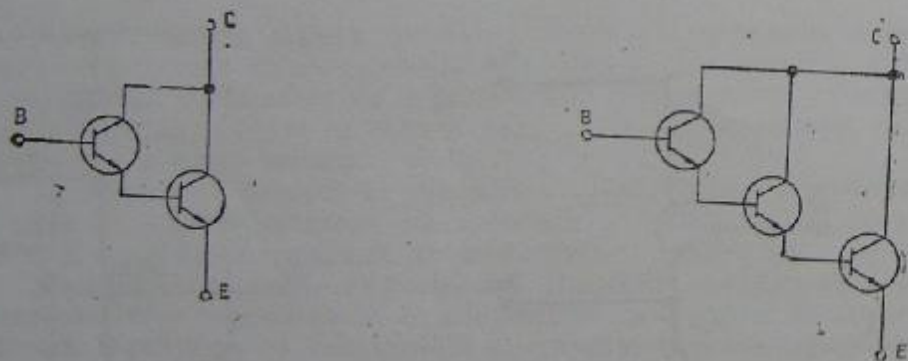


леви транзистори, която се характеризира с голям коефициент на усилване по напрежение и много голямо входно съпротивление. В сравнение със схемите с биполярни транзистори  $K_U$  е по-малък, но основното предимство на полевите транзистори си остава голямото  $R_{вх}$  и много малкият собствен шум.



Фиг. 1.9. Транзистор, включен в схема с общ дрейн

*Схема с общ дрейн* (фиг. 1.9). Тази схема е известна още и като сорсов повторител. При нея входният сигнал се подава между гейта и дрейна, а изходният се получава между сорса и дрейна. Тази схема притежава много голямо входно съпротивление и малко изходно съпротивление. Коефициентът на усилване по напрежение е по-малък от 1. Характерно за сорсовия повторител е, че има много добри честотни свойства.



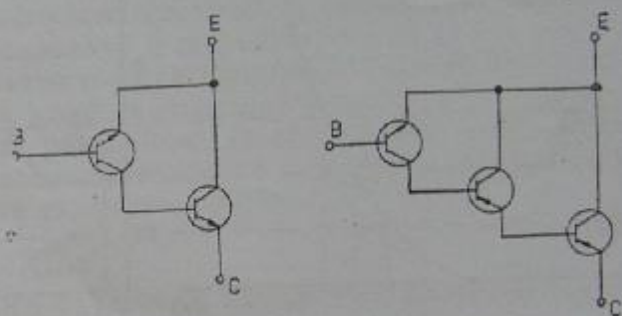
Фиг. 1.10. Схеми Дарлингтон

*Съставни транзистори.* Това са два или повече транзистора, свързани така, че като цяло образуват усилвателен прибор с три извода. Характерното за такива транзистори е много големият коефициент на усилване по ток  $\beta$ , получен от умножението на коефициентите  $\beta$  на отделните транзистори.

Когато съставният транзистор се състои от два или повече еднотипни биполярни транзистора, колекторите на които са свързани, говорим за схема Дарлингтон (фиг. 1.10). По принцип схе-

мата Дарлингтон може да се разглежда като обикновен биполярен транзистор с много голям коефициент  $\beta$ , голямо входно и малко изходно съпротивление. На практика схемите Дарлингтон са изградени от нееднакви транзистори, като всеки следващ е по-мощен от предния. Като недостатък може да се спомене недобрата температурна стабилност на тази схема.

Когато съставният транзистор се състои от два или повече



Фиг. 1.11. Съставен транзистор с транзистори с различна проводимост

биполярни транзистора с различна проводимост, той е комплементарен съставен транзистор. Качествата му са същите както на схемата Дарлингтон, с тази особеност, че първият транзистор определя типа на проводимост на целия съставен транзистор, т. е. от него зависи кой извод е колектор, кой — емитер и кой — база (фиг. 1.11).

### 1.3. КРАЙНО СЪПЪЛАЛО

Схемата на един мощен нискочестотен усилвател може условно да се раздели на три части: крайно съпъпало, драйверно съпъпало и предусилвателно (възбудително) съпъпало. Както се вижда от блоковата схема на фиг. 1.12, към тези основни съпъпала могат да се добавят схемите за защита на крайните транзистори от температурно претоварване и късо съединение в изхода, различните схеми за индикация, защитните схеми за високоговорителите и др. За всички тези схеми е необходимо съответното токозахранване.

Обикновено описанието и изчисляването на мощния нискочестотен усилвател се прави отзад напред, т. е. започва се с крайното съпъпало. За да се получи по-голям к. п. д. на крайното съпъпало, най-често се използва двукатна схема на свързване на транзисторите. От избраната чрез различни преднапрежения работна точка зависи режимът на работа на тези транзистори.





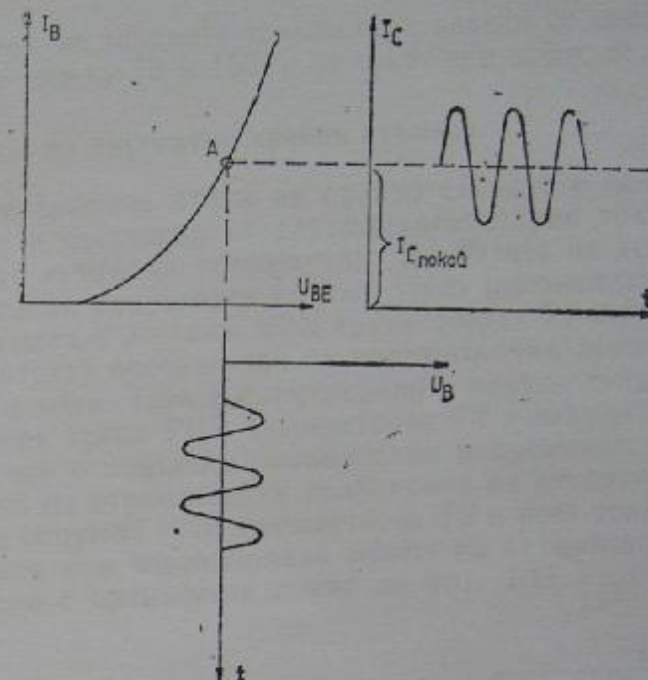
Фиг. 1.12. Блокова схема на мощен нискочестотен усилвател

### 1.3.1. Режими на работа

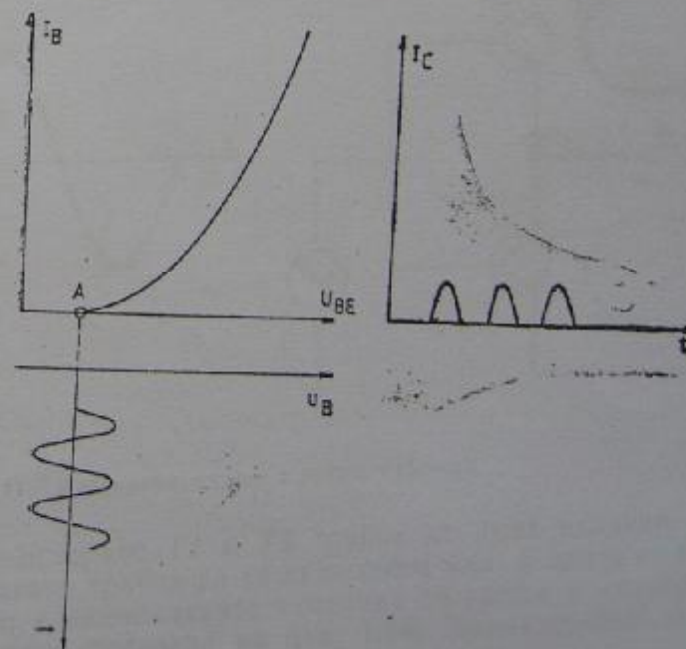
**Режим клас А.** В този случай работната точка се намира при близително в средата на входната характеристика на транзистора (фиг. 1.13). Този режим е удобен за работа с малки сигнали. При по-големи входни сигнали има опасност от ограничаване на изходния сигнал и от поява на много големи нелинейни изкривявания. При липса на входен сигнал началният колекторен ток е с голяма стойност, което е причината при този режим на работа к. п. д. да бъде по-малък. Режимът клас А намира най-широко приложение там, където сигналите са сравнително малки — микрофонни усилватели, маломощни крайни стъпала и др.

**Режим клас В.** Работната точка при него се намира в началото на входната характеристика на транзистора (фиг. 1.14). В този режим транзисторите работят без начален колекторен ток и к. п. д. е много голям. Едно двутактно крайно стъпало, работещо в клас В, внася много големи нелинейни изкривявания в областта на превключване. Особено характерни за този режим на работа са изкривяванията в изходния сигнал тип „стъпало“ (фиг. 1.15) при подаване на синусоиден сигнал на входа.

**Режим клас АВ.** При този режим на работа се подава малко преднапрежение, с което работната точка на транзистора се измества малко надясно от началото, т. е. протича малък начален колекторен ток (фиг. 1.16). Така при работа на двутактно стъпало в режим клас АВ в областта на превключване работят и двата транзистора за разлика от клас В, при които не работи нито



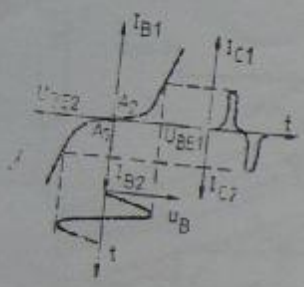
Фиг. 1.13. Режим на работа клас А



Фиг. 1.14. Режим на работа клас В

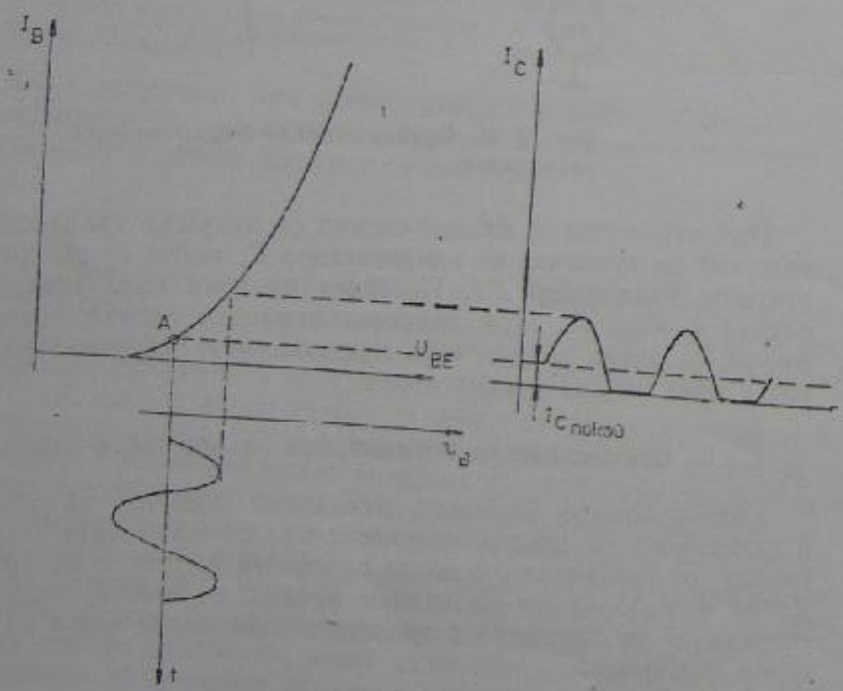


един. С това нелинейните изкривявания силно намаляват, а к. п. д. си остава сравнително голям. Това е причината в съвременните транзисторни нискочестотни усилватели да се предпочитат именно този режим на работа на крайните транзистори.



Фиг. 1.15. Изкривявания тип „стъпало“

В крайните стъпала мощностите са относително големи и това налага съгласуване между значителното изходно съпротивление на транзисторите и малкото съпротивление на товара. За получаване на необходимите големи токове усилвателният елемент трябва да има малко изходно съпротивление, т. е. крайните транзистори трябва да са мощни и да бъдат включени по схема с общ колектор. Сигналят се усилва по напрежение в предните стъпала, като в крайното обикновено той се усилва само по ток. Коэффициентът на



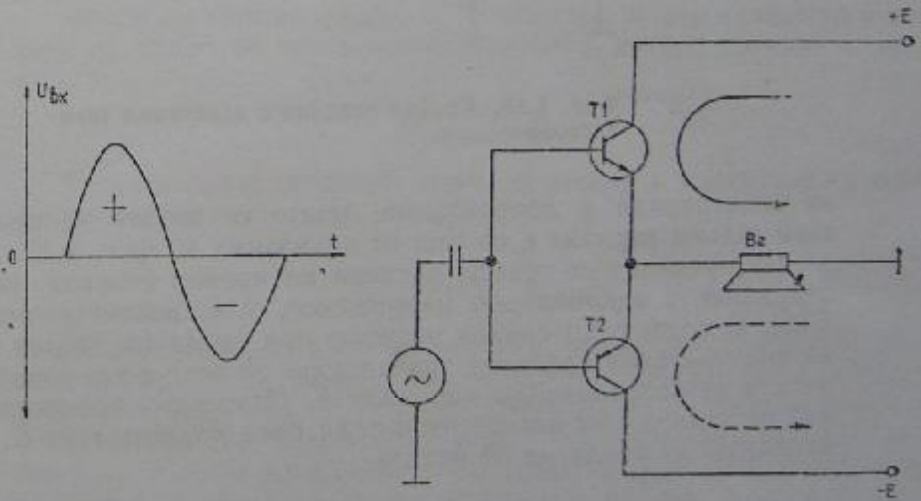
Фиг. 1.16. Режим на работа клас АВ

усилване по ток на мощните транзистори зависи от самите транзистори (той е между 10 и 150) и от тока, при който се измерва.

### 1.3.2. Схеми на двутактни крайни стъпала

Една често срещана схема на крайно стъпало е показана на фиг. 1.17. Тя е съставена от два комплементарни транзистора, включени като емитерни повторители. На базите на двата транзистора се подава синусоиден сигнал. През положителния полупериод на сигнала е отпушен NPN транзисторът  $T1$  и през товара (високоговорителя) протича ток от положителния полюс на захранването към маса. Това е илюстрирано с пълтна линия на фиг. 1.17. През това време PNP транзисторът  $T2$  е запушен, тъй като на базата му е подадено положително напрежение.

През време на отрицателния полупериод на входния синусоиден сигнал се отпушва PNP транзисторът  $T2$  и през товара протича ток от маса към отрицателния полюс на захранването. Това е илюстрирано с прекъсвана линия на фиг. 1.17.

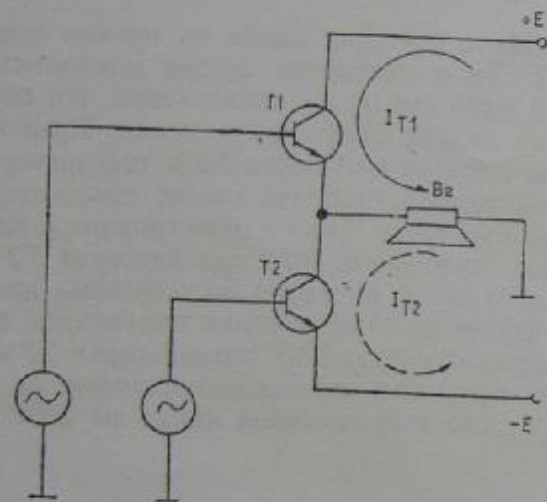


Фиг. 1.17. Комплементарно крайно стъпало

Транзисторите  $T1$  и  $T2$  трябва да имат еднакви параметри, като и двата трябва да са силициеви или и двата — германиеви. Често в любителската практика се среща и схемата на крайно стъпало, показана на фиг. 1.18. Характерното за нея е, че



е изградена с два еднакви NPN транзистора. Това крайно стъпало се нуждае от две противофазни входни напрежения, които се осигуряват от фазоинверсно стъпало, включено преди крайното. Транзисторът  $T_2$  работи в схема с общ емитер и въпреки мерките



Фиг. 1.18. Крайно стъпало с еднотипни транзистори

за симетриране и компенсация, които се вземат на практика, този схемен вариант е по-лош от показания на фиг. 1.17.

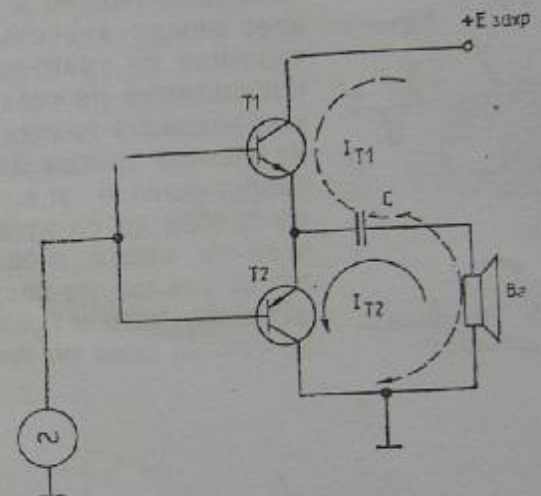
На практика се срещат и схеми на крайни стъпала, които се захранват с еднополярно напрежение, т. е. несиметрично (фиг. 1.19). С подходящо схемно решение при липса на входен сигнал на емитерите на крайните транзистори се осигурява точно половината от захранващото напрежение. Изходният променлив сигнал се подава към високоговорителя през кондензатора  $C$ , чийто капацитет се определя от израза

$$C = \frac{1}{2\pi f_n R_v}$$

където  $f_n$  е долната гранична честота на стъпалото;  
 $R_v$  — товарното съпротивление (съпротивлението на високоговорителя).

При положителен входен сигнал се отпушва само транзисторът  $T_1$ , като неговият колекторен ток тече през кондензатора  $C$

товара към маса. При това напрежението, с което се захранва транзисторът  $T_1$ , е равно на половината от общото захранващо напрежение, тъй като то представлява разликата между напрежението на захранването и напрежението, до което се е заредил кондензаторът  $C$ .



Фиг. 1.19. Крайно стъпало с еднополярно захранване

При отрицателен входен сигнал се отпушва транзисторът  $T_2$ , като той се захранва от кондензатора  $C$ , който се дозарежда при отпушен транзистор  $T_1$ . Посоката на тока през товара в този случай е обратна. При синусоиден входен сигнал колекторните токове на двата транзистора представляват полусинусоиди, като токът през товара е синусоиден.

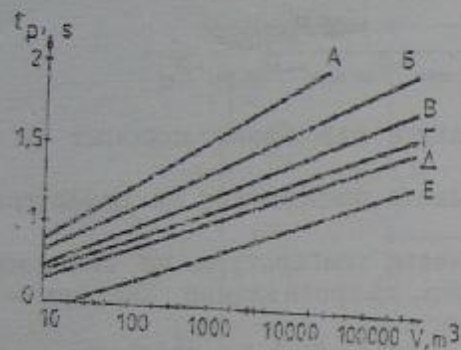
### 1.3.3. Определяне на параметрите на крайното стъпало

Конструкторът определя изходната мощност на усилвателя в зависимост от предназначението му, от наличните високоговорители, от елементите, с които разполага и естествено от цената. Добре е изборът да започне с предназначението, например за озвучаване на определено помещение. За целта може да се приложи формулата

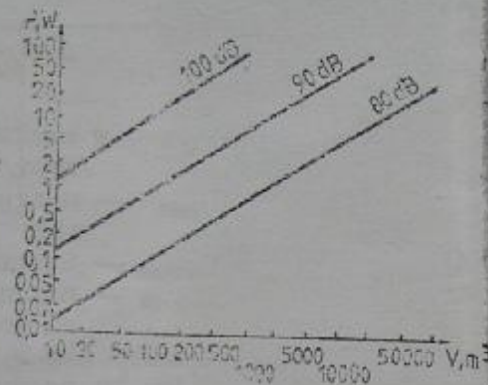
$$P = \frac{3,2 \cdot V \cdot J}{\eta_p} \cdot 10^{-3}, \text{ W}$$



където  $P$  е препоръчителната минимална мощност;  
 $V$  — обемът на помещението в  $m^3$ ;  
 $J$  — избраното звуково ниво в dB;  
 $t_p$  — времето на реверберация на помещението в s;  
 $\eta$  — к. п. д. на високоговорителите.



Фиг. 1.20. Времето на реверберация в зависимост от обема на помещението  
 А — голяма зала за орган; Б — концертна зала; В — малка стая; С — голяма стая; Д — хол; Е — малка стая.



Фиг. 1.21. Определяне на необходимата мощност за дадено помещение с обем  $V$ , за да се получи звуково налягане 80 dB, 90 dB или 100 dB

Така например, ако помещението е с обем  $50 m^3$ ,  $J$  е 100 dB, а коефициентът на полезно действие на високоговорителите е 10%, за необходимата мощност се получава

$$P = \frac{1.6}{\eta}$$

От графиките на фиг. 1.20 се намира стойността на времето на реверберация за едно жилищно помещение (стая) с посочения обем ( $t_p = 0,75$  s). Тогава необходимата минимална мощност за възпроизвеждане в тази стая е 2,2 W.

На фиг. 1.21 са дадени графики за определяне на минимално необходимата звукова мощност в зависимост от обема на помещението. Графиките важат за време на реверберация 0,53 s, к. п. д. на високоговорителите 5% и при затворени озвучителни тела.

Високоговорителите, които се произвеждат, обикновено са със съпротивление 4 или 8  $\Omega$ . Съществуват високоговорители със съпротивление 15  $\Omega$ , но те се използват много рядко. И така, след като се знае изходната мощност на усилвателя и съпротивлението на високоговорителя, може да се определи стойността на захранващото напрежение по формулата

$$E_C = \frac{1}{\xi} \sqrt{8P_T R_T}$$

$$\text{където } \xi = \frac{2U_m}{E_C}$$

и се нарича коефициент на използване на захранващото напрежение, а  $U_m$  е амплитудната стойност на напрежението на сигнала в товара. При максимална мощност  $\xi$  е 0,9. Така например, ако сме избрали  $P=20$  W и  $R_T=4$   $\Omega$ , за  $E_C$  се получава около 28 V.

От формулата може да се определи амплитудата на напрежението върху товара при изходна мощност 20 W:

$$U_m = \sqrt{2P_T R_T} = 12.6 \text{ V.}$$

При максимална изходна мощност колекторният ток на всеки от крайните транзистори има амплитудна стойност

$$I_{C \max} = \frac{E_C}{2(R_T + R_{sat})}$$

където  $R_{sat}$  е съпротивлението на отпушения транзистор и е от 1 до 10  $\Omega$ .

Максималното напрежение, приложено между колектора и емитера на всеки от крайните транзистори, когато другият е запушен, е

$$U_{CE \max} \approx E_C.$$

Максималната мощност, която се отделя в колектора на всеки транзистор, се определя от израза

$$P_{\max} = \frac{P_T}{4}.$$

След като се изчислят всички тези стойности, се избират мощни транзистори с подходящи параметри. Допустимият колекторен ток  $I_{C \max}$  на транзисторите трябва да е 3—5 пъти по-голям от необходимия за максималната изходна мощност на стъпалото ток  $I_{\max}$ , защото коефициентът на усилване  $\beta$  на транзисторите зависи от  $I_C$  и при максимален колекторен ток той силно намалява. Възможен е вариант, при който  $I_{C \max} = I_{\max}$ , но това става за сметка на по-големите изкривявания и по-тежкия режим на работа на драйверното стъпало, което трябва да осигурява по-голям ток.

Всеки от крайните транзистори трябва да може да издържа разсейващата се върху него мощност  $P_{\max}$ . За сигурност се избират транзистори с  $P_{C \max}$ , с 10—15% по-голяма от тази стойност.



трява да се отоележи, че в каталозите се посочва мощност, която транзисторът издържа при идеално охлаждане и поддържане на определена температура на корпуса. Тази мощност се различава от разсейваната от транзистора мощност в един реален усилвател. Температурата на колекторния преход, където се отделя основната част от топлината, е всъщност тази, която има значение за изправността на транзистора. Максимално допустимата температура  $150\text{--}250^\circ\text{C}$  в никакъв случай не бива да се надвишава. Затова топлината от колекторния преход се отвежда към корпуса и оттам — в околното пространство.

### 1.3.4. Топлинен режим на транзисторите

Неидеалният контакт между полупроводниковата силициева пластина и корпуса на транзистора, както и топлопроводимостта на материалите, от които са направени, определят т. нар. топлинно съпротивление на колекторния преход, което се бележи с  $R_{th}$  и се определя като отношение на температурната разлика в мощността

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{P},$$

т. е. ако между две точки има топлинно съпротивление  $R_{th}$  и в едната точка се отделя мощност  $P$ , то в другата точка температурата ще бъде с  $\Delta T$  градуса по-ниска. В разглеждания случай двете точки са колекторният преход и корпусът на транзистора и стойността на  $R_{th}$  се дава в градуси на ват —  $^\circ\text{C}/\text{W}$ . Колкото  $R_{th}$  е по-малко, толкова топлинните качества на транзистора са по-добри и той се загрява по-малко от единица мощност.

Аналогично се говори и за топлинни съпротивления „корпус — радиатор“, „радиатор — околна среда“. Стойността на  $R_{th}$  „колекторен преход — корпус“ на мощен транзистор, монтиран в корпус ТО-3, е  $1\text{--}2^\circ\text{C}/\text{W}$ . Стойността на  $R_{th}$  „корпус — радиатор“ е  $0,2\text{--}0,4^\circ\text{C}/\text{W}$ , когато транзисторът не е изолиран електрически от радиатора и  $0,8\text{--}1^\circ\text{C}/\text{W}$ , когато е изолиран със слюдена пластина. Затова се препоръчва да се изолира не транзисторът от радиатора, а целият радиатор от кутията на усилвателя. В този случай обаче са необходими отделни радиатори за всеки транзистор.

Стойността на  $R_{th}$  „радиатор — околна среда“ зависи от площта на радиатора, топлопроводимостта му (използват се мед или алуминий) и обработката на повърхността му — матова, почернена и т. н. Примерната стойност на  $R_{th}$  за алуминиев радиатор с гладка повърхност и с площ  $200\text{ cm}^2$  е  $6\text{--}8^\circ\text{C}/\text{W}$ .

В любителски условия често се използват плоски охлаждащи радиатори от алуминий с дебелина  $3\text{--}4\text{ mm}$ . При директното закрепване на транзистора върху такъв радиатор необходимата площ  $S$  в  $\text{cm}^2$ , включваща и двете страни на радиатора, може да се определи приблизително по формулата

$$S = \frac{1400 P_C}{0,9 T_{J \max} - T_{ок \max} - R_{th \text{ пк}} \cdot P_C},$$

където  $P_C$  — е максималната разсейвана мощност от транзистора,

$T_{J \max}$  — максималната температура на колекторния преход,

$T_{ок \max}$  — максималната температура на околната среда,

$R_{th \text{ пк}}$  — топлинното съпротивление „преход — корпус“ на транзистора.

Така например, ако  $T_{J \max} = 100^\circ\text{C}$ ,  $T_{ок \max} = 40^\circ\text{C}$ ,  $R_{th \text{ пк}} = 1,5^\circ\text{C}/\text{W}$  и  $P_C = 10\text{ W}$ , за площта на радиатора се получава  $S = 400\text{ cm}^2$ . Понееже това е цялата площ на радиатора, той може да се представи като квадрат с размери приблизително  $14 \times 14\text{ cm}$ .

### 1.4. ДРАЙВЕРНО СЪПЪЛАЛО

Задачата на това съпъпало е да управлява крайните транзистори по напрежение и ток. На фиг. 1.22 е показана основната схема на едно драйверно съпъпало заедно с крайното съпъпало. Комплементарната двойка драйверни транзистори  $T1$  и  $T2$  работят отделно за положителните и отрицателните входни сигнали. Те са обикновено средномощни ( $0,5\text{--}5\text{ W}$ ) и работят като емитерни повторители.

На фиг. 1.23 е показана схемата на драйверно съпъпало за крайно съпъпало с еднотипни транзистори. Тук комплементарната двойка драйверни транзистори  $T1$  и  $T2$  играят ролята и на фазоинверсно съпъпало, осигуряващо противофазен управляващ сигнал за крайните транзистори.

Изискванията за максимално допустимо напрежение  $U_{CE}$  на драйверните транзистори са същите, както и за крайните транзистори, т. е.  $U_{CE \max} > E_C + (15 + 20\%) E_C$ . При симетрично дуполарно захранващо напрежение е в сила изразът

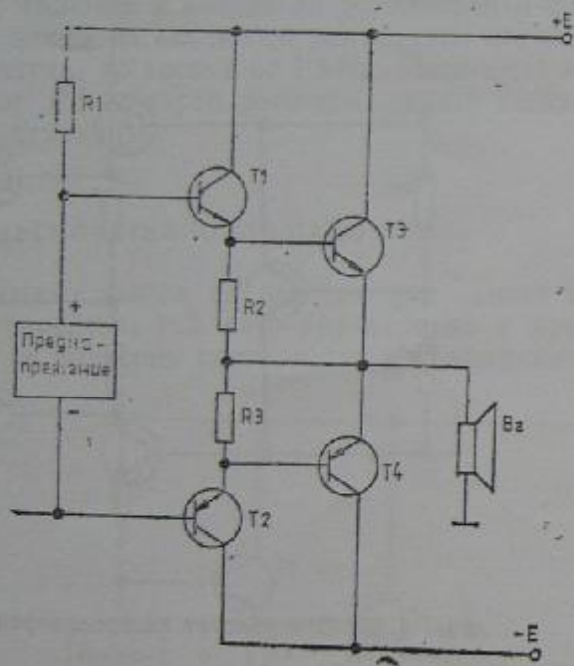
$$U_{CE \max} > 2E + (15 + 20\%) E.$$

Токът, който трябва да издържат драйверните транзистори



( $I_{C \max k}$ ), се определя от максималния колекторен ток  $I_{C \max k}$  на крайните транзистори и техният коефициент на усилване по ток:

$$I_{C \max d} \geq \frac{I_{C \max k}}{\beta}$$

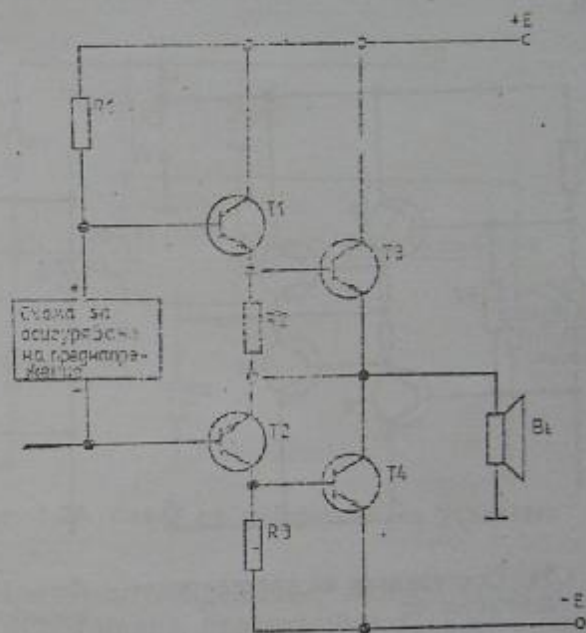


Фиг. 1.22. Основна схема на комплементарно драйверно стъпало

Резисторите  $R2$  и  $R3$  се включват, за да се осигури на  $T1$  и  $T2$  нормален режим на работа с малки нелинейни изкривявания, както и за получаването на високо пробивно напрежение на крайните транзистори  $T3$  и  $T4$ .

Може приблизително да се приеме, че разсейваната мощност от драйверните транзистори е  $\beta$  (на крайните транзистори) пъти по-малка от мощността, която разсейват крайните транзистори, като стойността  $\beta$  се определя за ток, равен на 70% от максималния. Това потвърждава колко е важно коефициентът на усилване по ток да бъде голям. Ето защо в практиката се използват съставни транзистори (виж т. 1.2) с много голям коефициент на усилване  $\beta$ , които обединяват в едно крайните и драйверните транзистори.

Драйверното стъпало осигурява необходимото преднапрежение „база—емитер“ на крайните транзистори, с което се определя техният режим на работа. В действителност дори в режим на работа клас В транзисторите от крайното стъпало се нуждаят



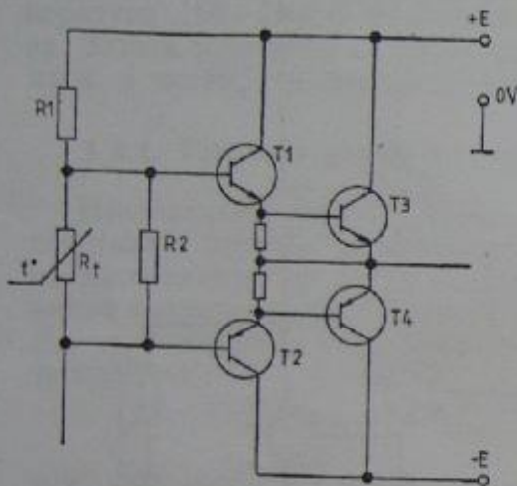
Фиг. 1.23. Схема на квазикомплементарно драйверно стъпало

от известно преднапрежение „база—емитер“ поради неидеалността на характеристиките си. Силициевите транзистори работят при преднапрежения, по-големи от  $\pm(0,5+0,6)$  V, а германиевите — от  $\pm(0,1+0,2)$  V. По време, когато не работят и двата транзистора, се получават и най-големите нелинейни изкривявания (виж фиг. 1.15).

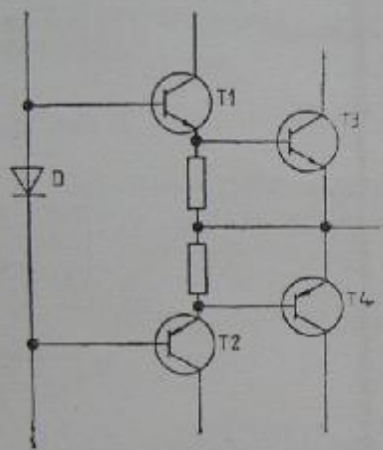
Най-просто преднапрежението за драйверни транзистори може да се получи чрез резистор, с промяната на тока през който може да се постигне желаната стойност на преднапрежението (фиг. 1.24). Напрежението „база—емитер“ на транзисторите силно зависи от температурата, поради което се получава т. нар. температурно отместване на входната характеристика. За отстраняване на този недостатък паралелно на резистора (в случая —  $R2$ ) се включва терморезистор. Терморезисторът  $R_2$  трябва да се мон-



тира непременно върху радиатора на един от крайните транзистори (по възможност по-близо до транзистора), за да се осъществи добър топлинен контакт. Този вариант не е съвършен, поради което се използва само при прости усилватели за неголеми мощности.



Фиг. 1.24. Осигуряване на преднапрежение с терморезистор



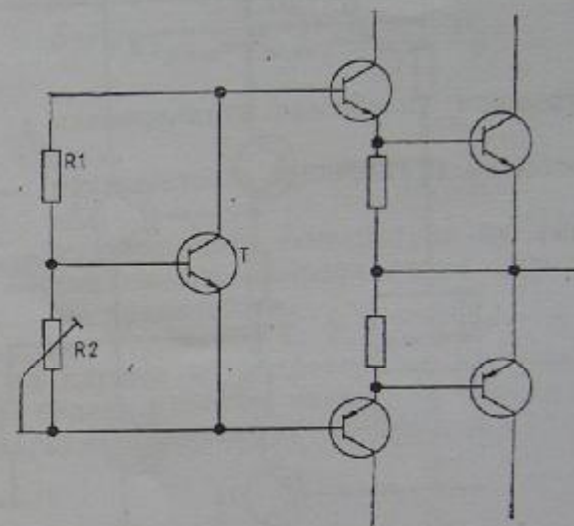
Фиг. 1.25. Осигуряване на преднапрежение с диод

По-добри резултати се получават, ако за компенсация на температурното отместване на входната характеристика на транзистора се използват направо елементи, чието съпротивление при повишаване на температурата намалява. На фиг. 1.25 е показан вариант, при който е използван диод. Диодът има същото температурно изменение на съпротивлението, каквото има и преходът „база—емитер“ на транзистора. Освен това променливотоковото съпротивление на диода е значително по-малко от това за постоянен ток. По такъв начин асиметрията на входните променливи напрежения на  $T1$  и  $T2$  е по-малка.

Диодът трябва да се монтира върху радиатора на крайните транзистори и по такъв начин той работи при еднаква температура с тях. При повишаване на температурата напрежението „база—емитер“ намалява, но по същия начин намалява напрежението и върху диода, така че режимът на работа на крайните транзистори не се променя.

При използване на диод преднапрежението на транзисторите трудно се настройва и затова на практика често се използва

схемата, показана на фиг. 1.26. Транзисторът  $T$  е този, който осигурява стабилно преднапрежение за драйверните транзистори. Използуването на транзистор като термостабилизиращ елемент се основава на това, че при повишаване на температурата напре-



Фиг. 1.26. Осигуряване на преднапрежение с транзистор

жението „колектор—емитер“ намалява. Преднапрежението на драйверните транзистори зависи от напрежението „колектор—емитер“ на транзистора  $T$ . То може да се изменя в известни граници чрез промяна в съотношението на съпротивленията на резисторите  $R1$  и  $R2$ . На практика това става чрез донастройващ резистор, както е показано на фиг. 1.26.

Транзисторът  $T$  се монтира върху радиатора на крайните транзистори и така се осъществява топлинната връзка с тях. По този начин промяната на напрежението „база—емитер“ на крайните транзистори вследствие на температурни промени веднага се „улавя“ от този транзистор и се коригира от него чрез промяната на напрежението му „колектор—емитер“, а оттам и на напрежението между базите на драйверните транзистори.

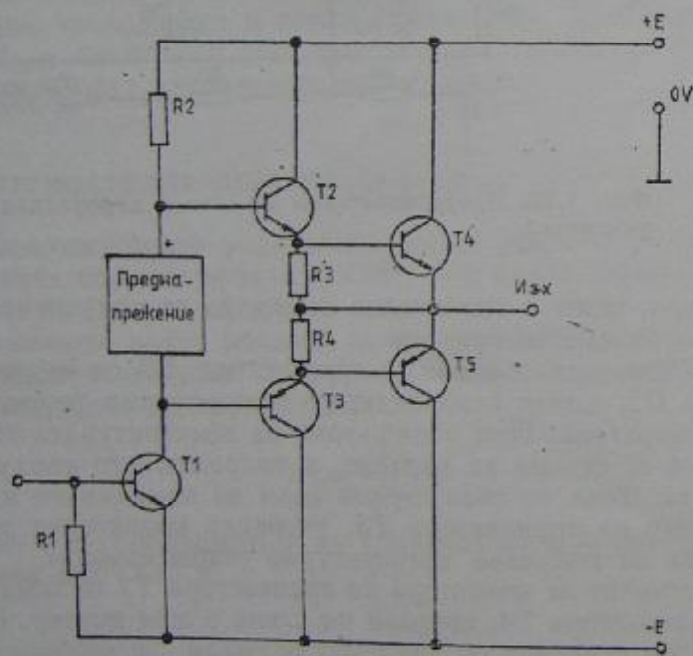
Стойността на напрежението „колектор—емитер“ на транзистора  $T$  се определя от избрания режим на работа на крайните транзистори и необходимия за този режим колекторен ток на по-



кой. За стойности на този ток от 0 до 10 mA режимът на работа е клас В, до 200—300 mA режимът е клас АВ и за токове 1—2А — клас А. На практика точното преднапрежение на крайните транзистори за режим клас В се настройва най-добре с помощта на осцилоскоп, включен в изхода на усилвателя и сигналгенератор, подаващ на входа на стъпалото синусоидни сигнали с амплитуда 1—2 V и честота, по-висока от 1 kHz. Плъзгачът на донастройващия резистор  $R_2$  се върти дотогава, докато изчезнат изкривяващата тип „стъпало“.

### 1.5. ПРЕДУСИЛВАТЕЛНО СЪПАЛО

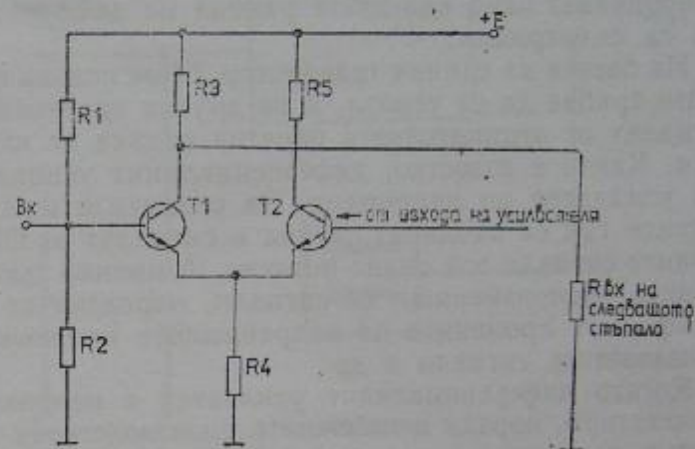
Това стъпало трябва да осигури усилването по напрежение на целия усилвател, тъй като драйверното и крайното стъпало обикновено са емитерни повторители с коефициенти на усилване



Фиг. 1.27. Предусилвателно стъпало с NPN транзистор

по напрежение, по-малки от 1. Съществуват най-разнообразни схеми на предусилвателни стъпала. Обикновено се използва транзистор (PNP или NPN) в схема с общ емитер, както е показано на фиг. 1.27.

Съпротивлението на резистора  $R_2$  се определя в зависимост от необходимия базов ток за драйверните транзистори. То се избира компромисно, тъй като, ако е голямо — и напрежението върху резистора ще бъде голямо, а това няма да позволи използването



Фиг. 1.28. Схема на диференциален усилвател

на цялото захранващо напрежение. Ако съпротивлението на резистора  $R_2$  е много малко, протичащият през него ток ще е много голям и опасен за транзистора.

Това също показва предимството на използването на транзистори с голям коефициент на усилване по ток  $\beta$ . Тогава необходимият базов ток за драйверните транзистори ще бъде по-малък и ще може да се използва по-високоомен резистор  $R_2$ , а това ще разтовари транзистора  $T_1$  по мощност. Тъй като в схемата от фиг. 1.27 транзисторът  $T_1$  е включен по схема с общ емитер, коефициентът на усилване по напрежение на стъпалото зависи от стръмността на транзистора и от товарното съпротивление на стъпалото. Стръмността зависи от избраната работна точка на транзистора, докато товарното съпротивление зависи от резистора  $R_2$  и от входното съпротивление на драйверното стъпало. Ето още една причина, която изисква  $R_2$  да е възможно по-високоомен, за да бъде и коефициентът на усилване по-голям.

Напоследък често се срещат схеми на предусилвателни стъпала, изградени с диференциални усилватели. На фиг. 1.28 е показана схемата на таква предусилвателно стъпало с диференциален усилвател, реализиран с транзисторите  $T_1$  и  $T_2$ . В сравнение с обикновените транзисторни усилвателни стъпала дифе-



Диференциалният усилвател има много предимства — два входа, два изхода, много добра температурна стабилност, много голям коефициент на усилване по напрежение, слаба зависимост на параметрите от промените на захранващото напрежение, много добра шумозащитеност, т. е. способност да усилва малки сигнали при наличието на големи смущаващи сигнали. Всички тези свойства се проявяват само ако двете рамена на диференциалния усилвател са симетрични.

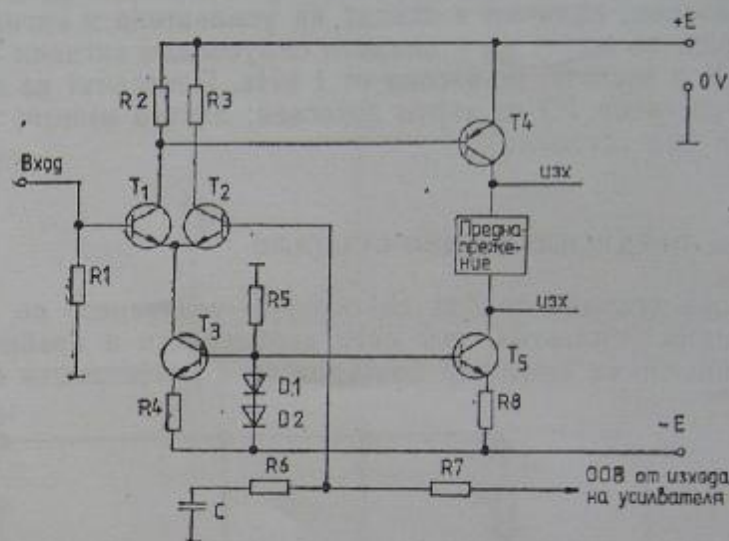
На базата на единия транзистор  $T_1$  се подава входният сигнал, който трябва да се усилва, а на другия транзистор  $T_2$  се подава сигналът от отрицателната обратна връзка от изхода на усилвателя. Както е известно, диференциалният усилвател е превъзходен усилвател по напрежение за разликата между два сигнала, каквито тук са входният сигнал и сигналът от ООВ, докато синфазните сигнали той силно потиска. А именно такива са нежелателните бавноизменящи се сигнали, породени от температурния дрейф и от промените на захранващото напрежение, шумовете, смущаващите сигнали и др.

Когато диференциалният усилвател е направен с дискретни транзистори, поради неизбежните производствени толеранси (разлики в параметрите на отделните образци) не може да се получи пълна симетрия на двете рамена. Това е причината реалните диференциални усилватели да не потискат напълно синфазните сигнали в изхода, например температурният дрейф не е нула. Също така няма пълно съвпадение на входните характеристики на двата транзистора, както и на коефициентите на усилване по ток на двата транзистора в работния температурен интервал.

Теорията и практиката показват, че най-ефикасният начин за подобряване на качествата на диференциалния усилвател е увеличаване на съпротивлението на резистора  $R_4$ . Това е свързано понякога с известни неудобства при настройката, поради което в практиката по-често се използва вместо резистора  $R_4$  един генератор на ток. На фиг. 1.29 той е изграден с транзистора  $T_3$ , резисторите  $R_4$  и  $R_5$  и диодите  $D_1$  и  $D_2$ . Този генератор трябва да осигурява ток с много голяма стабилност. Това означава, че неговият ток в работния участък практически не трябва да зависи нито от напрежението, нито от температурата.

Токът на генератора представлява сума от токовете през двата транзистора  $T_1$  и  $T_2$  на диференциалния усилвател. Точната стойност на тока зависи от желаната работна точка, честотна лента, усилване, разсейвана мощност и може да се променя в известни граници, като се променя съпротивлението на резистора  $R_4$ .

Теоретично се доказва, че генераторът на стабилен ток удължава колекторните токове на двата транзистора, т. е. той ги симетризира допълнително. От това следва, че неизбежната асиметрия в диференциалните усилватели, изградени с дискретни тран-



Фиг. 1.29. Предусилвателно стъпало с диференциален входен усилвател

зистори, може в значителна степен да се компенсира чрез осигуряването на стабилен ток.

В базовата верига на транзистора  $T_3$  са включени диодите  $D_1$  и  $D_2$ , които стабилизират температурно режима на работа на генератора. При повишаване на температурата токът на генератора се стреми да нарасне, а напрежението върху диодите намалява. Това от своя страна води до намаляване на преднапрежението на транзистора  $T_3$ , неговият колекторен ток намалява и така се получава температурно стабилизиране.

Сигналът от колектора на транзистора  $T_1$  се подава на базата на транзистора  $T_4$ , свързан по схема с общ емитер. За да бъде и неговото усилване по напрежение голямо, е необходимо транзисторът да има голяма стръмност, колекторният товар да е с голямо съпротивление и входното съпротивление на следващото стъпало да е голямо. Увеличаването на стръмността и съпротивлението на колекторния товар е свързано с някои нежелани явления (нарастване на собствения шум, увеличаване на дрейфа, увеличаване



на захранващото напрежение и др.), поради което на практика много често се използва т. нар. динамичен товар за получаване на голям коефициент на усилване по напрежение.

Динамичният товар представлява елемент, който има голямо съпротивление за променлив ток и малко съпротивление за постоянен ток. От това следва, че един генератор на ток е идеален динамичен товар.

В схемата от фиг. 1.29 динамичен товар за транзистора  $T4$  е генераторът на ток с транзистора  $T5$ , включен по схема с обща база, която има много голямо изходно съпротивление. Токът на този генератор се стабилизира температурно също с диодите  $D1$  и  $D2$ , като стойността му зависи от съпротивлението на резистора  $R8$ .

Транзисторите  $T1$  и  $T2$  трябва да са с максимално близки параметри ( $\beta$ ,  $U_{CB}$ ,  $f_T$ ,  $P_C$ ), като е желателно използването на транзистори с по-малък собствен шум. Транзисторите  $T4$  и  $T5$  трябва да са направени от един и същ материал (силиций), но да са с различна проводимост и близки параметри. Пробивното напрежение  $U_{CEO}$  на всички тези транзистори трябва да е по-високо от използваното захранващо напрежение.

### 1.6. ОТРИЦАТЕЛНА ОБРАТНА ВРЪЗКА

В нискочестотните усилватели много широко се прилага отрицателната обратна връзка (ООВ), при която върнатият сигнал е обратен по фаза на входния.

Величината, която показва каква част от изходния сигнал се връща обратно на входа, се нарича коефициент на обратната връзка и се определя от израза (фиг. 1.30)

$$\beta_{об} = \frac{U_{об}}{U_{изх}}$$

Известно е, че коефициентът на усилване по напрежение на един усилвател без ООВ е

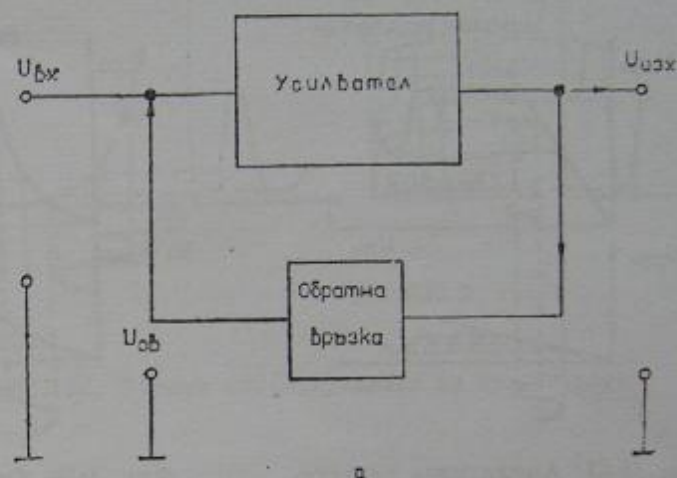
$$K = \frac{U_{изх}}{U_{вх}}$$

При наличие на ООВ този коефициент става

$$K_{об} = \frac{U_{изх}}{U}$$

където  $U$  е входният сигнал за усилвателя, получен от разликата между действителния входен сигнал и сигнала от ООВ, т. е.

$$U_{вх} = U - U_{об}$$



Фиг. 1.30. Блокова схема на усилвател с отрицателна обратна връзка

От тези изрази за коефициента на усилване с ООВ се получава

$$K_{об} = \frac{K}{1 + \beta_{об} K}$$

Изразът в знаменателя  $1 + \beta_{об} K$  се нарича дълбочина на отрицателната обратна връзка и се бележи с  $F$ . Това е число без измерение и показва колко пъти намалява усилването при наличие на ООВ в сравнение с усилването без ООВ. При липса на ООВ  $F=1$ .

Когато при някой усилвател е изпълнено условието  $\beta_{об} K \gg 1$ , се казва, че усилвателят е обхванат от дълбока ООВ. При това положение за коефициента на усилване се получава

$$K_{об} = \frac{1}{\beta_{об}}$$

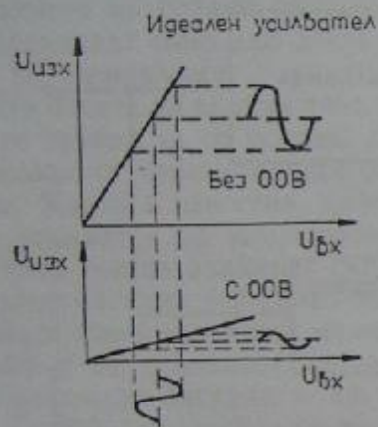
Вижда се, че в този случай коефициентът на усилване не зависи от параметрите на усилвателя (т. е. на транзисторите), а от веригата на отрицателната обратна връзка.

ООВ подобрява стабилността на коефициента на усилване



така, че относителните изменения на този коефициент, породени от стареене, температурни изменения, изменения на захранващите напрежения и др., с прилагане на ООВ намаляват  $F$  пъти.

ООВ намалява нелинейните изкривявания на усилвателя, т. е.

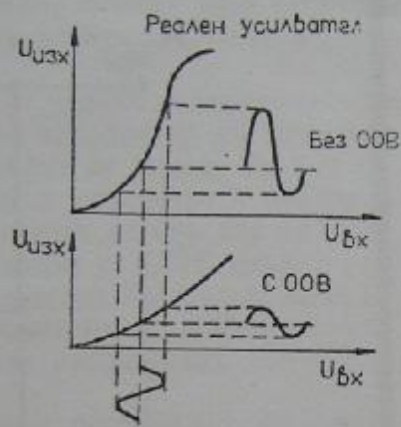


Фиг. 1.31. Амплитудна характеристика на усилвателя

линеаризира неговата амплитудна характеристика (характеристика на предаване по ток), както е илюстрирано на фиг. 1.31. Вижда се, че идеалният усилвател без ООВ усилва еднакво и двете полуцикла на входния сигнал. При прилагане на ООВ намалението на усилването ще бъде еднакво и за двете полуцикла. Следователно амплитудната характеристика след прилагането на ООВ ще бъде пак права линия, но с по-малък наклон поради по-малкия коефициент на усилване.

Друго е положението при един реален усилвател без ООВ, който внася значителни нелинейни изкривявания на сигнала. От фиг. 1.32 се вижда, че положителната полуцикла се усилва повече от отрицателната. С прилагането на ООВ усилването намалява, като за положителната полуцикла то ще намалее по-силно, отколкото за отрицателната. Наклонът на амплитудната характеристика е по-малък, тъй като  $K_U$  е намален, т. е. тя е с по-добра линейност и изкривяванията ще намалее. ООВ намалява нелинейните изкривявания  $F$  пъти.

При въвеждане на ООВ едновременно с намаляване на коефициента на усилване се разширява честотната лента на усилвателя. Това разширяване се дължи на вече споменатия „изравнителен



Фиг. 1.32. Отрицателната обратна връзка намалява нелинейните изкривявания

ефект" на ООВ. Дълбочината на ООВ при различно усилване е различна, т. е. там, където усилването е било голямо, намаляването е по-голямо и обратно.

Когато ООВ съдържа честотнозависим елемент, се получава честотнозависима отрицателна обратна връзка. Така например с включването на кондензатора  $C$  на схемата от фиг. 1.29 обратната връзка от изхода става честотнозависима. Така стойността на коефициента  $K_{об}$  за звуковите честоти и за постоянния ток е различна и това не е случайно. За най-ниските честоти капацитетът на кондензатора се избира така, че реактивното му съпротивление  $X_C = \frac{1}{\omega C}$  да е 5—10 пъти по-малко от съпротивлението

на резистора  $R_6$  и по този начин да не се пречи на усилването в целия нискочестотен обхват. За постоянен ток обаче ООВ е 100%, т. е. целият изходен сигнал се връща на входа и усилването е равно на 1. Ето защо, ако във входа на усилвателя се получи някакво постоянно напрежение, то не се усилва.

Благодарение на ООВ се намалява влиянието на разликите в параметрите на елементите. Така например, ако напреженията „база—емитер“ на двата входни транзистора се различават с 10 mV и липсва кондензаторът  $C$ , в изхода на усилвателя ще се получи постоянно напрежение 400—600 mV (общото усилване е около 40—60). Това постоянно напрежение ще измести мембраната на високоговорителя в една посока. С кондензатора  $C$  отместването ще бъде само 10 mV, тъй като усилването по постоянен ток е 1.

Ако ООВ е последователна (по ток или напрежение), входното съпротивление нараства  $F$  пъти. По такъв начин чрез подбор на дълбочината на ООВ може да се изменя входното съпротивление на усилвателя, което е особено важно при биполярните транзистори. Входното съпротивление на усилвателни стъпала с полеви транзистори е по принцип голямо.

Изходното съпротивление на усилвателното стъпало намалява, ако стъпалото е обхванато от последователна или паралелна ООВ по напрежение и се увеличава, ако ООВ е последователна или паралелна по ток.

От всичко казано дотук за ООВ се вижда, че тя е едно универсално средство за подобряване на качествата на усилвателите. Намаляването на коефициента на усилване лесно се компенсира с включване на допълнителни усилвателни стъпала.



## 1.7. ИЗКРИВЯВАНИЯ В НИСКОЧЕСТОТНИЯ УСИЛВАТЕЛ

Всяко изменение на формата на усиления сигнал се нарича изкривяване. При нискофреkwентните усилватели се получават различни видове изкривявания на сигнала, породени от използваните нелинейни елементи, от дълбоките отрицателни обратни връзки, зависимостта на коефициента на усиление от честотата и др.

### 1.7.1. Честотни изкривявания

Реалните усилватели не усилват еднакво сигналите с различни честоти, като причина за това са използваните честотно зависими елементи (кондензатори, бобини и др.) и зависимостта на коефициента на усиление на транзисторите от честотата. При това положение различните хармоници не се усилват еднакво и в резултат на това като цяло се изменя тембърът на звука. Обикновено усиляването спада при ниските и високите честоти спрямо усиляването при средни честоти, макар че има честотни области, в които усиляването нараства.

Коефициентът на честотни изкривявания на усилвателя се дава като отношение между коефициента на усиление при избраната горна гранична честота  $f$  към коефициента на усиление при средни честоти:

$$M = \frac{K_f}{K_0}$$

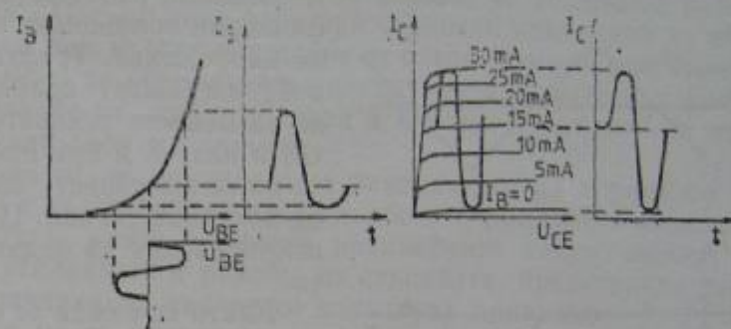
При идеалния усилвател  $M=1$  за целия честотен диапазон, но при реалния усилвател той може да е както по-малък от 1, така и по-голям от 1 (има „повдигане“ на усиляването). Общият коефициент на честотни изкривявания при многостъпални усилватели е равен на произведението от коефициентите на отделните стъпала или на тяхната сума, ако са изразени в децибел.

### 1.7.2. Нелинейни изкривявания

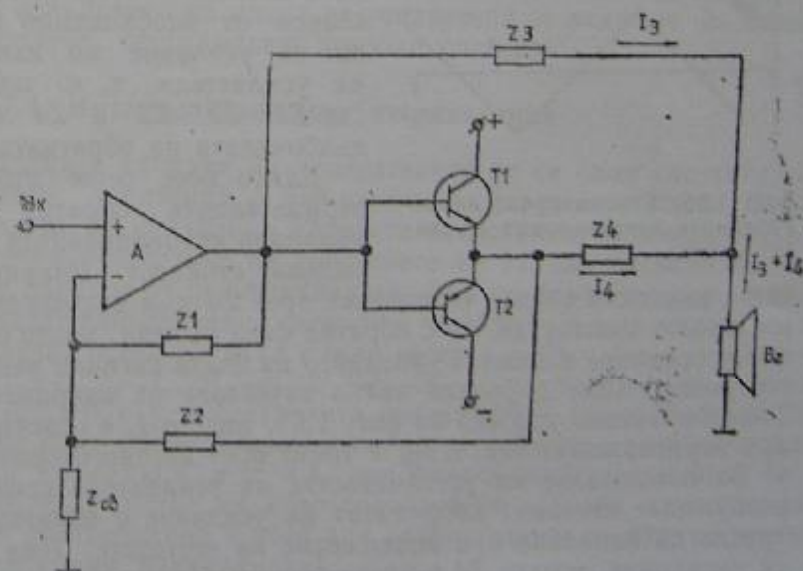
Като вече се спомена в т. 1.1, нелинейните изкривявания се пораждат от използваните нелинейни елементи и се изразяват в това, че на изхода на усилвателя се появяват трептения с честоти, каквито не са подавани на входа на усилвателя. Коефициентът на нелинейни изкривявания дава съотношението между амплитудите на всички новополучени хармоници към амплитудата на основния тон. Той е число без измерение и е винаги по-малък от 1. Причини за появата на нелинейни изкривявания са нелиней-

ността на входната характеристика на транзисторите, илюстрирана на фиг. 1.33, както и нелинейната зависимост на коефициента на усиление по ток  $\beta$  от колекторния ток.

С нарастване на амплитудата на сигналите се навлиза в нели-



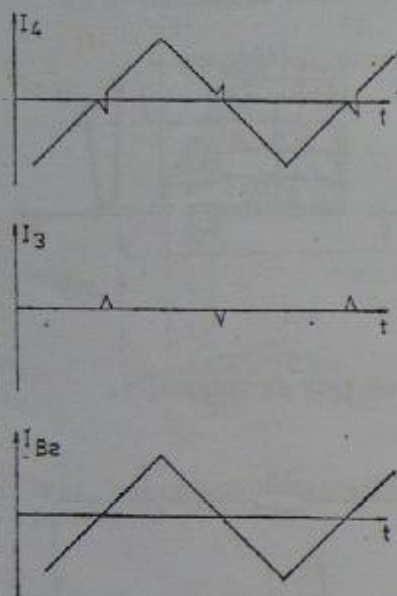
Фиг. 1.33. Входна характеристика на транзистора



Фиг. 1.34. Блокова схема на усилвател клас В с „права“ връзка  
нейната област от характеристиките на транзисторите. Ето защо основен източник на нелинейни изкривявания са крайните стъпала, където и амплитудата на усиления сигнал е най-голяма.



Един от методите за минимизиране на нелинейните изкривявания в крайни стъпала, работещи в клас В, е т. нар. корекция на изкривяванията с „права“ връзка. Принципът на този метод става ясен от примерната схема, показана на фиг. 1.34. Усилвателят



Фиг. 1.35. Компензиране на нелинейните изкривявания с „права“ връзка

на изходния сигнал се подават през  $Z3$  към високоговорителя със същата амплитуда, но с обратна фаза на тези, които се съдържат в основния сигнал. Сумирането на двата сигнала във високоговорителя води до почти пълно изчезване на изкривяванията. Това е показано условно на фиг. 1.35, където  $I_4$  е основният ток,  $I_3$  е коригиращият ток, а  $I_{Bz}$  е токът през високоговорителя.

За повишаване на устойчивостта на усилвателя срещу самовъзбуждане неговият коефициент на усилване с обратна връзка трябва да намалява при повишаване на честотата. Това условие се изпълнява, когато  $Z4$  е индуктивност,  $Z1$  е капацитет, а  $Z2$  и  $Z3$  са активни съпротивления. На фиг. 1.36 са дадени и примерни стойности на тези елементи. На практика обикновено последователно на бобината  $L$  и паралелно на кондензатора  $C$  се включва резистор.

Необходимо е да се има предвид и това, че изкривяванията

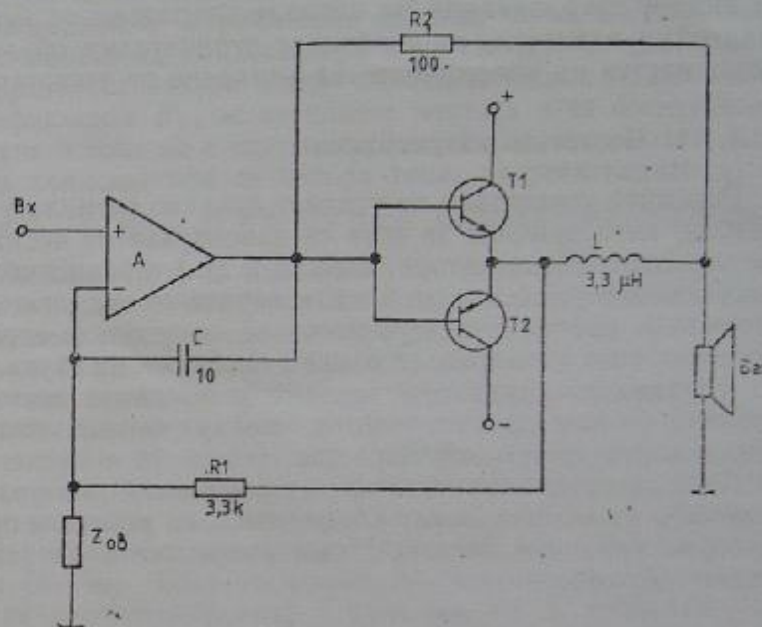
на усилвателя  $A$  е линеен, работещ в клас А с фиксиран коефициент на усилване по напрежение. Транзисторите  $T1$  и  $T2$  изграждат крайното стъпало на мощния усилвател. Те работят в клас В и при превключването им се получават изкривявания на изходния сигнал. Целта е тези изкривявания да бъдат премахнати.

Както се вижда от схемата, токът през високоговорителя представлява сума от изходния ток  $I_3$  на усилвателя  $A$  и  $I_4$  — на крайното стъпало. Стойността на  $Z_{об}$  зависи от необходимия коефициент на усилване по напрежение на усилвателя, т. е. той заедно със  $Z1$ ,  $Z2$ ,  $Z3$  и  $Z4$  определя дълбочината на обратната връзка.

Както вече беше отбелязано, отрицателната обратна връзка намалява изкривяванията до определена стойност. Изкривяванията

на усилвателя  $A$  трябва да са съвсем малки, тъй като те се подават директно към високоговорителя. Това се постига лесно, когато усилвателят работи в клас А.

За получаването на минимални изкривявания е необходимо



Фиг. 1.36. Примерна схема на усилвател с права връзка

във веригата на ОВ да се използва усилвател с много голям коефициент на усилване без обратна връзка. Също така е желателно крайните транзистори  $T1$  и  $T2$  да имат много голям коефициент на усилване по ток. Най-добре е да се използват двойки или дори тройки транзистори, свързани по схема Дарлингтон.

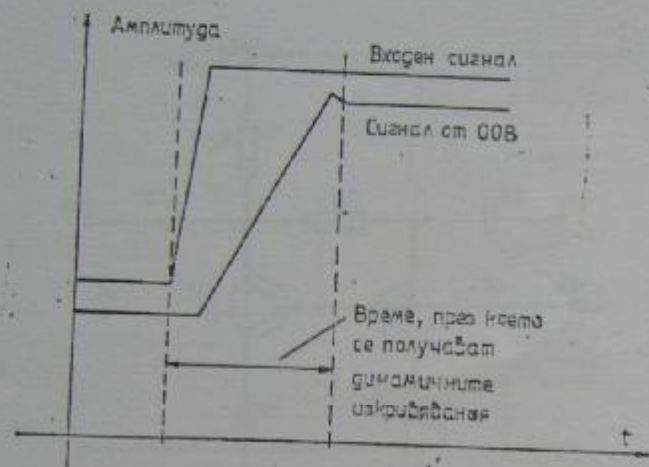
### 1.7.3. Динамични изкривявания

Динамичните изкривявания на сигнала са тези, които се появяват в моментите на резки амплитудни изменения на сигнала, които ще наричаме накратко „атаки“ (фронтове) на сигнала.

Усилвателят с обратна връзка може условно да се раздели на две части — основен усилвател с коефициент на усилване  $K$  и верига за отрицателна обратна връзка с коефициент  $\beta_{об}$ . За да се задействува отрицателната обратна връзка и да окаже по-



ложителното си влияние върху параметрите на усилвателя, сигналът трябва да премине през основния усилвател и едва тогава да се върне през обратната връзка, а за това е необходимо време. При подаване на сигнал със стръмен фронт на входа извест-



Фиг. 1.37. Получаване на динамични изкривявания

но време усилвателят ще работи на практика без обратна връзка, докато сигналът на изхода достигне съответната стойност. А без обратна връзка усилването е много голямо и някои стъпала могат да навлязат в области на ограничение, тъй като някои транзистори се насищат. В този именно момент се получават динамичните изкривявания, т. е. докато се задействува отрицателната обратна връзка, или с други думи, в моментите, когато усилвателят работи „без“ обратна връзка. Този процес е илюстриран на фиг. 1.37.

Динамичните изкривявания изменят забележимо звуковата картина и ако са над допустимата степен, могат да я променят до неузнаваемост. Динамичните изкривявания са тези, които предизвикват т. нар. „транзисторно звучене“ на усилвателите. В такива случаи обикновено се казва, че липсва прозрачност на звученето, че звукът не е чист, че звуковата картина е изменена, че тембърът на звука е изменен, и то в моментите на „атаката“ на звука.

Както всеки тон се разпознава по честотата, така отделните музикални инструменти се различават по тембъра и най-вече по „атаката“ на звука. Човешките гласове също се разпознават по „атаката“. Чрез нея ние възприемаме интонацията, различаваме емоциите.

Известно е, че и пианото, и цигулката са струнни инструменти, но ги различаваме по „атаката“ на тоновете, които те създават. За разпознаването естествено са важни и тембърът, и хармоничният състав на всеки тон, но се оказва, че решаваща роля играе „атаката“. Поради това дори при сериозни изменения на тембъра, например при възпроизвеждане от стари и повредени грамофонни плочи, няма да сбъркаме два инструмента, докато при умишлено изрязване на „атаките“ дори и опитни музиканти не могат да разпознаят своя инструмент.

Оказва се, че причината за появяването на динамични изкривявания е наличието на много дълбока отрицателна обратна връзка. Същата, която намалява нелинейните изкривявания, стабилизира усилването и режима на стъпалата, предизвиква динамични изкривявания, ако не се използва правилно.

За да не се получават динамични изкривявания, не бива на входа на усилвателя да се подават сигнали с честоти, по-високи от граничната честота на усилвателя с обратна връзка, т. е. сигнали, които усилвателят би възпроизвел с изкривявания. Ето защо обикновено на входа на усилвателя се включва нискофреkwентен филтър, отстраняващ подобни сигнали.

#### 1.7.4. Интермодуляционни изкривявания

Входните сигнали за усилвателите не са само синусоидни, а съдържат трептения с най-различна форма и честота. Поради наличието на нелинейни елементи се появяват и комбинационни трептения вследствие на смесването на такива сигнали. Смесването е понятие от радиотехниката. Ако на един нелинеен елемент се подадат едновременно сигнали с честоти  $f_1$  и  $f_2$ , в изхода му ще се получат освен сигнали с тези честоти и сигнали с нови честоти —  $f_1+f_2$ ,  $f_2-f_1$ ,  $2f_2-f_1$ ,  $2f_1-f_2$ ,  $3f_2-f_1$  и много други комбинации. Докато в радиотехниката смесването е много полезно (без него не биха съществували суперхетеродинните радио- и телевизионни приемници и т. н.), при звуковъзпроизвеждането то е вредно. В резултат на новопоявилите се сигнали оригиналният сигнал се изкривява и този вид изкривявания се наричат интермодуляционни изкривявания.

Количествено интермодуляционните изкривявания се изразяват с коефициента на интермодуляционни изкривявания, представляващ отношението на сумата от амплитудите на сигналите с комбинационни честоти към амплитудата на сигнала с основна честота. Измерването на този коефициент е много трудно. За целта са необходими два тонгенератора с точно съотношение на ам-



плитудите и честотите, както и прецизни филтри. Поради това в любителската практика се измерва само коефициентът на нелинейни изкривявания и по него се съди и за коефициента на интермодулационните изкривявания, като се знае, че колкото единият коефициент е по-малък, толкова е по-малък и другият.

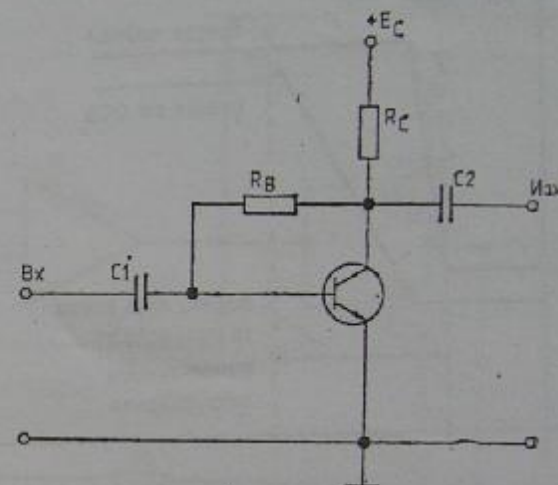
### 1.8. МЕРКИ ЗА ПОДОБРЯВАНЕ НА КАЧЕСТВАТА НА УСИЛВАТЕЛИТЕ

Транзисторно стъпало с резистор в емитерната верига. Резисторът в емитерната верига (фиг. 1.38) стабилизира температурния режим на стъпалото, тъй като с него се осъществява отрицателна обратна връзка по постоянен ток. С увеличаване на него-



нейните изкривявания за сметка на по-високото входно напрежение, необходимо за получаването на определен базов ток.

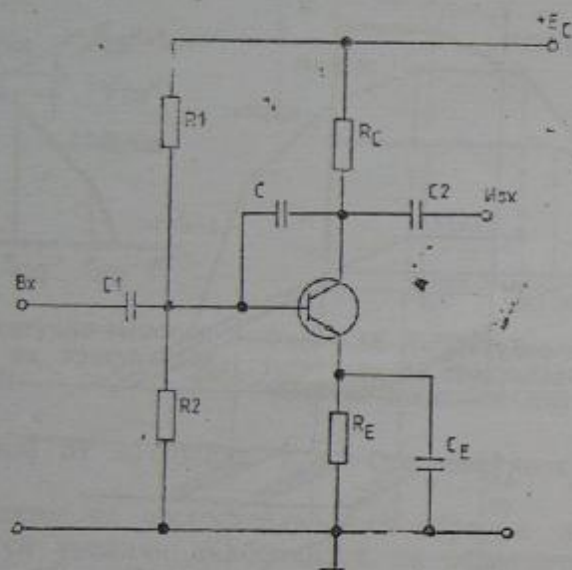
Когато е необходима добра температурна стабилност (дълбока ООВ по постоянен ток) и голям коефициент на усилване по напре-



Фиг. 1.40. Транзисторно стъпало с резистор



С повишаване на работната честота коефициентът на усилване на транзистора намалява. От това следва, че с нарастване на честотата ще намалее и коефициентът на усилване на стъпалото, изградено с транзистори. На фиг. 1.42 е показана амплитудно-

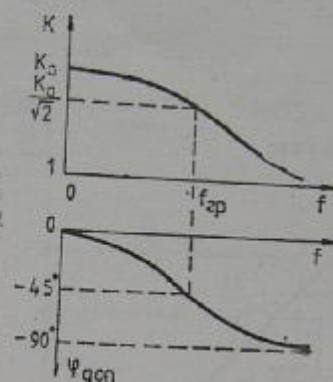


Фиг. 1.41. Транзисторно стъпало с кондензатор между колектора и базата

честотната характеристика (АЧХ), а на фиг. 1.43 — фазово-честотната характеристика (ФЧХ) на еднотранзисторно стъпало. Вижда се, че при граничната честота  $f_{гр}$  (при нея коефициентът на усилване намалява  $\sqrt{2}$  пъти) ъгълът на допълнителното дефазирание е  $45^\circ$ . Това трябва да се има предвид, тъй като при определено свързване на транзистора фазата на изходния сигнал се обръща на  $180^\circ$  спрямо фазата на входния сигнал. Така че ако транзисторът в стъпалото обръща фазата на сигнала на  $180^\circ$ , то при ниски честоти, където допълнителното дефазирание е  $0^\circ$ , общото дефазирание ще си остане  $180^\circ$ . При честота  $f_{гр}$  общото дефазирание ще се получи вече  $180^\circ + 45^\circ = 225^\circ$ , докато при много високи честоти дефазиранието на изходния сигнал спрямо входния може да достигне  $270^\circ$ .

На практика АЧХ и ФЧХ се заменят от т. нар. прави начупени линии, известни още като диаграми на Бод. На фиг. 1.44 е показана такава диаграма за еднотранзисторно стъпало. Кое-

фициентът на усилване в честотния диапазон до  $f_{гр}$  е равен на  $K_0$ , а след това започва да намалява с  $20 \text{ dB/dec}$  или  $6 \text{ dB/oct}$  чак до транзитната честота на транзистора  $f_T$ , при която коефициентът на усилване става 1. Прието е също така, че при честоти



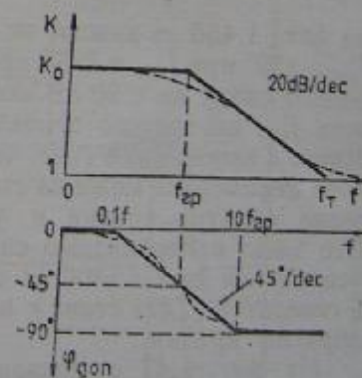
Фиг. 1.42. Амплитудно-честотна характеристика на еднотранзисторно стъпало

Фиг. 1.43. Фазово-честотна характеристика на еднотранзисторно стъпало

от 0 до  $0,1 f_{гр}$  няма допълнително дефазирание. От  $0,1$  до  $10 f_{гр}$  ъгълът на дефазирание нараства с  $45^\circ$  на декада, а след  $10 f_{гр}$  ъгълът е постоянен —  $90^\circ$ .

С използването на отрицателна обратна връзка коефициентът на усилване намалява със стойността на дълбочината на ООВ. За сметка на това се разширява честотният обхват, в който  $K$  остава постоянно (фиг. 1.45). Вижда се, че граничната честота с ОВ е по-висока от граничната честота без ОВ.

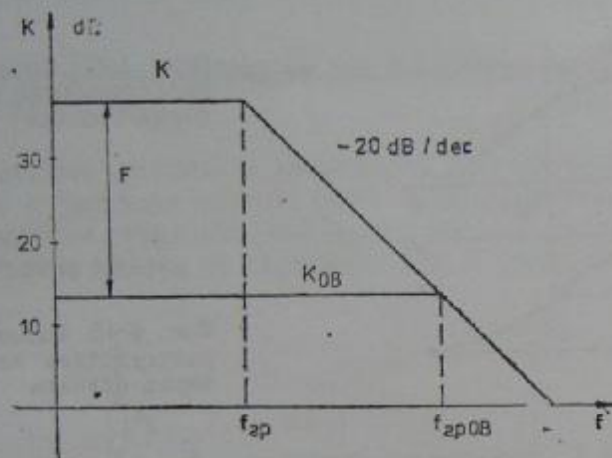
Съвременните нискочестотни усилватели са изградени от по няколко стъпала с директна (гальванична) връзка помежду им. При тези стъпала общото усилване намалява при по-високи честоти и причината за това е входният динамичен капацитет на всяко следващо стъпало. Като правило граничната честота на целия усилвател е по-ниска или най-много равна на граничната честота на стъпалото, изградено с най-нискочестотния транзистор.



Фиг. 1.44. Диаграми на Бод



Изразеният в логаритмичен мащаб (или в dB) коефициент на усилване на един тристъпален усилвател без ОВ се получава като сума от коефициентите на усилване на отделните стъпала. Това е илюстрирано на фиг. 1.46a. От фазово-честотната характеристика

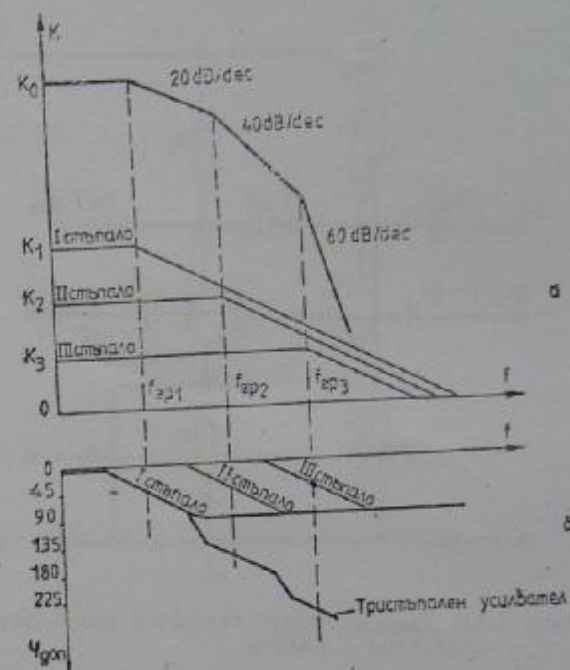


Фиг. 1.45. Зависимост на коефициента на усилване от честотата на еднотранзисторно стъпало

на фиг. 1.46б се вижда, че допълнителното дефазиране е  $45^\circ$  при  $f_{гр1}$ ,  $135^\circ$  при  $f_{гр2}$  и  $225^\circ$  при  $f_{гр3}$ . Вижда се още, че след  $f_{гр2}$  усилването спада не с  $20 \text{ dB/dec}$ , а с  $40 \text{ dB/dec}$ . След граничната честота  $f_{гр3}$  на третото стъпало спадането на  $K$  е вече  $60 \text{ dB/dec}$ . Много е важно да се знае, че още след второто стъпало допълнителното дефазиране може да стане  $180^\circ$ , което ще предизвика положителна обратна връзка и усилвателят ще започне да генерира. Ето защо е необходимо след  $f_{гр2}$  коефициентът на усилване на усилвателя да е по-малък от 1, за да не се превърне усилвателят в генератор. Това става с прилагането на подходящи отрицателни обратни връзки.

На фиг. 1.47 е показана АЧХ на тристъпален усилвател, обхванат от отрицателна обратна връзка. Коефициентът на усилване на усилвателя с ОВ е по-малък от коефициента на усилване без ОВ и двете характеристики се пресичат в т. А. В този случай  $K_{0B}$  е по-голям от единица, но ъгълът на допълнителното дефазиране е по-малък от този при  $f_{гр2}$ , т. е. от  $180^\circ$  и няма опасност от самовъзбуждане. На практика за устойчивата работа на усилвателя се е наложило изискването АЧХ на усилвателя с ОВ да пресича основната АЧХ при наклон  $20 \text{ dB/dec}$ .

Максималната дълбочина на отрицателната обратна връзка трябва да е равна на отношението на двете гранични честоти  $f_{гр2}/f_{гр1}$ . От друга страна, за получаването на малки нелинейни изкривявания се изискват значително по-дълбоки обратни връзки, т. е.



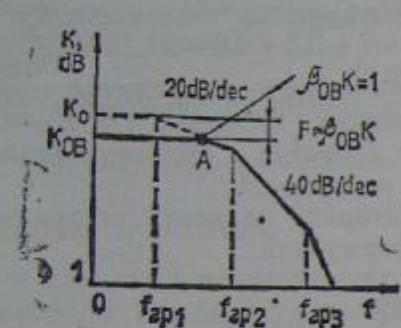
Фиг. 1.46. Амплитудно-честотна характеристика и фазово-честотна характеристика на тристъпален усилвател

по-голямо отношение между двете гранични честоти. След като не може да се постигне по-висока гранична честота  $f_{гр2}$ , се налага да се намали граничната честота  $f_{гр1}$ .

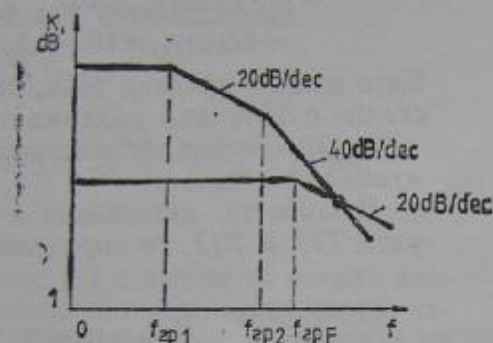
Колкото обратната връзка е по-дълбока, толкова граничната честота  $f_{гр1}$  трябва да е по-ниска, а динамичните изкривявания са по-големи. И твърдението, че динамичните изкривявания се предизвикват от по-дълбоките обратни връзки, не е съвсем точно. Всъщност причината се крие и в ниската гранична честота. Когато във веригата на отрицателната обратна връзка има включени честотнозависими елементи (обикновено кондензатори), тя също става честотнозависима, т. е. нейната дълбочина за различните честоти е различна. В този случай нейната гранична



честота е  $f_{грF}$ , фиг. 1.48. При тази честота фазата на изходния сигнал изпреварва с  $45^\circ$  фазата на входния сигнал и  $F$  нараства. В този случай АЧХ на усилвателя с ОВ има наклон  $20 \text{ dB/dec}$  и пресичането на двете характеристики става между  $f_{гр2}$  и  $f_{гр3}$  при



Фиг. 1.47. Амплитудно-честотна характеристика на тристъпален усилвател с ООВ



Фиг. 1.48. Амплитудно-честотна характеристика на тристъпален усилвател с честотно зависима ООВ

желания наклон от  $20 \text{ dB/dec}$ , т. е. без опасност от самовъзбуждане.

С прилагането на честотнозависима обратна връзка става възможно да се увеличи дълбочината на обратната връзка до стойност  $F = f_{гр3} / f_{гр1}$ . Обикновено ползата не е особено голяма, тъй като двете гранични честоти  $f_{гр2}$  и  $f_{гр3}$  са близки по стойност. На практика се прилагат едновременно и двата вида корекции — понижаване на граничната честота  $f_{гр1}$  и въвеждане на честотно зависима отрицателна обратна връзка.

### 1.9. ПРИМЕР ЗА ИЗЧИСЛЯВАНЕ НА МОЩЕН НИСКОЧЕСТОТЕН УСИЛВАТЕЛ

Схемата на усилвателя, чиито елементи ще изчисляваме, е показана на фиг. 1.49. Изходните данни са следните. Усилвателят трябва да осигурява  $40 \text{ W}$  изходна мощност върху товар  $4 \Omega$ . Честотният му диапазон е от  $20$  до  $20\,000 \text{ Hz}$ . Коефициентът на усилване на целия усилвател е  $20$ , а входното му съпротивление е  $30 \text{ k}\Omega$ . Усилвателят е със защита от късо съединение в изхода. Захранващото напрежение не е стабилизирано, но е добре филтрирано.

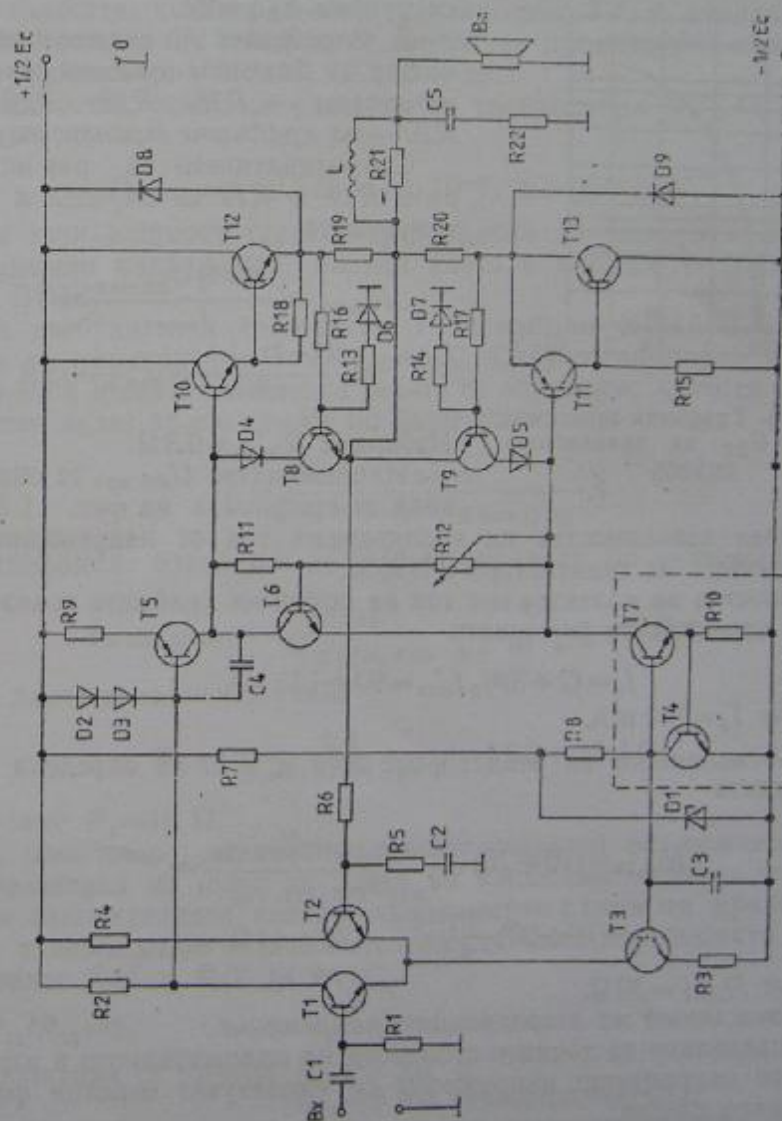
1. Определяне на стойностите на напрежението и тока при максимална изходна мощност върху товар  $4 \Omega$ .

Напрежението върху товара при максимална мощност е

$$U = \sqrt{2P_{\text{max}} \cdot R_T} = \sqrt{2 \cdot 40 \cdot 4} = 17,8 \text{ V или } \approx 18 \text{ V.}$$

Токът през товара при максимална мощност е

$$I_{\text{max}} = \frac{U}{R_T} = \frac{18}{4} = 4,5 \text{ A.}$$



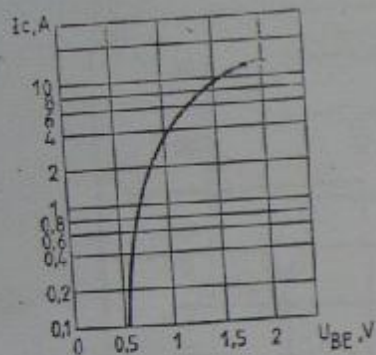
Фиг. 1.49. Схема на краен мощен усилвател



За крайното стъпало се избират двойка транзистори от типа 2N3055 със следните параметри:

$$U_{CBO} = 100 \text{ V}; U_{CEO} = 60 \text{ V}; h_{21E} = 20 \div 70 (I_C = 4 \text{ A});$$

$$I_{Cmax} = 15 \text{ A}; P_{Cmax} = 117 \text{ W}.$$



Фиг. 1.50. Графична зависимост на  $I_C$  от  $U_{BE}$  на транзистора 2N3055

която дава зависимостта на колекторния ток от напрежението "база—емитер" на транзистора 2N3055.

Стойността на колекторния ток на покой на крайните транзистори се определя по формулата

$$I_0 = (2 \div 3) \cdot I_{00} = 90 \div 135 \text{ mA}.$$

Избираме  $I_0 = 100 \text{ mA}$ .

Съпротивлението на резисторите  $R_{15}$  и  $R_{18}$  се определя от отношението

$$R_{15,18} = (10 \div 20) \frac{U_{BE(I_{max})} - U_{BE(I_0)}}{I_{max} \cdot h_{21E(T12, T13)}} =$$

$$= (10 \div 20) \frac{1,1 - 0,6}{4,5/20} = 22 \div 44 \Omega.$$

Избираме  $R_{15,18} = 30 \Omega$ .

3. Изчисляване на захранващото напрежение.

За определяне на точните стойности на положителното и отрицателното захранващо напрежение се използват отделни формули, както следва:

За изчисляването по-нататък се приема  $h_{21E} = 20$ .

2. Определяне на съпротивлението на базовите и емитерните резистори —  $R_{15}$ ,  $R_{18}$ ,  $R_{19}$  и  $R_{20}$  — на крайните транзистори.

Съпротивлението на резисторите  $R_{19}$  и  $R_{20}$  се определя по формулата

$$R_{19,20} = \frac{(1 \div 2) U_{BEmax}}{I_{max}} =$$

$$= \frac{(1 \div 2) \cdot 1,1}{4,5} = 0,24 \div 0,49.$$

Избираме  $R_{19,20} = 0,3 \Omega$ .

Напрежението  $U_{BEmax}$  се определя от графиката на фиг. 1.50,

$$+1/2 E_C = U_{max} + R_{19} \cdot I_{max} + U_{BEmax(T12)} + U_{BEmax(T10)} +$$

$$+ U_{CEsat(T5)} + U_{BE(T4)} = 18 + 0,3 \cdot 4,5 + 1,1 + 0,7 +$$

$$+ 0,5 + 0,6 = 22,25 \text{ V};$$

$$-1/2 E_C = U_{max} + R_{20} \cdot I_{max} + U_{BEmax(T11)} + U_{CEsat(T7)} +$$

$$+ U_{BE(T4)} = 18 + 0,3 \cdot 4,5 + 0,7 + 0,5 + 0,6 = 21,15 \text{ V}.$$

Като вземем предвид това, че захранващото напрежение може да спадне с 10% при максимална мощност, избираме  $1/2 E_C = 25 \text{ V}$ .

4. Определяне на разсейваната мощност в транзисторите от крайното стъпало.

Мощността, разсейвана в колекторите на всеки от транзисторите  $T_{12}$  и  $T_{13}$ , се определя от формулата

$$P_{Cmax(T12, T13)} = \frac{E_C^2}{4\pi^2 \cdot R_0} + 0,5 \cdot E_C \cdot I_0$$

където  $R_0 = R_T + R_{19}$ .

След заместване се получава

$$P_{Cmax(T12, T13)} = \frac{50^2}{4 \cdot (3,14)^2 \cdot (0,3 + 4)} + 25 \cdot 0,1 = 17,24 \text{ W}.$$

5. Определяне на мощността, разсейвана в транзисторите  $T_{10}$  и  $T_{11}$ .

Товарното съпротивление за транзистора  $T_{10}$  се определя от израза

$$R_{тов(T10)} = 0,9 \cdot h_{21E(T12)} \cdot R_T = 0,9 \cdot 20 \cdot 4 = 72 \Omega.$$

Началният ток на транзистора  $T_{10}$  се определя по формулата

$$I_0(T10) = \frac{U_{BE(T12, I_0)}}{R_{18}} + \frac{I_0(T12)}{h_{21E}} = 0,6/30 + 0,1/20 = 0,025 \text{ A}.$$

Мощността, разсейвана в транзистора  $T_{10}$ , се дава с аналогична формула, както за транзисторите  $T_{12}$  и  $T_{13}$ :

$$P_{Cmax(T10)} = \frac{E_C^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot R_{тов(T10)}} + 0,5 \cdot E_C \cdot I_0(T10) =$$

$$= 50^2/4 \cdot (3,14)^2 \cdot 72 + 25 \cdot 25 \cdot 10^{-3} = 1,505 \text{ W}.$$

За изчисленията може да се приеме  $P_{Cmax(T10, T11)} = 1,5 \text{ W}$ .

За  $T_{10}$  и  $T_{11}$  се избира комплементарната двойка транзистори BD137—BD138, които са със следните параметри:

$$U_{CBOmax} = 60 \text{ V}; U_{CEOmax} = 60 \text{ V}; I_{Cmax} = 1,5 \text{ A};$$

$$P_{Cmax} = 6,5 \text{ W}; h_{21E} = 40 \div 160 (I_C = 0,15 \text{ A}).$$

За изчисленията приемаме  $h_{21E} = 80$ .



6. Изчисляване на елементите на генератора на ток с транзисторите  $T4$  и  $T7$ .

На практика за осигуряване на необходимия режим на работа на транзисторите от крайното стъпало е необходимо

$$I_{\Gamma} = (2 \div 5) I_{B \max}$$

След заместване се получава

$$I_{\Gamma} = (2 \div 5) \cdot \frac{I_{\max}}{h_{21E}(T11, T13)} = (2 \div 5) \cdot \frac{4,5}{20 \cdot 80} = 5,6 \div 14 \text{ mA}$$

Избираме  $I_{\Gamma} = 10 \text{ mA}$ .

В схемата е включен ценеров диод  $D1$  с цел да се намали влиянието на пулсациите на захранващото напрежение върху качествата на усилвателя. Избран е ценеров диод с напрежение на стабилизация  $6,8 \text{ V}$ . Колекторният ток на покой на транзистора  $T4$  се избира  $3 \text{ mA}$ . За нормалната работа на ценеровия диод токът през него трябва да е поне  $5 \text{ mA}$  и поне два пъти по-голям от колекторния ток на транзистора или

$$I_Z \geq 6 \text{ mA}$$

Тъй като стойността на този ток не може да се намали при максимална изходна мощност на усилвателя, съпротивлението на резистора  $R7$  трябва да се определя, като се вземе под внимание спадането на захранващото напрежение с  $10\%$  при максимална мощност, а именно

$$R_7 = \frac{E_C - 0,1 \cdot E_C - U_Z}{I_Z + I_C(T4)} = \frac{50 - 5 - 6,8}{(6,3 + 3) \cdot 10^{-3}} = 4,25 \text{ k}\Omega$$

Избираме най-близката стандартна стойност  $R7 = 3,9 \text{ k}\Omega$ .

Максимална мощност ще се отделя върху диода при минимална изходна мощност на усилвателя, т. е.

$$P_{D1} = U_Z \cdot I_Z = U_Z \left( \frac{E_C - U_Z}{R_7} - I_C(T4) \right) = 6,8 \left( \frac{50 - 6,8}{3,9 \cdot 10^{-3}} - 3 \cdot 10^{-3} \right) = 55 \text{ mW}$$

Избран е ценеров диод от типа  $BZP611C6V8$ .

Съпротивлението на резистора  $R8$  се определя, като се вземе под внимание приетият колекторен ток за  $T4$ , т. е.

$$R_8 = \frac{U_Z - U_{BE(T7)} - U_{BE(T4)}}{I_C(T4)} = \frac{6,8 - 0,7 - 0,6}{3 \cdot 10^{-3}} = 1,8 \text{ k}\Omega$$

Съпротивлението на резистора  $R10$  зависи от тока, осигуряван от генератора, и се определя по формулата

$$R_{10} = \frac{U_{BE(T4)}}{I_{\Gamma}} = \frac{0,6}{10 \cdot 10^{-3}} = 60 \Omega$$

Избираме стандартната стойност  $R_{10} = 62 \Omega$ .

Мощността, която разсейва транзисторът  $T4$ , е незначителна, поради което за  $T4$  може да се използва произволен маломощен NPN транзистор —  $BC107$ ,  $BC108$  и др.

Мощността, която се разсейва от транзистора  $T7$ , се дава от израза

$$P_{C(T7)} = I_{\Gamma} \cdot 0,5 E_C = 10 \cdot 10^{-3} \cdot 25 = 250 \text{ mW}$$

Освен тази мощност транзисторът трябва да издържа и цялото захранващо напрежение, поради което е избран транзистор от типа  $BD137$ .

За възбудителен транзистор  $T5$  е избран  $BD138C$  с коефициент на усилване по ток  $h_{21E} = 100$ . Съпротивлението на резистора  $R9$  в неговата емитерна верига се определя, като се осигури известен запас за сигурност по формулата

$$R_9 = \frac{U_{BE(T4)}}{(2 \div 3) \cdot I_{\Gamma} + I_{B \max}(T10)}$$

Максималният базов ток на  $T10$  се определя по формулата

$$I_{B \max}(T10) = \frac{I_{\max}}{h_{21E}(T10, T12)} = \frac{4,5}{80 \cdot 20} = 2,8 \text{ mA}$$

След заместване се получава

$$R_9 = \frac{0,6}{(2 \div 3) \cdot 12,8 \cdot 10^{-3}} = 15,6 \div 23,4 \Omega$$

Избираме  $R_9 = 18 \Omega$ .

7. Изчисляване на елементите от схемата за температурна стабилизация на тока на покой на крайните транзистори.

За използваната квазикомплементарна схема на крайно стъпало е необходимо отношението между съпротивленията на резисторите  $R11$  и  $R12$  да е

$$R_{11}/R_{12} = 2.$$

На практика се приема  $R_{11} = 2 \text{ k}\Omega$  и  $R_{12} = 2 \text{ k}\Omega$  (потенциометър).

8. Изчисляване на елементите от отрицателната обратна връзка.



С цел да се намали температурният дрейф на тока на усилвателя съпротивлението на резистора  $R_6$  от отрицателната обратна връзка трябва да е равно на съпротивлението на резистора  $R_1$ , който е определящ за входното съпротивление на усилвателя.

Избира се стойност  $R_6 = R_1 = 33 \text{ k}\Omega$ .

Тъй като по задание усилвателят е с коефициент на усилване 20, за съпротивлението на резистора  $R_5$  се получава

$$R_5 = \frac{R_6}{K-1} = \frac{33}{19} = 1,7 \text{ k}\Omega.$$

Избираме стойността  $R_5 = 1,6 \text{ k}\Omega$ .

Капацитетът на кондензатора от обратната връзка  $C_2$  се определя по формулата

$$C_2 = \frac{(2+5) \cdot 10^6}{2\pi f_d \cdot R_5} = \frac{(2+5) \cdot 10^6}{6,28 \cdot 20 \cdot 1,6 \cdot 10^3} = 10 \div 25 \mu\text{F},$$

където  $f_d$  е долната гранична честота на усилвателя.

Избираме  $C_2 = 33 \mu\text{F}$ .

9. Изчисляване на елементите на диференциалния входен усилвател.

Токът през транзистора  $T1$  е съставен от тока през  $R_2$  и базовия ток на транзистора  $T5$ :

$$I_{C(T1)} = I_{R2} + I_{B(T5)}.$$

Базовият ток на  $T5$  не трябва да натоварва много транзистора  $T1$  (а това е и условие за по-голяма линейност на сигнала) и затова

$$I_{R2} = (5 \div 10) I_{B \text{ max } T5}.$$

Максималният базов ток на  $T5$  също има две съставки:

$$I_{B \text{ max } (T5)} = I_{\Gamma} + \frac{I_{B \text{ max } (T10)}}{h_{21E(T5)}}.$$

След заместване се получава

$$I_{B \text{ max } (T5)} = \frac{(10+2,8) \cdot 10^{-8}}{100} = 0,128 \text{ mA}.$$

Оттук определяме

$$I_{R2} = (5 \div 10) \cdot 0,128 = 0,64 \div 1,28 \text{ mA}.$$

Приемаме, че токът през  $R_2$  е 1 mA.

Съпротивлението на резистора  $R_2$  може да се определи по формулата

$$R_2 = \frac{U_{BE(T5)} + U_{R2}}{I_{R2}} = \frac{0,7 + 18 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-3}} = 880 \Omega.$$

Избираме стандартната стойност  $R_2 = 820 \Omega$ .

За колекторния ток на транзистора  $T1$  тогава се получава

$$I_{C(T1)} = I_{R2} + I_{B(T5)} = 1 \cdot 10^{-3} + \frac{10 \cdot 10^{-3}}{100} = 1,1 \text{ mA}.$$

Ток със същата стойност тече и през транзистора  $T2$ .

Съпротивлението на резистора  $R_3$  от емитерната верига на транзистора  $T3$ , изграждащ генератора на стабилен ток, се определя по формулата

$$R_3 = \frac{U_{BE(T7)} + U_{BE(T4)} - U_{BE(T3)}}{I_{C(T1)} + I_{C(T2)}} = \frac{0,7 + 0,6 + 0,6}{2,2 \cdot 10^{-3}} = 318 \Omega.$$

Избираме стандартната стойност  $R_3 = 300 \Omega$ .

Капацитетът на кондензатора  $C1$  от входното стъпало се определя по формулата

$$C_1 = \frac{(5 \div 10) \cdot 10^3}{2\pi f_d \cdot R_1} = \frac{(5 \div 10) \cdot 10^3}{6,28 \cdot 20 \cdot 33 \cdot 10^3} = 1,2 \div 2,4 \mu\text{F}.$$

Избираме кондензатор с капацитет  $2,2 \mu\text{F}$ .

За осигуряване на добра честотна стабилност на усилвателя капацитетът на кондензатора  $C_4$  се избира да бъде  $100 \mu\text{pF}$ . За  $C_3$  се избира кондензатор с капацитет  $1 \mu\text{F}$ .

За  $D_2 \div D_7$  са използвани диоди от типа ВАУ 95, а за транзистори  $T1, T2$  и  $T3$  — ВС107В.

10. Изчисляване на елементите от защитната схема.

Резисторите  $R13$  и  $R14$  са еднакви. Съпротивлението им е избрано  $1 \text{ k}\Omega$ . В този случай съпротивлението на резисторите  $R16$  и  $R17$  се определя от формулата

$$R_{16} = R_{17} = \frac{I_{\text{max}} \cdot R_{19} \cdot R_{13}}{I_{\text{max}} \cdot R_{\Gamma} - U_{D6}} = \frac{4,5 \cdot 0,3 \cdot 1000}{4,5 \cdot 4 - 0,6} = 77,6 \Omega.$$

Избираме  $R_{16} = R_{17} = 82 \Omega$ .

За  $T_8$  и  $T_9$  са използвани транзистори от типа ВС107 и ВС177.

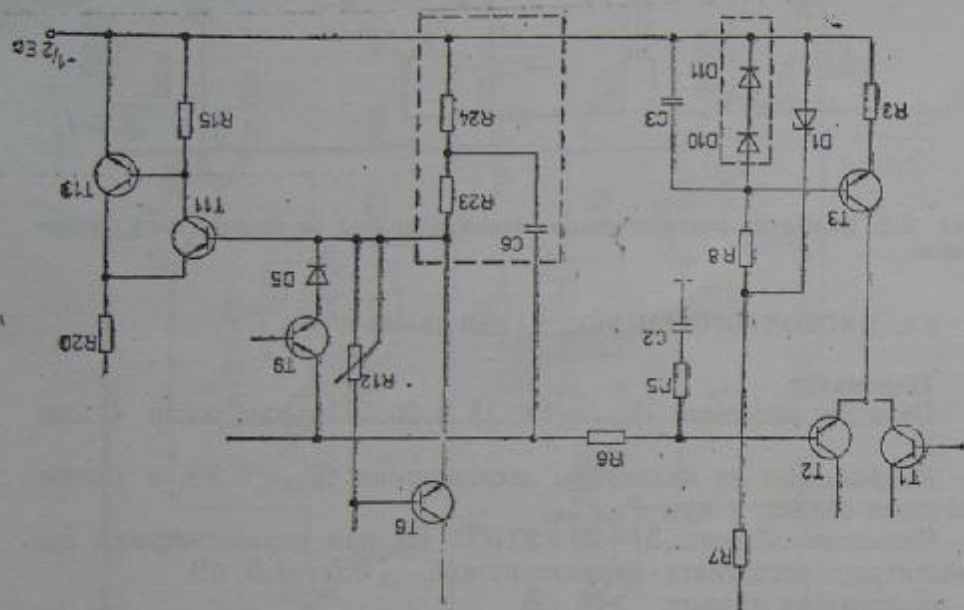
11. Определяне на елементите за честотна стабилизация. Резисторите  $R21$  и  $R22$  са избрани със съпротивление  $10 \Omega$ , кондензаторът  $C_5$  — с капацитет  $0,1 \mu\text{F}$  и бобината  $L$  — с индуктивност  $5 \mu\text{H}$ . Защитните диоди  $D_8$  и  $D_9$  са от типа ВУР401 — 200.

12. Изчисляване на елементите на схемата „бутистроп“, ако



тя е използвана вместо генератора на ток с транзисторите T4—T7.

Променената част от схемата на усилвателя е заградена с прекъсвани линии на фиг. 1.51. Съпротивлението на резисторите R23 и R24 се определя съгласно формулата



Фиг. 1.51. Схема „бутстрап“, използвана вместо генератор на ток

$$R_{23} + R_{24} = \frac{0,5 \cdot E_C}{(2+5) \cdot I_{B \max}(T11)} = \frac{25}{(2+5) \cdot 2,8 \cdot 10^{-8}} = 1,7 \div 4,4 \text{ k}\Omega.$$

Избираме  $R_{23} + R_{24} = 2,5 \text{ k}\Omega$ .

За резистора R24 важи следната зависимост:

$$R_{21} = (20 \div 100) \cdot R_7 = 80 \div 400 \Omega.$$

Избираме  $R_{21} = 360 \Omega$ .

Тогав за R23 се получава

$$R_{23} = 2500 - 360 = 2140 \Omega.$$

Избираме  $R_{23} = 2,2 \text{ k}\Omega$ .

Капацитетът на кондензатора C6 се определя от равенството

$$C_6 = (5 \div 10) \cdot \frac{(R_{23} + R_{24}) \cdot 10^6}{2\pi f_d \cdot R_{23} \cdot R_{24}} = (5 \div 10) \cdot \frac{2560 \cdot 10^6}{6,28 \cdot 20 \cdot 28 \cdot 360 \cdot 2200} = 128 \div 256 \mu\text{F}.$$

Избираме  $C_6 = 220 \mu\text{F}$ .

За осигуряване на необходимото преднапрежение на базата на T3 се използват два последователно свързани силициеви диода от типа ВАУ 95. Останалите елементи от схемата остават без изменение.

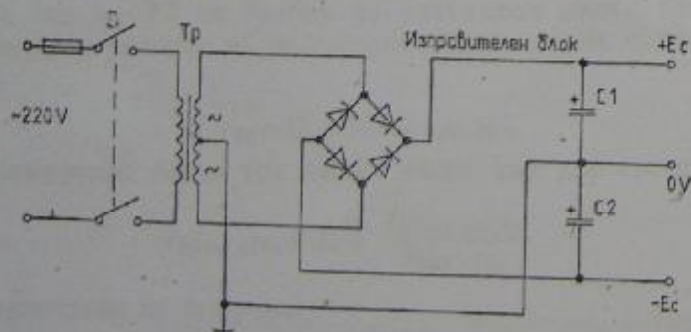


СХЕМИ НА НИСКОЧЕСТОТНИ УСИЛВАТЕЛИ  
С БИПОЛЯРНИ ТРАНЗИСТОРИ

2.1. ЗАХРАНВАЩИ СХЕМИ ЗА НИСКОЧЕСТОТНИ УСИЛВАТЕЛИ

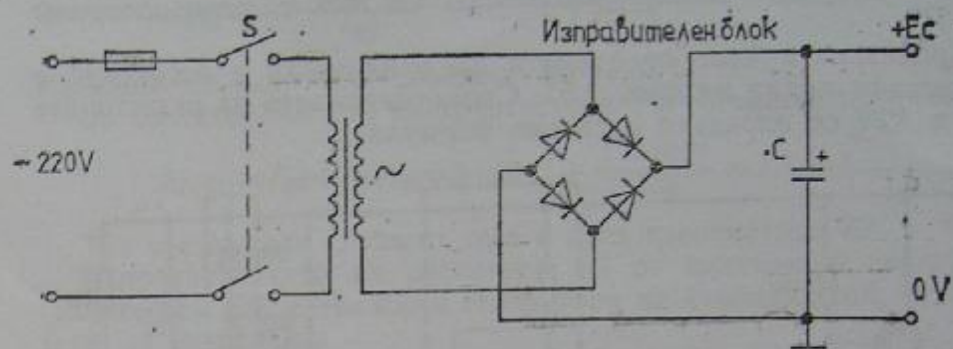
Токозахранващата част на един нискочестотен усилвател е много важен елемент за качествената работа на усилвателя. Както казва един много опитен радиоконструктор, никой усилвател не е по-добър от своето захранване. С други думи, когато захранващата схема е лоша, и с най-добрия усилвател ще се получава лошо качество на звука.

В почти всички схеми на НЧУ, които се предлагат по-нататък, е използвано нестабилизирано захранване. Схемата на един нестабилизиран токоизправител, осигуряващ симетрично двуполярно напрежение, е показана на фиг. 2.1. За усилватели, които се захранват с еднополярно напрежение, може да се използва схемата, показана на фиг. 2.2.



Фиг. 2.1. Схема на нестабилизиран токоизправител за симетрично двуполярно напрежение

При описанието на конкретните схеми са посочени данни за трансформатора, типът на диодите, както и капацитетите на филтриращите кондензатори. Там, където е използвано по-специално захранване, е дадена и схемата му.



Фиг. 2.2. Схема на нестабилизиран токоизправител за еднополярно напрежение

2.2. НИСКОЧЕСТОТЕН УСИЛВАТЕЛ 10—30 W

Параметри

Изходна мощност:  $P_{изх} = 10, 15$  и  $30$  W върху товар 4 или  $8 \Omega$

Коефициент на нелинейни изкривявания:  $K_{ни} < 0,8\%$  в целия честотен обхват и при  $P_{изх\ max}$

Честотен обхват:  $\Delta f = 20 + 20\ 000$  Hz при неравномерност на амплитудно-честотната характеристика  $+0,5; -1,5$  dB

Динамичен обхват:  $> 86$  dB

Чувствителност: 250 mV

Схемата на нискочестотния усилвател (фиг. 2.3) е близка по конфигурация до схемата на един операционен усилвател. Това позволява добра работа на схемата при известен толеранс на стойностите на използваните елементи.

Входното стъпало представлява диференциален усилвател, изграден с транзисторите T1 и T2, чиито работни режими се стабилизируют от генератора на ток с транзистора T3. Предусилвателното стъпало се изгражда от транзистора T4. Крайното стъпало е съставено от еднотипните транзистори T10 и T11, като драйверното стъпало с T8 и T9 играе ролята и на фазоинверсно стъпало.

В усилвателя има вградена схема за защита на крайните транзистори от късо съединение в изхода на усилвателя, изградена с транзисторите T6 и T7. Посоченият коефициент на нелинейни изкривявания е сравнително висок, но ако се използват транзистори с по-висока гранична честота и добра линейност,  $K_{ни}$  ще спадне под 0,3%.



И за трите посочени изходни мощности се използва една и съща схема на усилвателя и тя е показана на фиг. 2.3. Различните изходни мощности се постигат само с използване на различни захранващи напрежения и промяна на стойностите на някои елементи. В табл. 1 са дадени стойностите на елементите

за различните варианти, а стойностите на елементите, които не се променят, са посочени на схемата. За  $R_{26}$  и  $R_{27}$  в таблицата е посочена и мощността.

Таблица 1

$R_{\text{изх.}}$ W	$R_{T1}$ Ω	$R_{11}$ kΩ	$R_{12}$ kΩ	$R_{13}$ kΩ	$R_{14}$ Ω	$R_{20}, R_{21}$ kΩ	$R_{22}, R_{23}$ Ω	$R_{24}$ Ω	$R_{25}, R_{27}$ Ω	$R_{26}$ Ω	$E_C$ V
10	4	2,2	3,9	0,68	300	1	100	10	0,5/1	8	±14
10	8	3,3	2,7	1,3	560	1,1	100	10	1/1	15	±18
15	4	2,7	3,3	0,68	300	1,6	100	10	0,3/1	8	±16
15	8	3,3	2,2	1,5	560	1,6	100	10	0,6/1	15	±20
30	4	3,3	2,2	0,68	300	1,6	47	5,6	0,3/3	8	±20
30	8	3,3	1,5	1,1	470	1,6	47	5,6	0,5/3	15	±25

Този начин на получаване на различна изходна мощност гарантира параметрите на крайното стъпало независимо от тази мощност. Улеснява се конструирането и настройката.

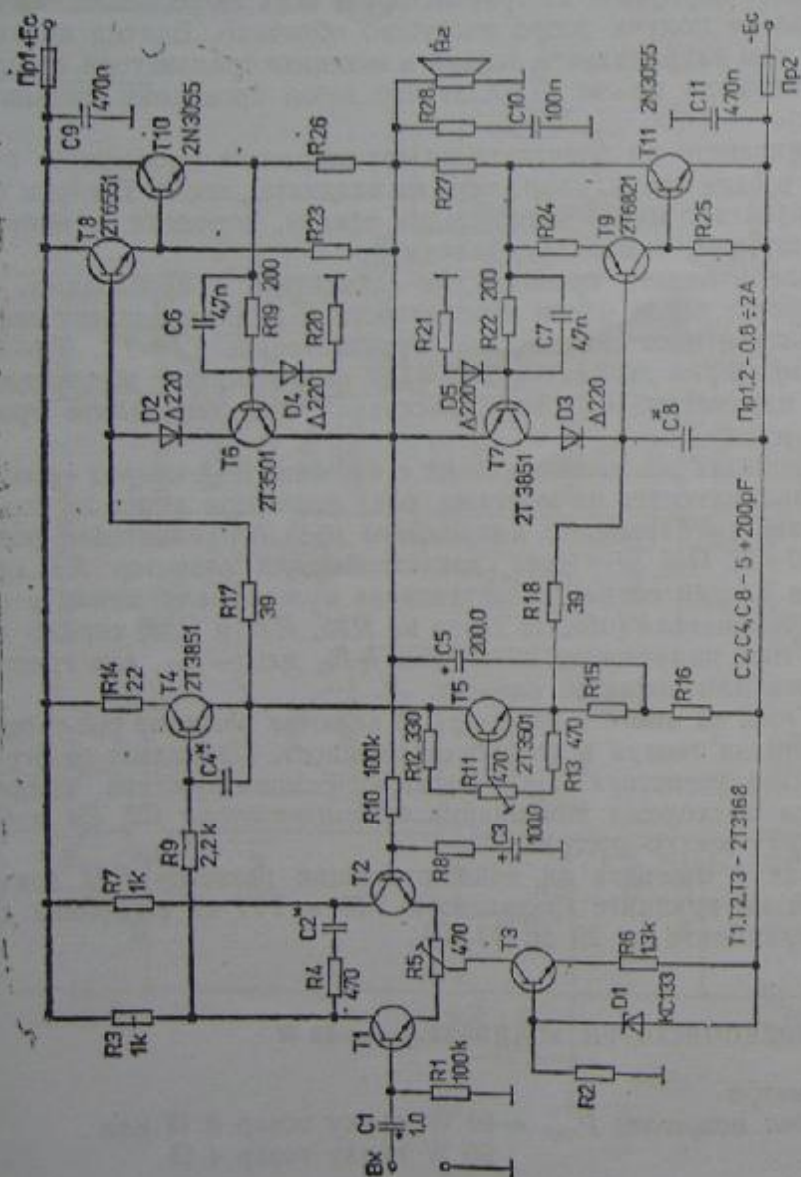
Защитата с транзисторите  $T_6$  и  $T_7$  на крайните транзистори от късо съединение в изхода се задейства, когато токът през резисторите  $R_{26}$  и  $R_{27}$  нарасне до толкова, че падът на напрежението върху тях стане достатъчен за отпушването на транзисторите  $T_6$  и  $T_7$ . По този начин те действат запушващо на драйверните транзистори  $T_8$  и  $T_9$ , чийто базов ток не може да нараства повече и остава с постоянна минимална стойност.

Коефициентът на усиление на целия усилвател се определя от съпротивления на резисторите  $R_8$  и  $R_{10}$  по формулата

$$K_U = \frac{R_8 + R_{10}}{R_8}$$

Усилвателят се захранва с нестабилизирано двуполлярно симетрично напрежение. Може да се използва токоизправителят, чиято схема е показана на фиг. 2.1. Трансформаторът трябва да осигурява в зависимост от желаната изходна мощност следните напрежения:

Изходна мощност	Захранващо напрежение
10 W/4 Ω	2×10 V <sub>~</sub>
10 W/8 Ω	2×13 V <sub>~</sub>
15 W/4 Ω	2×12 V <sub>~</sub>
15 W/8 Ω	2×14 V <sub>~</sub>
30 W/4 Ω	2×14 V <sub>~</sub>
30 W/8 Ω	2×18 V <sub>~</sub>



Фиг. 2.3. Нискочестотен усилвател 10—30 W



Токът във вторичната намотка на трансформатора трябва да е по-голям от 2,5 А. Вторичното напрежение се изправя от мостов изправителен блок В30С3000. Първата цифра показва работното напрежение, а втората — тока в mA. Също така може да се из-

2.4 и 2.5. Крайните транзистори  $T10$  и  $T11$  се монтират върху подходящи охлаждащи радиатори. Транзисторите  $T4$ ,  $T8$  и  $T9$  също се монтират върху малки радиатори. За по-добър топлинен контакт между корпуса на транзистора и радиатора се нанася силиконова паста. Радиаторите трябва да са изолирани електрически от корпусите на транзисторите и да са разположени така, че да се получи добро въздушно обтичане. Всички връзки, особено към захранването, товара и мощните транзистори, се правят с възможно по-къс и достатъчно дебел проводник (диаметър  $>1$  mm).

Заземяването на оплетката на екранираните проводници става само в една точка, напр. тази на входната „земя“. По този начин се избягват много нежелателни ефекти, породени от непредвидени шумове, самовъзбуждане и др.

Предварителната проверка на елементите е необходима, за да се спестят после много неприятности и да се предпазят дефицитни елементи от повреждане. Транзисторите  $T1-T2$ ,  $T8-T9$  (комплементарна двойка) и  $T10-T11$  се подбират с максимално близки параметри. Особени изисквания към останалите транзистори няма.

Настройката на усилвателя не е сложна. Най-напред се проверява правилността на монтажа, след което при липса на товар се включва захранващото напрежение през ограничителни резистори  $20-50 \Omega/5$  W. Чрез донастройващия резистор  $R5$  при липса на входен сигнал се установява нулево напрежение в изхода на усилвателя (общата точка на  $R26$ ,  $R27$  и  $R28$ ) спрямо земя. Ако това напрежение клони към  $+E_C$  или  $-E_C$ , има грешка в монтажа или дефектен елемент.

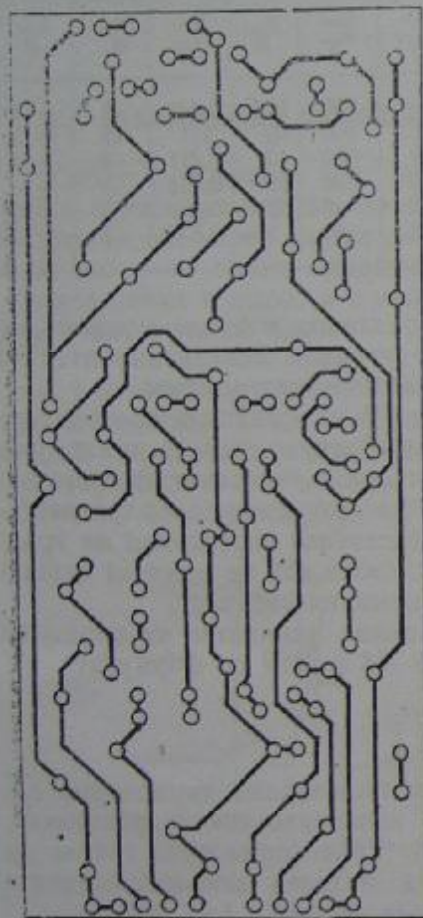
След това на мястото на товара се включва резистор със съпротивлението на товара и достатъчна мощност. Премахват се ограничителните резистори. При поява на самовъзбуждане включването на подходяща комбинация от кондензатори  $C2$ ,  $C4$  и  $C8$  ( $5-200$  pF) ще го отстрани.

Накрая с помощта на донастройващия резистор  $R11$  токът на покой на крайните транзистори  $T10$  и  $T11$  се настройва да бъде в границите от 20 до 50 mA.

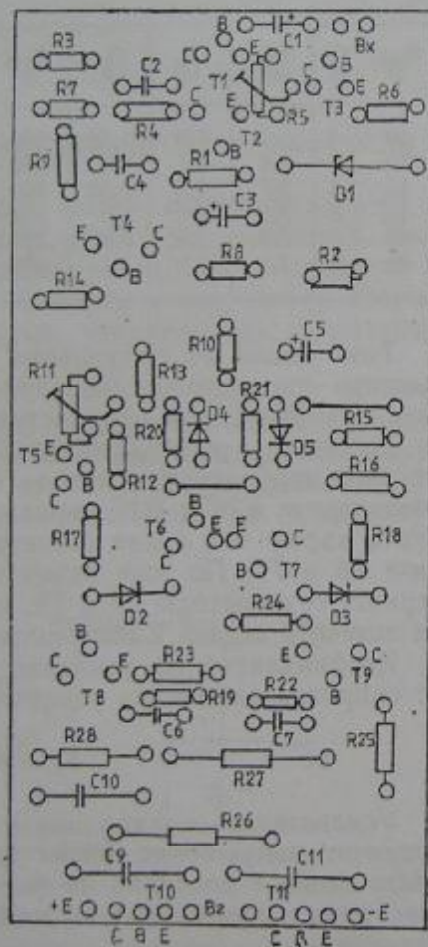
### 2.3. НИСКОЧЕСТОТЕН УСИЛВАТЕЛ 40—60 W

#### Параметри

Изходна мощност:  $P_{изх} = 40$  W върху товар  $8 \Omega$  или  
60 W върху товар  $4 \Omega$



Фиг. 2.4. Печатна платка на НЧУ 10—30 W



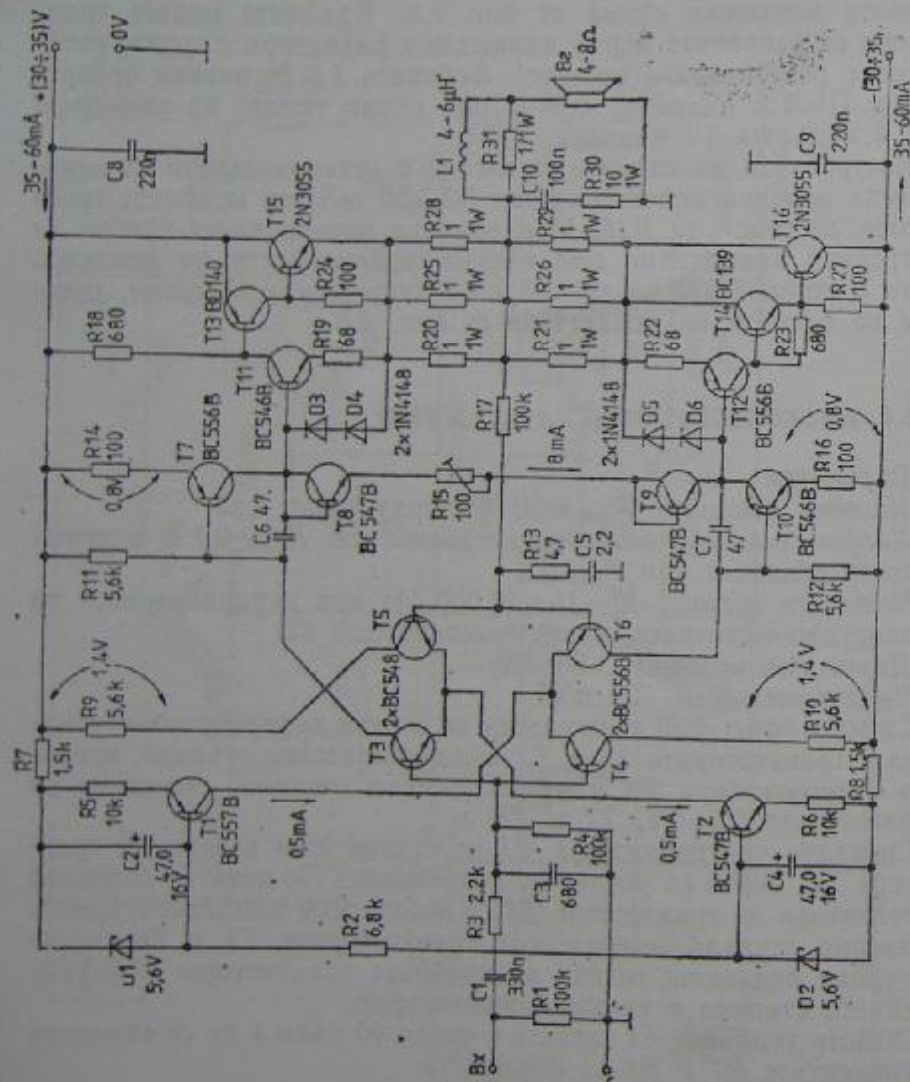
Фиг. 2.5. Монтажна схема на НЧУ 10—30 W

ползват и дискретни диоди със същите параметри. Кондензаторите са с капацитет, не по-малък от  $4700 \mu\text{F}$ .

Елементите на усилвателя се монтират върху печатна платка, чиито графичен оригинал и монтажна схема са показани на фиг.

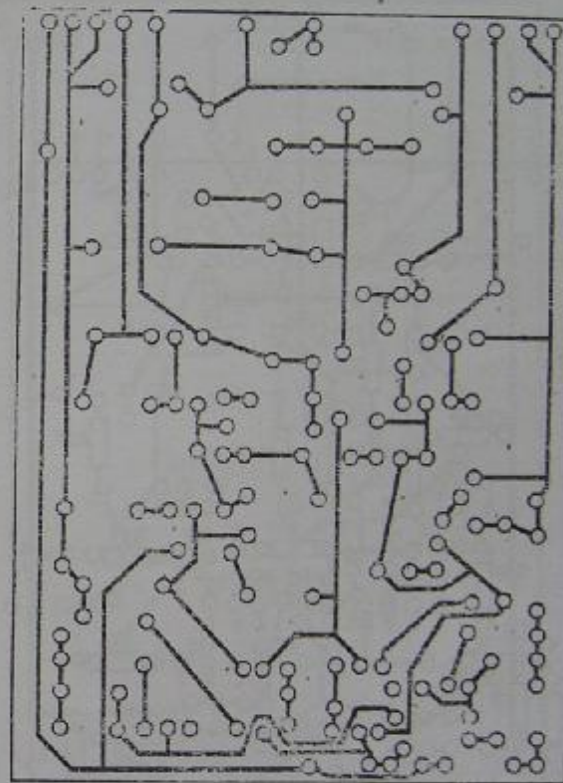


Коефициент на нелинейни изкривявания:  $K_{нл} < 0,05\%$  в целия честотен обхват и при  $P_{изх\ max}$   
 Честотен обхват:  $\Delta f = 20 \div 20\ 000$  Hz при неравномерност на амплитудно-честотната характеристика  $\pm 1,5$  dB  
 Динамичен обхват:  $> 90$  dB  
 Чувствителност: 800 mV



Фиг. 2.6. Нискофестотен усилвател 40—60 W

! На пръв поглед предлаганата схема на мощен усилвател (фиг. 2.6) не изглежда симетрична, понеже двата крайни транзистора са NPN тип. По-внимателното вглеждане в схемата обаче показва, че транзисторите  $T_{12}$ ,  $T_{14}$  и  $T_{16}$  изграждат съставен PNP



Фиг. 2.7. Печатна платка на НЧУ 40—60 W

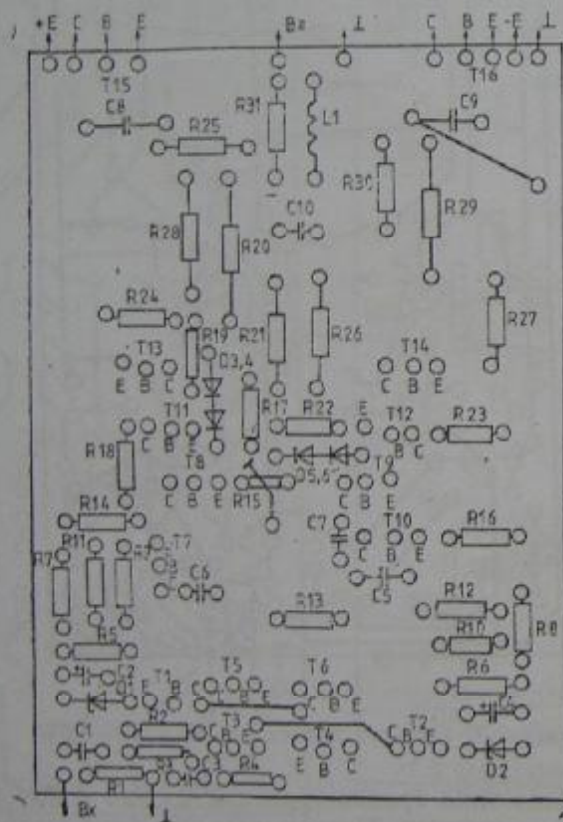
транзистор. Също така транзисторите  $T_{11}$ ,  $T_{13}$  и  $T_{15}$  изграждат съставен NPN транзистор. Понеже тези две комбинации се „държат“ като комплементарна двойка, на практика се оказва, че крайното стъпало е симетрично.

С транзисторите  $T_2$ ,  $T_3$  и  $T_5$  е изградено диференциално стъпало за горното рамо на усилвателя, а с транзисторите  $T_1$ ,  $T_4$  и  $T_6$  е изградено аналогично стъпало за долното рамо на усилвателя. Предусилвателното стъпало е съставено от транзисторите  $T_7$  и  $T_{10}$ .



Стабилността на усилвателя се осигурява от включените във входа и изхода RC вериги  $R1-C1$ ,  $R3-C3$  и  $R30-C10$ , както и от кондензаторите  $C6$  и  $C7$ . Обратната връзка, осъществена с резисторите  $R13$  и  $R17$  и кондензатора  $C5$ , определя и общото усиление по формулата

$$K_U = \frac{R_{13} + R_{17}}{R_{18}}$$



Фиг. 2.8. Монтажна схема на НЧУ 40—60 W

При посочените стойности на тези елементи коефициентът на усиление е около 22.

За захранване на усилвателя се използва нестабилизирано

напрежение, осигурявано от схемата от фиг. 2.1. Трансформаторът трябва да осигурява  $2 \times 22 \text{ V} \sim / 2 \text{ A}$ , а четирите диода представляват мостов изправителен блок В80С5000. Кондензаторите са с капацитет  $4700 \mu\text{F}/40 \text{ V}$ .

Елементите от схемата на усилвателя се монтират върху печатна платка с графичен оригинал, показан на фиг. 2.7, съгласно дадената монтажна схема от фиг. 2.8. Крайните мощни транзистори се закрепват върху охлаждащи радиатори с площ, съобразена с разсейваната мощност. Бобината  $L1$  се навива от проводник ПЕЛ с диаметър  $0,8-1 \text{ mm}$  около тялото на резистора  $R31$  и съдържа 10 навивки.

Настройката на схемата се състои в установяването на необходимия начален колекторен ток ( $25-50 \text{ mA}$ ) за крайните транзистори посредством  $R15$ . При някаква неизправност трябва да се провери внимателно още веднъж правилността на монтажа, както и стойностите на контролните напрежения и токове, посочени на схемата на усилвателя от фиг. 2.6.

#### 2.4. НИСКОЧЕСТОТЕН УСИЛВАТЕЛ 50 W

##### Параметри

Изходна мощност:  $P_{\text{изх}} = 50 \text{ W}$  върху товар  $4 \Omega$

Коефициент на нелинейни изкривявания:  $K_{\text{нн}} < 0,1\%$  в целия честотен обхват и при  $P_{\text{изх max}}$

Честотен обхват:  $\Delta f = 15-40 \text{ 000 Hz}$  при неравномерност на амплитудно-честотната характеристика  $\pm 3 \text{ dB}$

Динамичен обхват:  $> 80 \text{ dB}$

Чувствителност:  $700 \text{ mV}$

Схемата (фиг. 2.9) е изградена от входен диференциален усилвател с транзисторите  $T1$  и  $T2$ , предусилвателно стъпало, изградено с транзистора  $T3$ , и крайно мощно стъпало, съставено от транзисторите  $T5$ ,  $T6$ ,  $T7$  и  $T8$ .

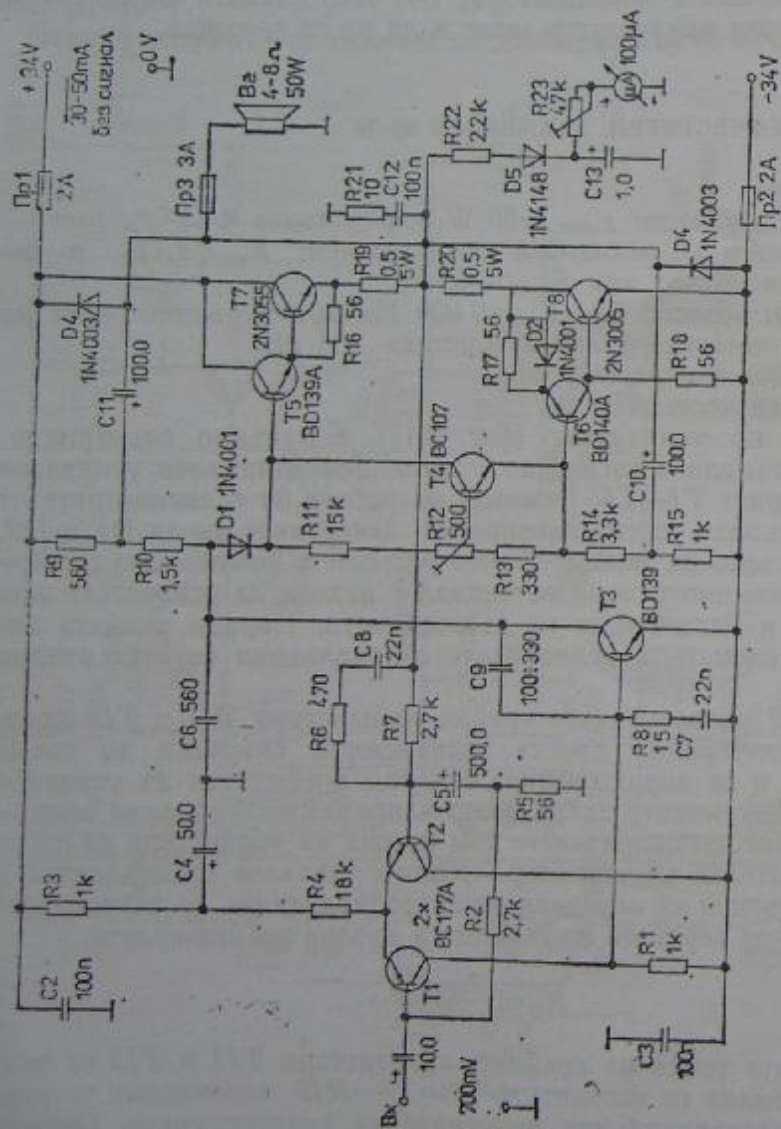
Сигналът от транзистора  $T1$  се подава към базата на транзистора  $T3$ , който го усилюва по напрежение. По-нататък сигналът от колектора на транзистора  $T3$  се подава към комплементарното драйверно стъпало, изградено с транзисторите  $T5$  и  $T6$ , което осигурява подходящ сигнал за крайните транзистори  $T7$  и  $T8$ . Крайното стъпало е квазикомплементарно.

Общото усиление на схемата е около 40 пъти и то се определя от елементите  $R7$  и  $R5$  по формулата

$$K_U = \frac{R_5 + R_7}{R_5}$$



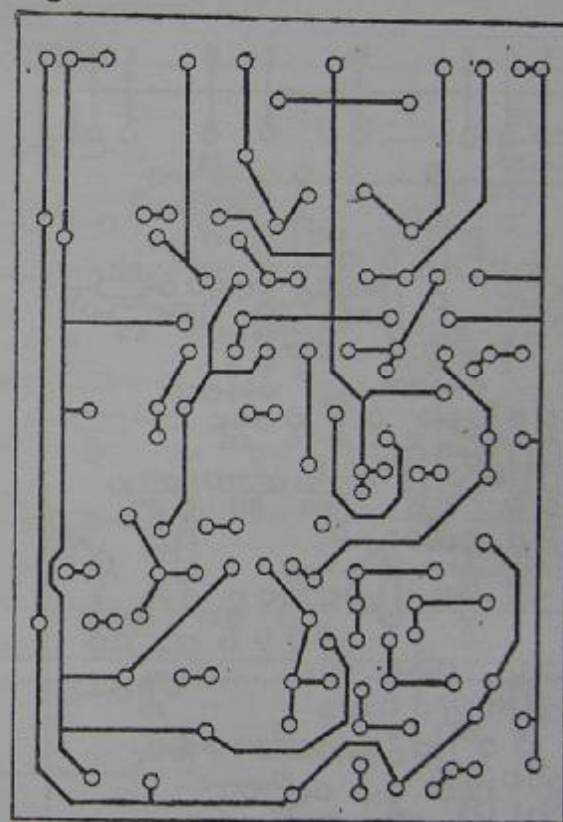
Транзисторът *T4* определя режима на работа на крайните транзистори, като осигурява необходимия начален колекторен ток за тях и при температурни промени го коригира. Затова той трябва да се монтира върху радиатора на крайните транзистори *T7* и *T8*, и то в близост до някой от тях. С помощта на донастрой-



Фиг. 2.9. Нискочестотен усилвател 50 W

ващия резистор *R12* началният колекторен ток на крайните транзистори се настройва на около 35 mA.

В схемата на усилвателя е предвидена възможност за индикация на изходната мощност с включването на елементите *R22*,



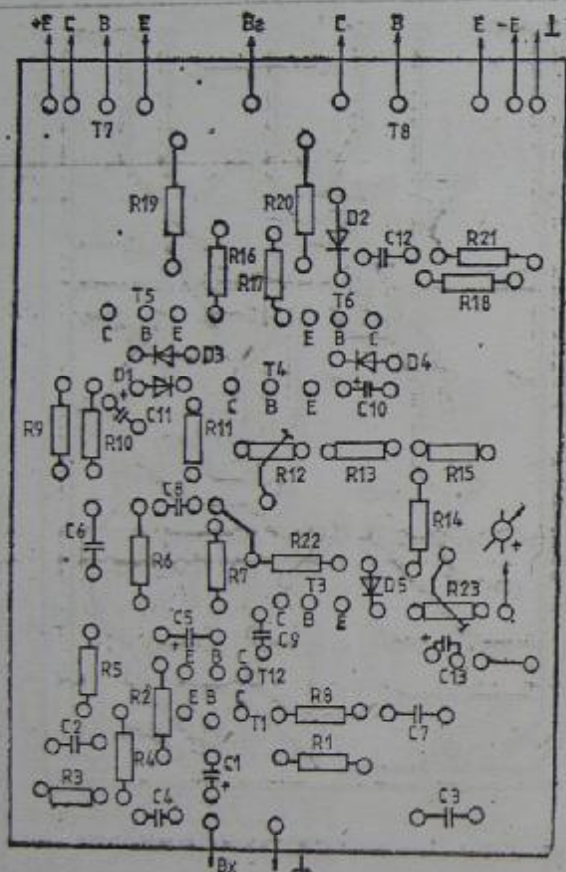
Фиг. 2.10. Печатна платка на НЧУ 50 W

*R23*, *D5*, *C13* и измерителната система 100 µA. Настройката на показанието на изходната мощност се прави с помощта на донастройващия резистор *R23*, като на входа се подава синусоиден сигнал с амплитуда, съответстваща на максималната изходна мощност на усилвателя. Тогава плъзгачът на *R23* се завърта до крайно отклонение на стрелката на измерителната система.

Предпазителят *Pr3*, включен в изхода на усилвателя, предпазва до известна степен крайните транзистори, тъй като в схе-



мата няма електронна защита от късо съединение в изхода. Транзисторите  $T1-T2$ ,  $T5-T6$  и  $T7-T8$  се подбират с максимално близки основни параметри. Резисторите  $R19$  и  $R20$  се навиват от съпротивителен проводник (например константан) и трябва да издържат няколко вата мощност.



Фиг. 2.11. Монтажна схема на НЧУ 50 W

Усилвателят се захранва от нестабилизирана токоизправителна схема (фиг. 2.1). Трансформаторът трябва да осигурява  $2 \times 24 \text{ V} / 2 \text{ A}$ . Изправителят е изграден с мостов блок В80С5000. Капацитетът на кондензаторите е  $4700-10\,000 \mu\text{F}/40 \text{ V}$ .

Всички елементи от схемата се монтират върху печатна платка, чиито графичен оригинал и разположение на елементите са показани на фиг. 2.10 и 2.11. Двата крайни транзистора  $T7$  и

$T8$  трябва да се закрепят върху подходящи охлаждащи радиатори. Добре е преди монтажа да се провери изправността на всички елементи, както и верността на печатната платка.

Върху печатната платка е предвидено място за елементите от индикаторната схема, но усилвателят може да работи и без нея. За предотвратяване на евентуално самовъзбуждане на усилвателя се включва кондензаторът  $C9$ . Ако схемата не се самовъзбужда, този кондензатор може и да не се включва.

#### 2.5. НИСКОЧЕСТОТЕН УСИЛВАТЕЛ 60 W

##### Параметри

Изходна мощност:  $P_{\text{изх}} = 60 \text{ W}$  върху товар  $4 \Omega$

Коефициент на нелинейни изкривявания:  $K_{\text{нл}} < 0,1\%$  в целия честотен обхват при  $P_{\text{изх}} = 50 \text{ W}$

Честотен обхват:  $\Delta f = 10-40\,000 \text{ Hz}$  при неравномерност на амплитудно-честотната характеристика  $\pm 3 \text{ dB}$

Динамичен обхват:  $> 90 \text{ dB}$

Чувствителност:  $750 \text{ mV}$

Схемата на усилвателя (фиг. 2.12) е напълно симетрична. Входното стъпало е изградено с двоен диференциален усилвател с транзисторите  $T1-T6$ . Режимът на работа на транзисторите от входното стъпало се стабилизира от ценовите диоди  $D1$  и  $D2$ . Преимуществото на такова схемно решение е по-голямата стабилност на постояннотоковия потенциал в изхода на усилвателя при включване и изключване на захранването. Поради пълната симетрия на схемата и нелинейните изкривявания са относително малки.

Всеки от използваните крайни транзистори  $T11$  и  $T12$  представлява интегрална двойка транзистори, свързани по схема Дарлингтон, и се характеризира с голям коефициент на усилване по ток. Симетричното захранващо напрежение позволява включването на високоговорителите към изхода на усилвателя да стане без разделителен кондензатор. Общото усилване на стъпалото е около 21 пъти и се определя от съпротивленията на резисторите  $R15$  и  $R16$  от веригата на обратната връзка по формулата

$$K_U = \frac{R_{15} + R_{16}}{R_{15}}$$

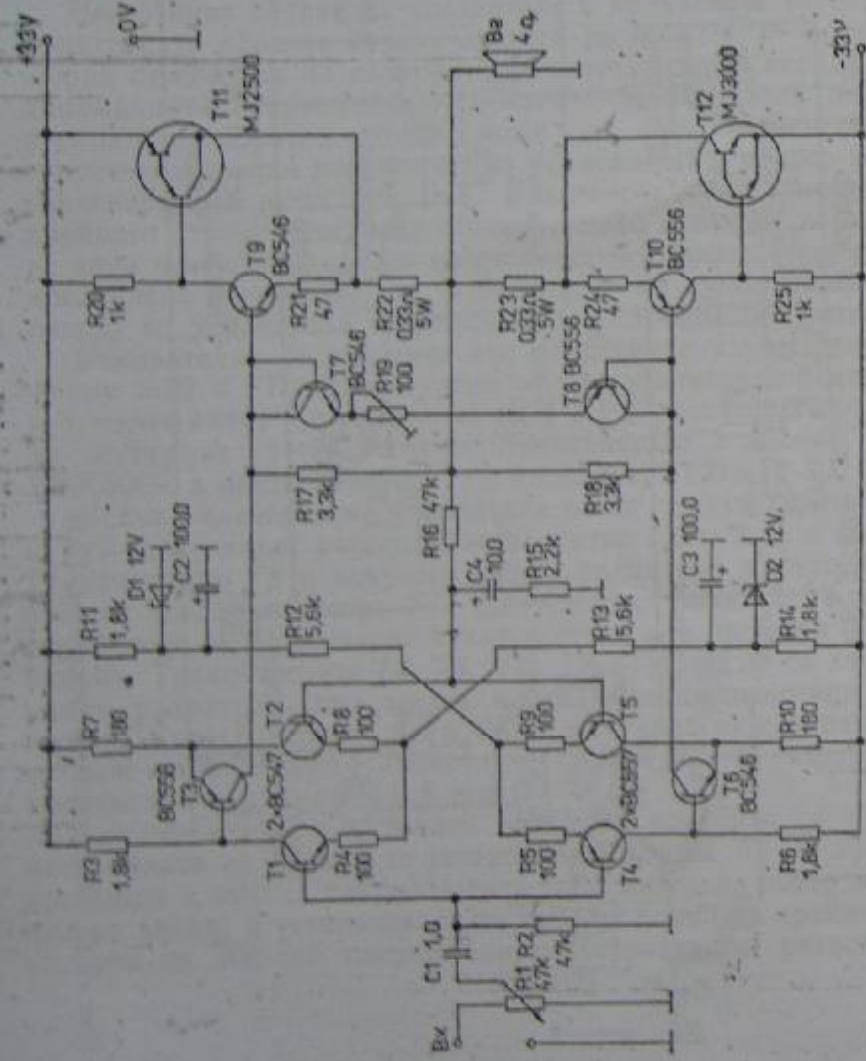
Работната точка на крайните транзистори  $T11$  и  $T12$  се поддържа стабилна от елементите  $T7-T8-R19$  независимо от различното натоварване или промените на температурата. Поради



това изкривяванията намаляват допълнително. В схемата на усилвателя не е предвидена защита от късо съединение в изхода.

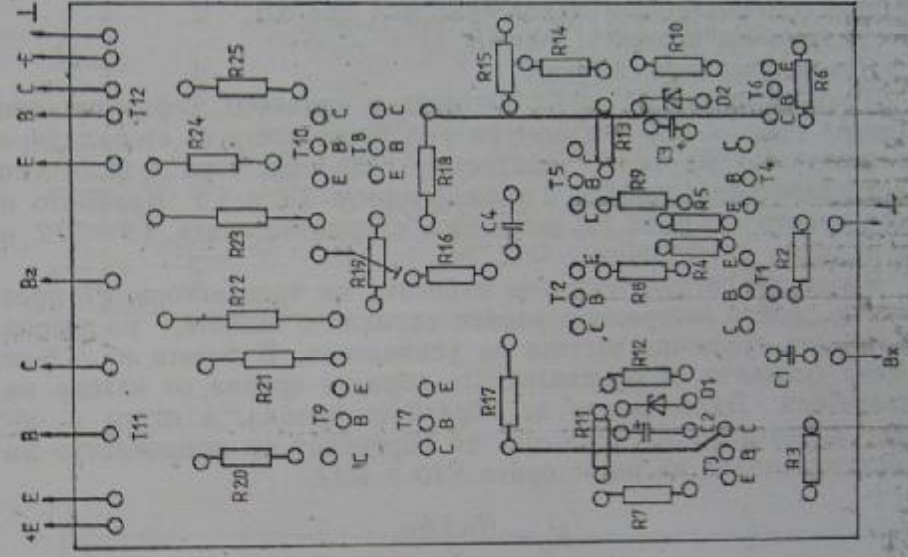
За захранване на усилвателя може да се използва токоизправителят, чиято схема е показана на фиг. 2.1. Трансформаторът трябва да осигурява  $2 \times 24 \text{ V} / 3 \text{ A}$ . Изправителният мостов блок е В80С5000, а филтриращите кондензатори са с капацитет  $4700 \mu\text{F} / 40 \text{ V}$ .

Всички елементи от схемата се монтират върху печатна плат-

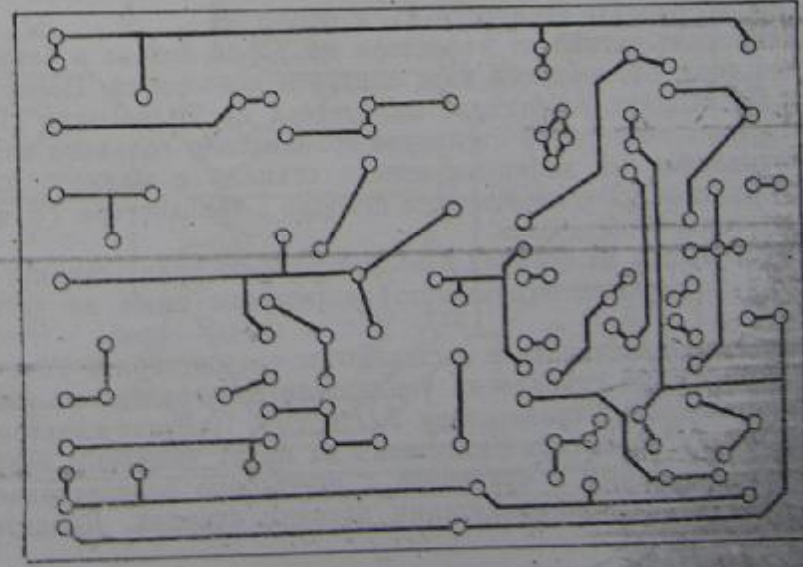


Фиг. 2.12. Нискокостотен усилвател 60 W

ка. Графичният ѝ оригинал и разположението на елементите са показани на фиг. 2.13 и 2.14. При използване на изправни елементи и при правилен монтаж схемата „тръгва“ без проблеми. Единствената настройка е установяването на началния ток на покой на крайните транзистори на около  $50 \text{ mA}$  посредством донастройващия резистор  $R19$ .



Фиг. 2.14. Монтажна схема на НЧУ 60 W



Фиг. 2.13. Печатна платка на НЧУ 60 W



## 2.6. НИСКОЧЕСТОТЕН УСИЛВАТЕЛ 70 W

### Параметри

Изходна мощност:  $P_{изх} = 70 \text{ W}$  върху товар  $4 \Omega$

Коефициент на нелинейни изкривявания:  $K_{нл} < 0,02\%$  в целия честотен обхват и на ниво  $-3 \text{ dB}$  от максималната мощност.

Честотен обхват:  $\Delta f = 20 + 35 \text{ 000 Hz}$  при неравномерност на амплитудно-честотната характеристика  $\pm 3 \text{ dB}$ .

Динамичен обхват:  $> 90 \text{ dB}$

Чувствителност:  $600 \text{ mV}$

Транзисторите  $T1$  и  $T2$  изграждат входното диференциално стъпало (фиг. 2.15), режимът на работа на което се стабилизира от генератора на ток с транзистора  $T3$ . След това е включено предусилвателно стъпало с транзисторите  $T4$  и  $T5$ . Крайното и драйверното стъпало са изградени с транзисторите  $T9-T12$  и са напълно симетрични.

Входният сигнал постъпва в базата на транзистора  $T1$  през филтър, който отстранява всички сигнали с честота, по-висока от горната гранична честота на усилвателя. В базата на  $T2$  се подава сигналът от отрицателната обратна връзка от изхода на усилвателя. Дълбочината на обратната връзка, а оттам и общият коефициент на усилване се определят от отношението на съпротивленията на резисторите  $R10$  и  $R11$ .

$$K_U = \frac{R_{10} + R_{11}}{R_{10}}$$

При посочените стойности  $K_U$  е около 28.

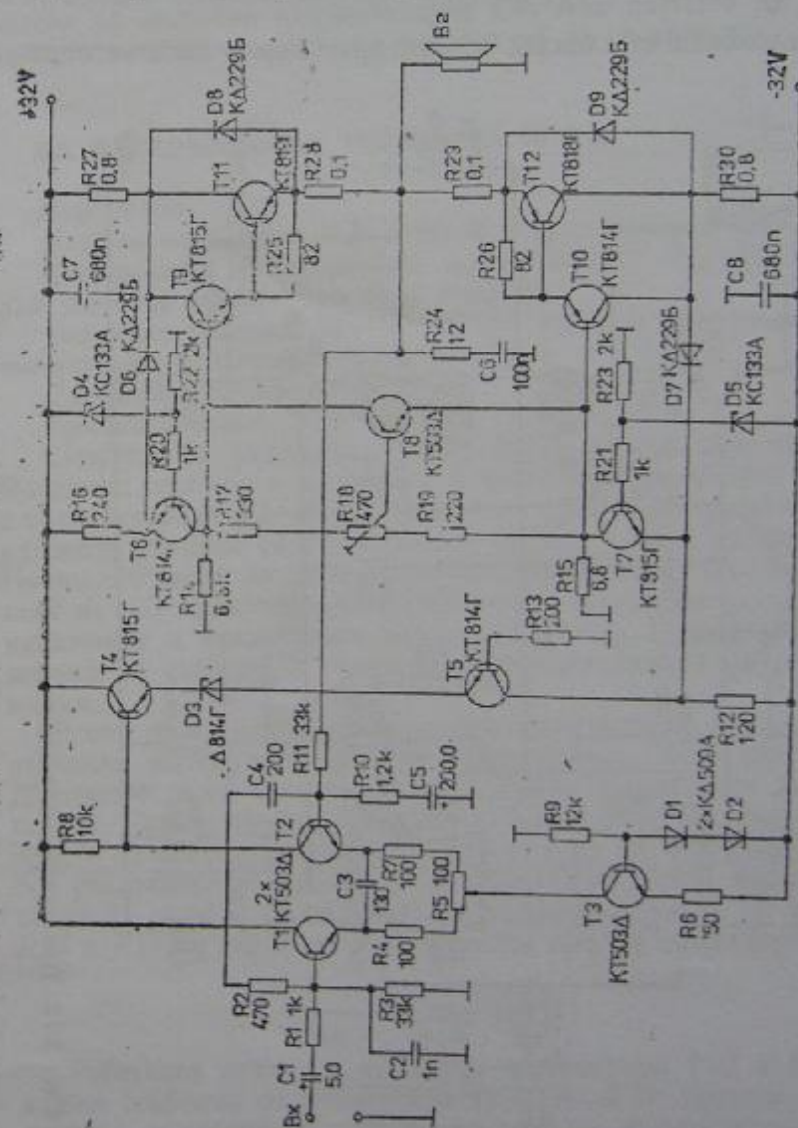
Усиленият сигнал от колектора на  $T2$  се подава в базата на транзистора  $T4$ , включен като емитерен повторител. Ценеровият диод  $D3$  повдига потенциала на емитера на  $T4$  до ниво  $11,4 \text{ V}$ . Емитерният повторител съгласува сравнително голямото изходно съпротивление на диференциалното стъпало с малкото входно съпротивление на усилвателното стъпало с транзистора  $T5$ , включен по схема с обща база.

Амплитудата на сигнала в колекторите на транзисторите  $T6$  и  $T7$  при посоченото захранващо напрежение може да достигне до  $28 \text{ V}$ .

Драйверното стъпало е съставено от транзисторите  $T9$  и  $T10$ . Крайното мощно стъпало на усилвателя е изградено от комплементарните двойки транзистори  $T11$  и  $T12$ . Пълната симетрия на тези стъпала позволява съществено да бъдат намалени нелинейните изкривявания в сравнение с по-широко разпространените в момента квазикомплементарни изходни стъпала. Диодите  $D8$

и  $D9$  служат за защита на транзисторите  $T11$  и  $T12$  от по-високи обратни напрежения.

Напрежението „колектор — емитер“ на транзистора  $T8$  определя преднапрежението на базите на драйверните, а с това и на крайните транзистори. Началният колекторен ток (токът на покой) на крайните транзистори зависи именно от това преднапре-



Фиг. 2.15. Нискофrequentен усилвател 70 W



жение. Точната му настройка става с донастройващия резистор *R18*. Чрез транзистора *T8* се осъществява и температурната стабилизация на тока на покой.

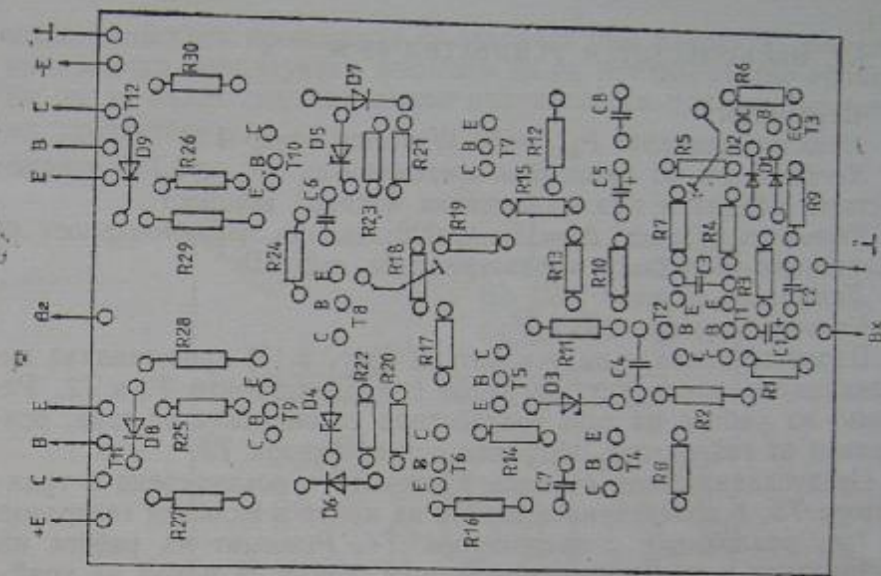
Чрез диодите *D6* и *D7* е изградена защита от късо съединение в изхода на усилвателя. Ако падът на напрежение върху резисторите *R27* и *R30* нарасне над 3 V, двата диода се отпущват и шунтират резисторите *R12* и *R16*, ограничавайки по този начин по-нататъшното нарастване на управляващия ток във входа на крайното стъпало.

Честотният обхват на усилвателя с прекъсната верига на отрицателната обратна връзка достига до 40 kHz, т. е. той е по-широк от обхвата на възпроизвежданите честоти, поради което и динамичните изкривявания са малки. Дълбочината на общата отрицателна обратна връзка може да бъде променена в зависимост от желания коефициент на усилване чрез подбор на съпротивлението на резистора *R10*. Благодарение на симетрията на крайното стъпало постояннотоковото ниво в изхода не се измества дори при ограничаване на сигнала. В схемата въпреки това е предвидена възможност за установяване на нулево напрежение в изхода на усилвателя посредством донастройващия резистор *R5*.

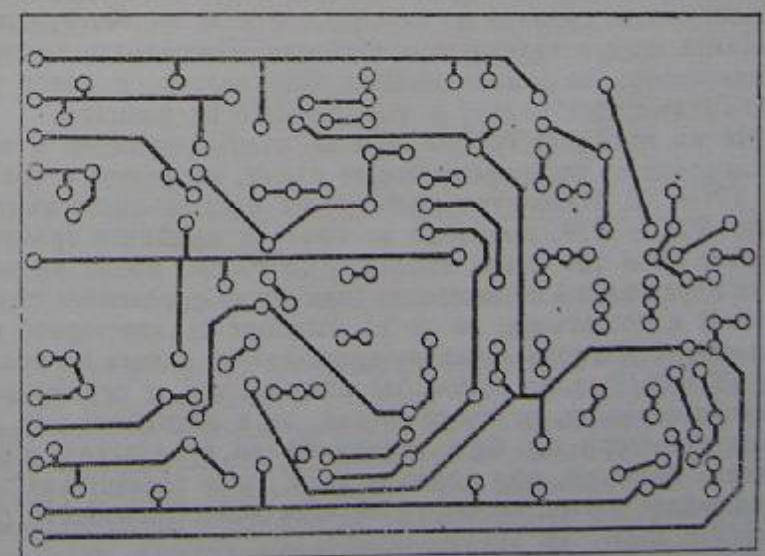
Усилвателят се захранва със симетрично двуполарно напрежение  $\pm 32$  V. То се осигурява от нестабилизиран токоизправител, чиято схема е показана на фиг. 2.1. Трансформаторът трябва да осигурява  $2 \times 24$  V/3 A. Изправителят е мостов, от типа В80С5000, а кондензаторите са с капацитет  $4700 \div 10\ 000$   $\mu$ F/40 V.

Всички елементи на усилвателя освен транзисторите *T8*, *T11* и *T12* се монтират върху печатна платка (фиг. 2.16 и фиг. 2.17). Транзисторът *T8* е закрепен върху радиатора в непосредствена близост до транзистора *T11*. Самите радиатори могат да се монтират така, че да затварят кутията отзад или отстрани (с ребрата навън). Транзисторите *T4*, *T5*, *T6*, *T7*, *T9* и *T10* са снабдени с малки радиатори, тип звезда или П-образни пластини от алуминий. Кондензаторите *C7* и *C8* се монтират от страната на печатните проводници. Резисторите *R27*–*R30* се изработват от константан с диаметър 0,3 mm.

Ако монтажът е правилен и всички елементи са изправни, настройката се свежда до установяването чрез *R5* на нулево напрежение в изхода на усилвателя (при липса на товар и на сигнал на входа) и установяване на тока на покой на крайните транзистори на 200 mA посредством донастройващия резистор *R18*.



Фиг. 2.17. Монтажна схема на НЧУ 70 W



Фиг. 2.16. Печатна платка; платка на НЧУ 70 W



## 2.7. НИСКОЧЕСТОТЕН УСИЛВАТЕЛ 80 W

### Параметри

Изходна мощност:  $P_{изх} = 80 \text{ W}$  върху товар  $4 \Omega$

Коефициент на нелинейни изкривявания:  $K_{нл} < 0,1\%$  в целия честотен обхват и при максимална изходна мощност

Честотен обхват:  $\Delta f = 15 \div 40 \text{ 000 Hz}$  при неравномерност на амплитудно-честотната характеристика  $\pm 2 \text{ dB}$

Динамичен обхват:  $> 90 \text{ dB}$

Чувствителност:  $200 \text{ mV}$

Входното стъпало на усилвателя (фиг. 2.18) представлява диференциален усилвател, изграден с транзисторите  $T1$  и  $T2$ . Режимът на работа на тези транзистори се определя от тока, осигуряван от генератора, изграден с транзистора  $T3$ .

Предусилвателното стъпало в схемата е осъществено с транзистора  $T5$ , в колекторната верига на който е включен генератор на ток, реализиран с транзистора  $T4$ . Режимът на работа на драйверното и крайното стъпало, т. е. токът на покой на крайното стъпало, се определя от положението на плъзгача на донастройващия резистор  $R11$ . Транзисторът  $T6$  осигурява компенсацията на температурния дрейф на тока на крайните транзистори. Поради това този транзистор се монтира върху някой от радиаторите на крайните транзистори, и то близо до тях.

Комплементарната двойка транзистори  $T9$  и  $T10$  от драйверното стъпало усилва сигнала до необходимата за задействането на крайните мощни транзистори стойност. Посочените типове крайни транзистори са мощни двойки Дарлингтон, с което се постига по-голяма ефективност и компактност на схемата.

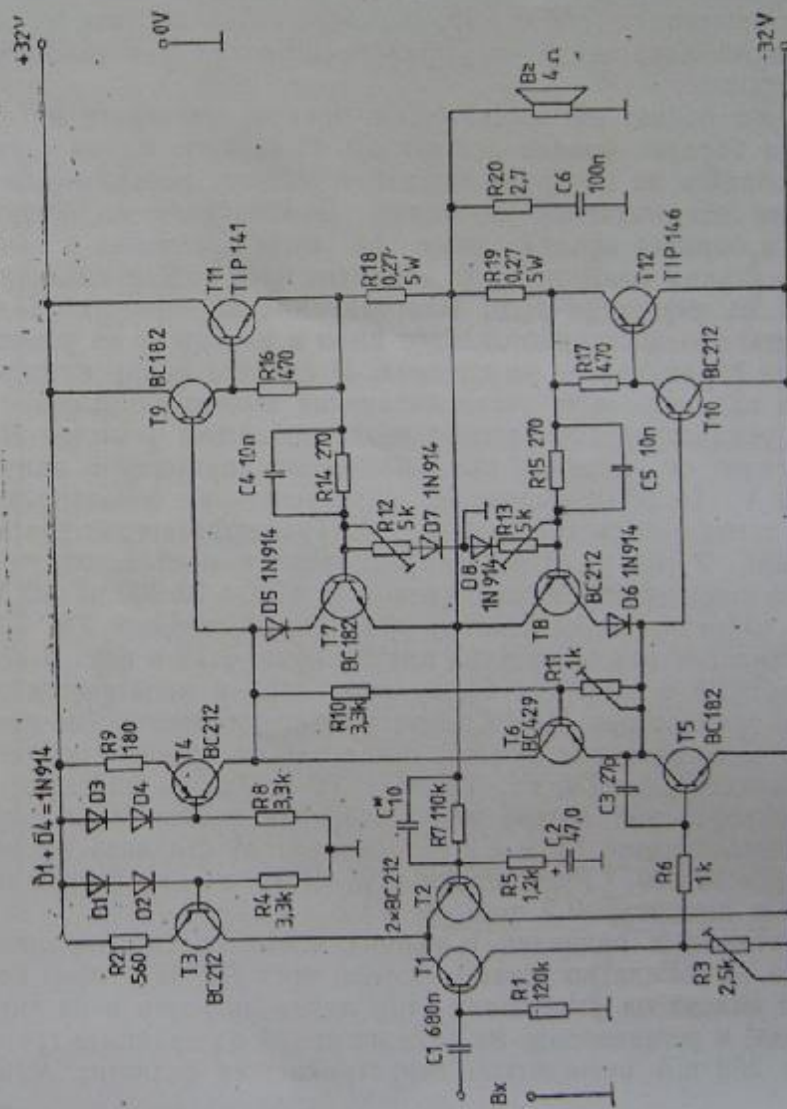
Защитата на крайните транзистори от късо съединение в изхода се осигурява от токоограничаваща схема, изградена с транзисторите  $T7$  и  $T8$ . Използува се падът на напрежението върху резисторите  $R18$  и  $R19$ , причинен от тока на крайните транзистори. Когато този ток стане недопустимо голям, падът на напрежението нараства и в един момент (при точно определена стойност на тока) е достатъчен, за да се отпнат транзисторите от защитната схема. По този начин потенциалът на базата на транзисторите  $T9$  и  $T10$  силно спада, базовият им ток се ограничава до определена стойност, от което следва, че и изходният ток на крайните транзистори ще бъде ограничен до определена стойност. Точната стойност, при която желаем да се задейства токоограничаващата схема, се определя чрез донастройващите резистори  $R12$  и  $R13$ .

Коефициентът на усилване на усилвателя се определя от

формулата

$$K_U = \frac{R_6 + R_7}{R_5}$$

и при посочените на схемата стойности е около 92.

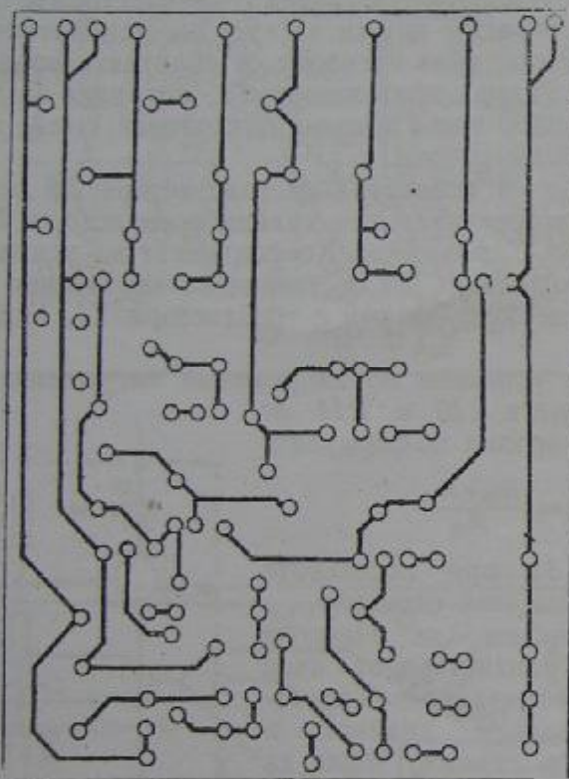


Фиг. 2.18. Нискофестотен усилвател 80 W



Честотната стабилност на усилвателя се осигурява от включените честотно зависими елементи  $C3$ ,  $C^*$ ,  $R20-C6$ .

Усилвателят се захранва с двуполярно симетрично напрежение, осигурявано от нестабилизиран токоизправител, реализиран

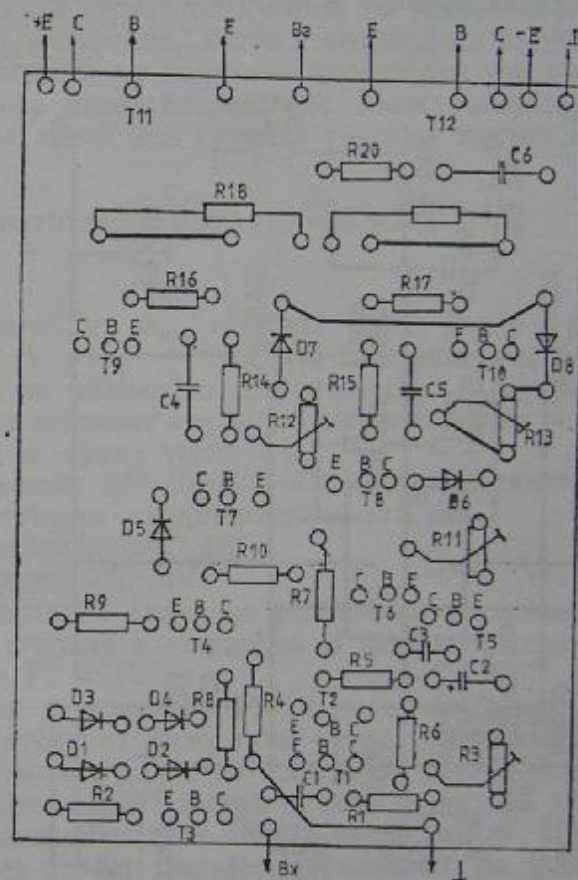


Фиг. 2.19. Печатна платка на НЧУ 80 W

по схемата от фиг. 2.1. Трансформаторът трябва да осигурява  $2 \times 30 \text{ V}_{\sim} / 3 \text{ A}$ . Изправителната мостова схема е от типа В80С5000, а филтриращите електролитни кондензатори са с капацитет  $10\,000 \mu\text{F} / 50 \text{ V}$ .

Всички елементи от схемата на усилвателя с изключение на  $T11$  и  $T12$  се монтират върху печатна платка с вида, показан на фиг. 2.19, по начина, показан на фиг. 2.20. Крайните транзистори се монтират върху подходящи охлаждащи радиатори и с въз-

можно най-къси проводници се свързват към платката. Желателно е всички използвани елементи да са предварително проверени, за да бъдат спестени някои неприятности при „оживяването“ на усилвателя.



Фиг. 2.20. Монтажна схема на НЧУ 80 W

Токът на покой на крайните транзистори се настройва посредством донастройващия резистор  $R11$  на  $125 \text{ mA}$  при даден вход и отворен (без включен високоговорител) изход. Ако при това някой от транзисторите се загрее недопустимо, има някаква грешка при монтажа. Чрез донастройващия резистор  $R3$  напрежението в изхода на усилвателя се настройва точно равно на нула, защото високоговорителите не „понасят“ постоянните напрежения. В противен случай се повреждат много бързо.

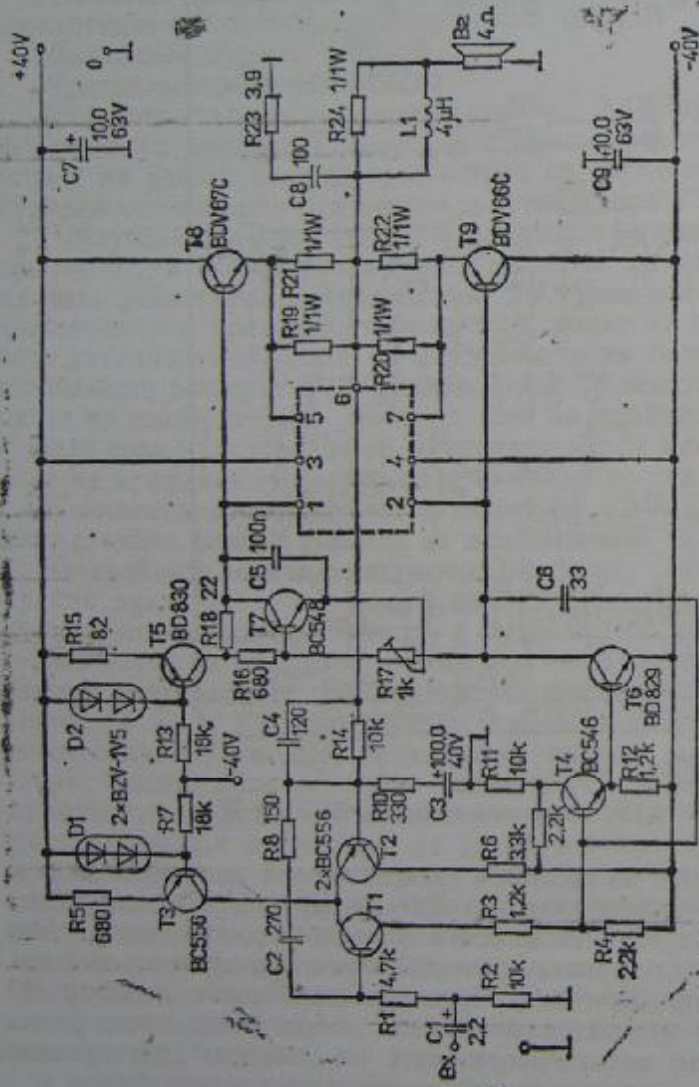


## 2.8. НИСКОЧЕСТОТЕН УСИЛВАТЕЛ 90 W

### Параметри

Изходна мощност:  $P_{изх} = 90 \text{ W}$  върху товар  $4 \Omega$

Коефициент на нелинейни изкривявания:  $K_{ни} < 0,03\%$  при максимална изходна мощност и честота  $1 \text{ kHz}$  и  $< 0,1\%$  в целия честотен обхват



Фиг. 2.21. Нискочестотен усилвател 90 W

Честотен обхват:  $\Delta f = 10 \text{ Hz} \div 60 \text{ kHz}$  при неравномерност на амплитудно-честотната характеристика  $\pm 3 \text{ dB}$

Динамичен обхват:  $> 90 \text{ dB}$

Чувствителност:  $600 \text{ mV}$

Входното стъпало на схемата (фиг. 2.21) представлява диференциален усилвател, изграден с транзисторите  $T1$  и  $T2$ . Базата на транзистора  $T1$  служи за вход на усилвателя, докато на базата на  $T2$  постъпва сигналът от обратната връзка. Генераторът на ток, изграден с транзистора  $T3$ , осигурява за диференциалното входно стъпало ток с постоянна стойност  $1 \text{ mA}$ , с което стабилизира неговата работа.

Сигналът от колектора на транзистора  $T6$  се подава към базите на комплементарните крайни транзистори  $T8$  и  $T9$ , свързани по схема Дарлингтон. Коефициентът на усилване по напрежение на транзистора  $T6$  се увеличава значително чрез използването на генератор на ток с транзистора  $T5$ , включен в колектора му.

Общото усилване по напрежение на усилвателя се определя от резисторите  $R10$  и  $R14$  от обратната връзка по формулата

$$K_U = \frac{R_{10} + R_{14}}{R_{10}}$$

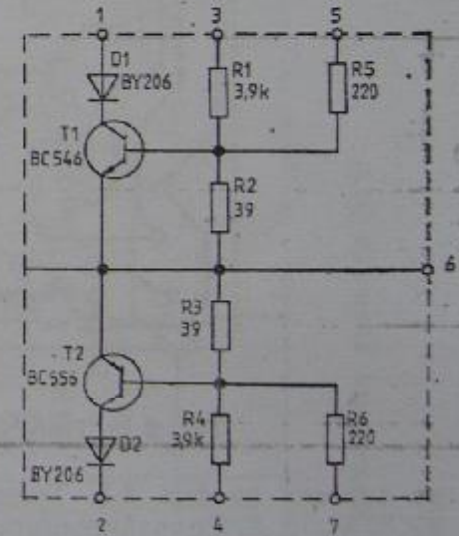
и е около 31 при посочените стойности на тези елементи.

Ако желаем да защитим крайните транзистори от късо съединение в изхода или претоварване, между крайното и драйвърното стъпало може да се включи схемата, показана на фиг. 2.22, на мястото, заградено с прекъсвана линия на фиг. 2.21.

Захранването на усилвателя може да се осъществи с познатата схема на нестабилизиран токоизправител от фиг. 2.1.

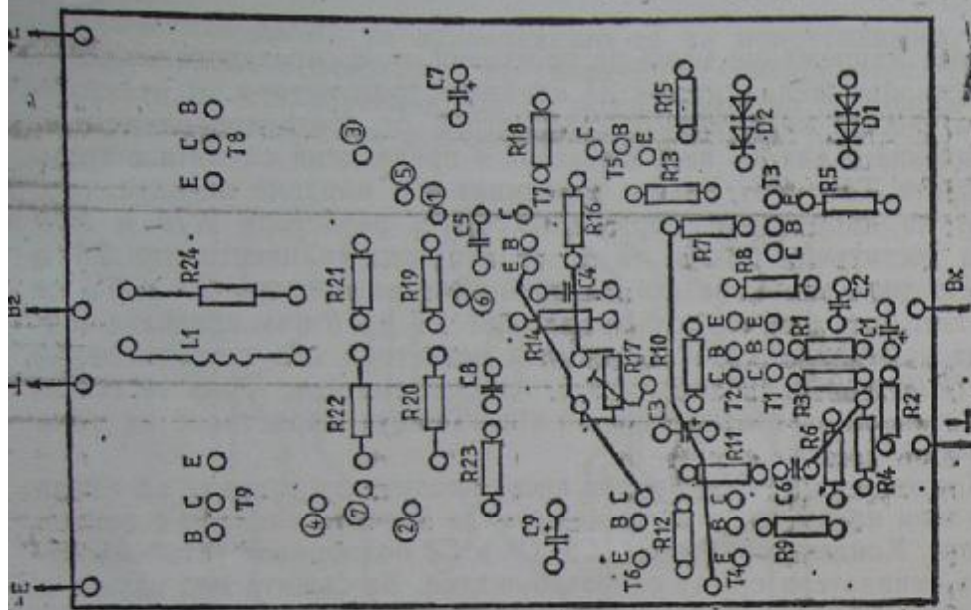
Трансформаторът трябва да осигурява  $2 \times 26 \text{ V} / 3 \text{ A}$ . Използван е изправителен мостов блок от типа В80С5000. Добре е филтриращите електролитни кондензатори да са с по-голям капацитет —  $10\,000 \mu\text{F} / 40 \text{ V}$ .

На фиг. 2.23 е показан графичният оригинал на използва-



Фиг. 2.22. Защита на НЧУ 90 W





Фиг. 2.24. Монтажна схема на НЧУ 90 W

ната печатна платка за усилвателя, а на фиг. 2.24 — монтажната схема. Най-напред се запояват резисторите и кондензаторите, след тях диодите и най-накрая — транзисторите. Крайните транзистори се монтират на подходящи охлаждащи радиатори, а те — от външната страна на кутията на усилвателя.

Единствената настройка, която е необходима за този усилвател, е установяването на началния колекторен ток на крайните транзистори. Това става посредством донастройващия резистор  $R17$  при отворен изход (без включен товар) и накъсо даден вход.

## 29. НИСКОЧЕСТОТЕН УСИЛВАТЕЛ 120 W

### Па раметри

Изходна мощност:  $P_{изх} = 120 \text{ W}$  върху товар  $4 \Omega$  или  $70 \text{ W}$  върху товар  $8 \Omega$

Коефициент на нелинейни изкривявания:  $K_{ни} < 1\%$  при максимална изходна мощност и в целия честотен обхват и  $K_{ни} < 0,1\%$  при  $P_{изх} = 100 \text{ W}$  върху товар  $4 \Omega$ .

Честотен обхват:  $\Delta f = 10 \div 100\,000 \text{ Hz}$  при неравномерност на амплитудно-честотната характеристика  $\pm 3 \text{ dB}$

Динамичен обхват:  $> 90 \text{ dB}$

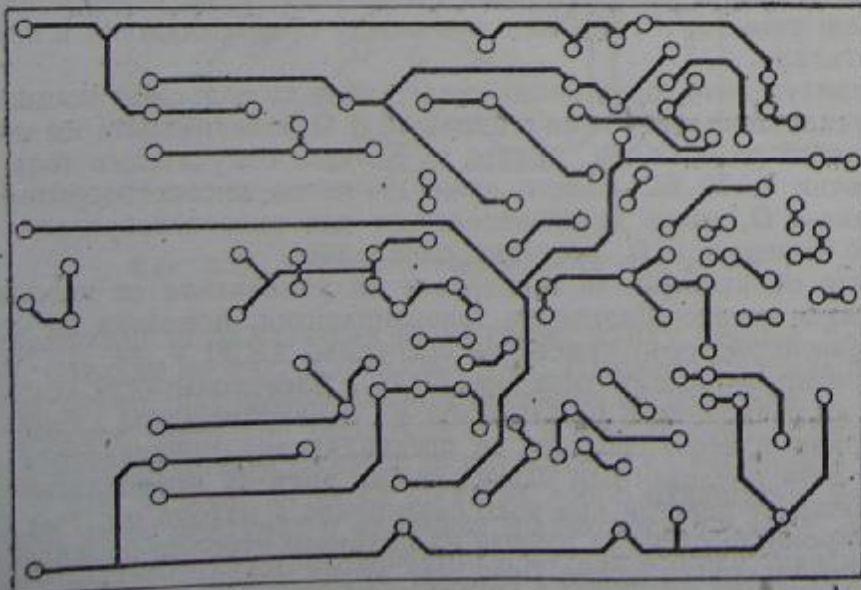
Чувствителност:  $775 \text{ mV}$

Пълната принципна схема на усилвателя е показана на фиг. 2.25. Входното стъпало е изградено от диференциален усилвател с транзисторите  $T1$  и  $T2$ .

На базата на транзистора  $T2$  от диференциалния усилвател се подава върнатият от изхода на усилвателя през  $R7$  сигнал. Тази обратна връзка е както по постоянен, така и по променлив ток. Постояннотоковата обратна връзка гарантира постоянното напрежение на изхода да бъде винаги равно на  $0 \text{ V}$ . Променливотоковата обратна връзка определя усилването на усилвателя и се осъществява от резисторите  $R6$  и  $R7$  и кондензатора  $C3$ . С посочените на схемата стойности на тези елементи за усилването по напрежение се получава

$$K_U = \frac{R_6 + R_7}{R_6} = \frac{3420}{120} = 28,5.$$

Предусилвателното стъпало с транзистора  $T4$  е свързано към колектора на  $T1$ . Освен усилването по напрежение, това стъпало има задача да осигури управляващия ток за крайните транзистори  $T7$  и  $T8$ . Понеже те като дарлингтонови транзистори с относително голямо усилване по ток се нуждаят от малък базов ток,

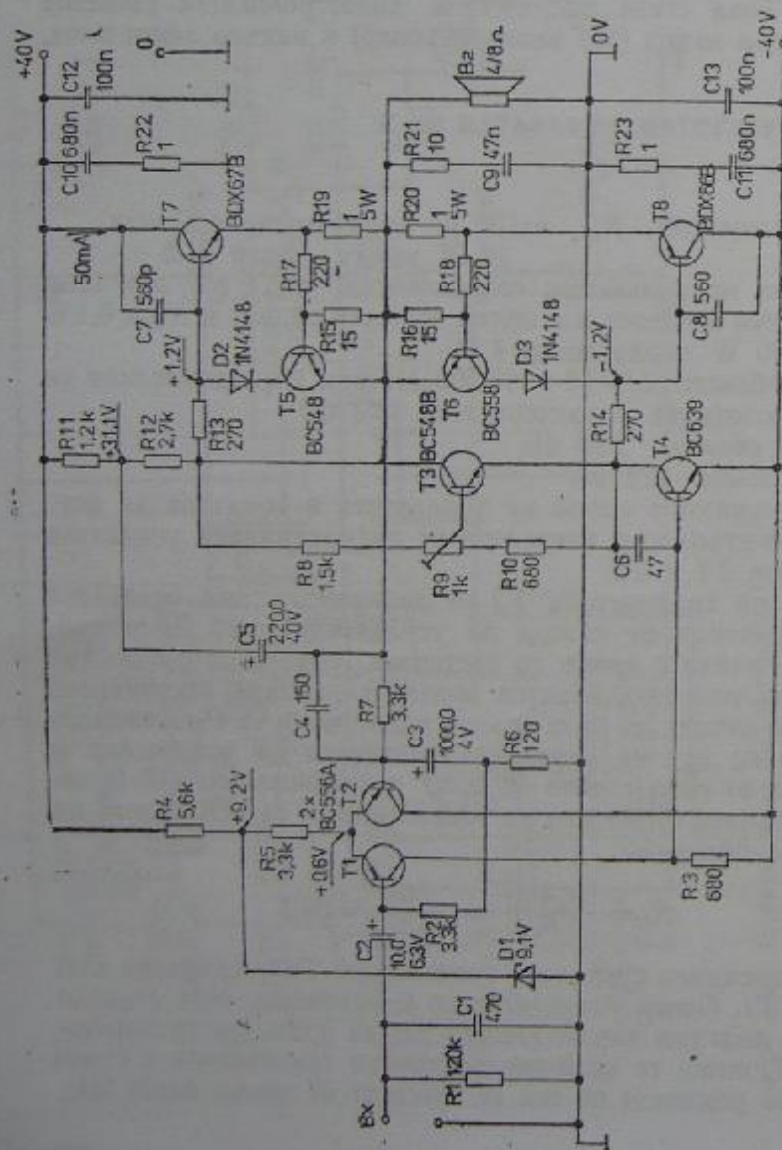


Фиг. 2.23. Печатна платка на НЧУ 90 W



разсейваната мощност от транзистора  $T4$  е малка и той няма нужда от допълнително охлаждане.

Токът на покой на крайните транзистори се определя от преднапрежението на базите на тези транзистори. То от своя страна зависи от напрежението „колектор — емитер“ на транзистора  $T3$ , включен в колекторната верига на  $T4$ . Чрез потенциометъра



Фиг. 2.25. Нискочестотен усилвател 120 W

$R9$  това напрежение може да се изменя, т. е. чрез него може да се настройва желаният ток на крайните транзистори.

За защита на крайните транзистори от претоварване и късо съединение в изхода на усилвателя е предвидена схемата с транзисторите  $T5$  и  $T6$ . Когато изходният ток нарасне недопустимо, падът на напрежение върху емитерните резистори  $R19$  и  $R20$  става достатъчно голям, за да се отпушат транзисторите  $T5$  и  $T6$ . По този начин базите на крайните транзистори  $T7$  и  $T8$  се свързват през отпушените транзистори  $T5$  и  $T6$  към средната точка на усилвателя, към която през резистори със съпротивление  $1 \Omega$  ( $R19$  и  $R20$ ) са свързани и техните емитери. Така те се запушват и става невъзможно по-нататъшното нарастване на тока през тях.

Кондензаторът  $C1$  шунтира високочестотните сигнали на входа и по този начин пречи в усилвателя да попадат сигнали с висока честота. Кондензаторите  $C4$ ,  $C6$ ,  $C7$  и  $C8$  подобряват устойчивостта на усилвателя срещу самовъзбуждане. За същата цел служи и веригата на Бушеро, съставена от резистора  $R21$  и кондензатора  $C9$ . Вижда се, че не са пестени кондензатори, за да се потисне всякаква склонност на крайното стъпало към самовъзбуждане.

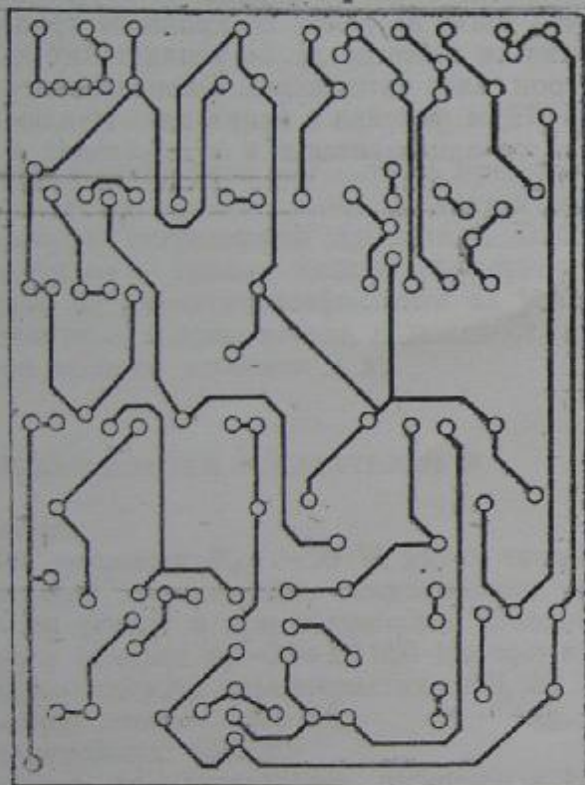
За получаване на пълната мощност усилвателят се нуждае от входно напрежение  $0,775 V$  и това е по „силите“ на всеки обикновен предусилвател. Ако предусилвателят осигурява по-високо ниво на сигнала, се препоръчва съгласуването да стане с донаторна резистор  $10 k\Omega$ , включен между предусилвателя и крайното стъпало.

Използуваните озвучителни тела трябва да издържат мощността на усилвателя. Ако те са с импеданс  $4 \Omega$ , номиналната им мощност трябва да е  $120 W$ , докато за  $8$ -омови озвучителни тела са достатъчни и  $70 W$ . Вместо един  $120$ -ватов високоговорител с импеданс  $4 \Omega$ , може да се използват два високоговорителя по  $60 W$  с импеданс  $8 \Omega$ , свързани паралелно.

Както обикновено за захранване на усилвателя се използва схемата на нестабилизиран токочправител, показана на фиг. 2.1. Трансформаторът трябва да осигурява  $2 \times 30 V_{\sim} / 4 A$ . Мостовият изправител е от типа В80С5000, а електролитните кондензатори са с капацитет  $10\ 000 \mu F / 63 V$ . В захранващата схема на усилвателя е необходимо да се предвидят два предпазителя за  $2,5 A$ . Тези предпазители играят важна роля за предпазване на усилвателя от повреда при късо съединение в изхода му, тъй като електронната схема за защита на крайното стъпало обикновено действа за кратко време. През това време предпазителите трябва да изгорят и така усилвателят остава невредим.



Посочените данни за захранването са за моноусилвател. За стереоусилвател е необходим втори такъв токоизправител. Така качествата на стереоусилвателя се подобряват, но за сметка на по-големите размери на усилвателя.

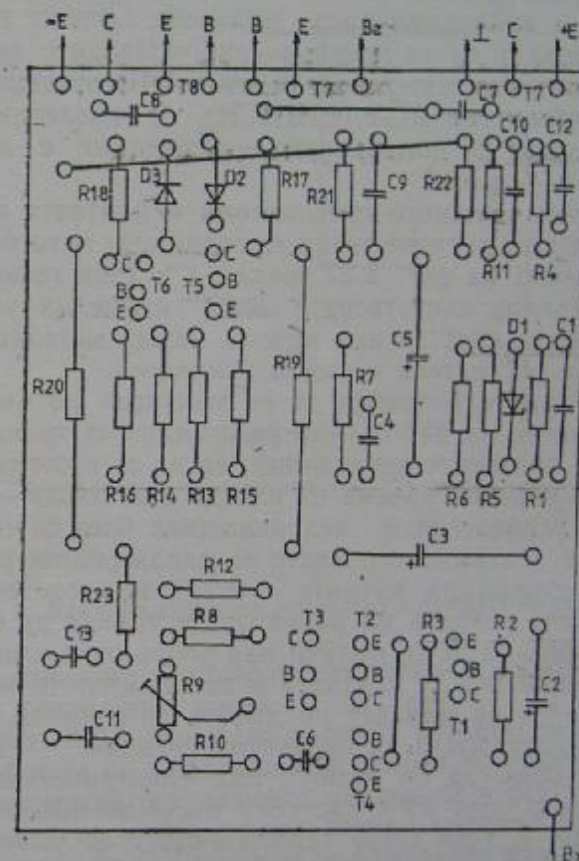


Фиг. 2.26. Печатна платка на НЧУ 120 W

Елементите от усилвателя се монтират върху печатна платка с вида, показан на фиг. 2.26 и фиг. 2.27. И всичко ще стане сравнително лесно, ако използваните елементи са изправни.

„Големите“ емитерни резистори  $R19$  и  $R20$  не бива да се монтират в непосредствена близост до платката, а на разстояние най-малко 5 mm от нея, за да се постигне добро охлаждане. Върху платката не се монтират и крайните транзистори  $T7$  и  $T8$ , както и кондензаторите  $C7$  и  $C8$ . Важното в случая е всеки транзистор да се монтира върху отделен радиатор с топлинно съпротивление

$1,2^{\circ} \text{C/W}$ , като се изолира корпусът на транзистора от радиатора. Ако изолационната пластина се намаже и от двете страни с топлопроводяща силиконова паста, е достатъчен и охлаждащ радиатор с топлинно съпротивление  $1,8^{\circ} \text{C/W}$ . При монтиране на по-



Фиг. 2.27. Монтажна схема на НЧУ 120 W

вече транзистори върху общ радиатор топлинното съпротивление на радиатора трябва да се раздели на броя на транзисторите. Така например, ако  $T7$  и  $T8$  се монтират върху общ радиатор, площта му се изчислява при топлинно съпротивление  $0,6^{\circ} \text{C/W}$ .

Корпусът и изводите на транзисторите в никакъв случай не трябва да имат връзка с охлаждащия радиатор. Освен това на корпуса на мощните транзистори има колекторно напрежение от



40 V, което не е съвсем безопасно за човека. Поради това тези транзистори трябва да се покрият с изолационни капачета. Също така всички места, където се осъществява връзка с електродите на транзисторите, трябва да се изолират с шлаух.

Елементите, разположени извън печатната платка, се свързват с нея с медни изолирани проводници със сечение най-малко  $1 \text{ mm}^2$ . Късите връзки са за предпочитане. Изводите за озвучителните тела могат да завършват както с DIN-съединители, така и със съединители тип RCA (CHINCH). В последния случай трябва да се внимава за полярността — червеният е активният извод, а черният — „маса“.

Връзките между входните съединители и платката се осъществяват с екранирани нискочестотни проводници, като екранът се свързва с показаната на фиг. 2.27 точка „1“. Тази точка е много важна и представлява единствената „маса“ на целия усилвател. Само в тази точка трябва да има връзка между металната (евентуално) кутия на усилвателя и самия усилвател.

Входните съединители трябва да се монтират по възможност на място, отдалечено на най-голямо разстояние от трансформатора, мрежовите и изходните проводници, за да се избегнат брумът и нежелателната обратна връзка от изхода към входа.

Платката на усилвателя и захранващият блок се монтират в подходяща кутия. Оптималното място за охлаждащите радиатори е от външната страна на кутията — отзад или отстрани. Във всеки случай обаче ребрата на радиаторите трябва да са разположени вертикално, за да се получи най-добро охлаждане. Свързващите проводници между платката и съединителите за високоговорителите трябва да минават по дъното на кутията, за да се избегне евентуалната поява на паразитни сигнали.

Усилвателят може да се включи към електрическата мрежа само тогава, когато чрез  $R9$  е настроен токът на покой на крайните транзистори. А това става така. Изходът на усилвателя се оставя свободен, т. е. нищо не е включено към него, а входът се дава накъсо. Предпазителят (фиг. 2.1) се сваля и на негово място се включва амперметър на обхват 1 A (постоянен ток). При това положение плъзгачът на донастройващия резистор  $R9$  се завъртва обратно на часовниковата стрелка до отказ. След като правилността на монтажа се провери още веднъж, може да се включи захранващото напрежение чрез ключа  $S$ . Стрелката на амперметъра би трябвало да трепне леко след включването. Ако уредът отчете по-голяма консумация, веднага изключете захранването, защото вероятно има някаква грешка при монтажа. Необходима е нова проверка на схемата, като за това ще ви ориентират посо-

чените на схемата на усилвателя (фиг. 2.25) измерени контролни напрежения в някои точки. Всички тези напрежения са измерени спрямо „маса“ при накъсо даден вход и изключени високоговорители.

Ако консумацията на схемата е нормална и е от порядъка на няколко милиампера, обхватът на измерване се превключва на 100 mA. С плъзгача на  $R9$  токът през уреда се настройва на около 80 mA, при което токът на покой на крайните транзистори е около 50 mA. Остава се известно време усилвателят да поработи, за да се донастрои, след като загрее. Окончателното положение на плъзгача на  $R9$  се фиксира с капка лак. Изключва се захранването, поставя се предпазителят и усилвателят е готов.



## СХЕМИ НА НИСКОЧЕСТОТНИ УСИЛВАТЕЛИ С ОПЕРАЦИОННИ УСИЛВАТЕЛИ НА ВХОДА И БИПОЛЯРНИ КРАЙНИ ТРАНЗИСТОРИ

Напоследък стана нещо нормално в предусилвателното стъпало на един мощен нискочестотен усилвател вместо транзистори да се използват операционни усилватели. Това е свързано с редица предимства — голямо входно съпротивление, възможност за постигане на различни коефициенти на усилване, малки размери, малка консумация, висока надеждност, ниска цена, минимален брой външни елементи и др.

### 3.1. НИСКОЧЕСТОТЕН УСИЛВАТЕЛ 25 W

#### Параметри

Изходна мощност:  $P_{изх} = 25 \text{ W}$  върху товар  $4 \Omega$

Коефициент на нелинейни изкривявания:  $K_{нн} < 0,06\%$  в целия честотен обхват и при максимална изходна мощност

Честотен обхват:  $\Delta f = 20 \div 20\,000 \text{ Hz}$  при неравномерност на амплитудно-честотната характеристика  $\pm 1 \text{ dB}$

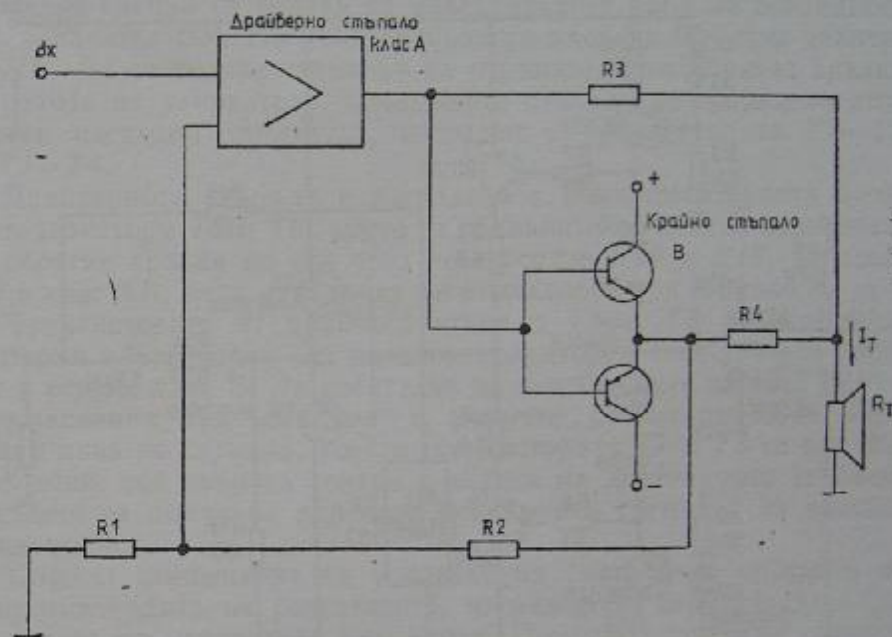
Динамичен обхват:  $> 86 \text{ dB}$

Чувствителност:  $650 \text{ mV}$

Известно е, че усилвателите, работещи в клас А, имат най-малки изкривявания. Това става за сметка на по-големия начален ток (ток на покой), а оттам и на по-голямата обща консумация на енергия. Усилвателите от клас В са много по-икономични, но при тях съществува проблем с намаляване на нелинейните изкривявания в областта на превключване на крайните транзистори. Засега може би най-разпространеният вариант е компромисен — усилватели, работещи с малък ток на покой или в т. нар. режим клас АВ.

Все още се търсят начини за оптимизиране на режима на работа на крайните стъпала. Схемата на предлагания усилвател е също един опит в това отношение. Принципът на действие на усилвателя е илюстриран на фиг. 3.1.

Транзисторите в драйверното стъпало работят в клас А, докато транзисторите в действителното крайно стъпало работят в клас В. Драйверното стъпало осигурява управляващ сигнал директно за товара през резистора  $R3$  по времето, когато край-



Фиг. 3.1. Блокова схема на усилвател с драйверно стъпало клас А

ните транзистори все още са запушени, и за крайните транзистори през останалото време.

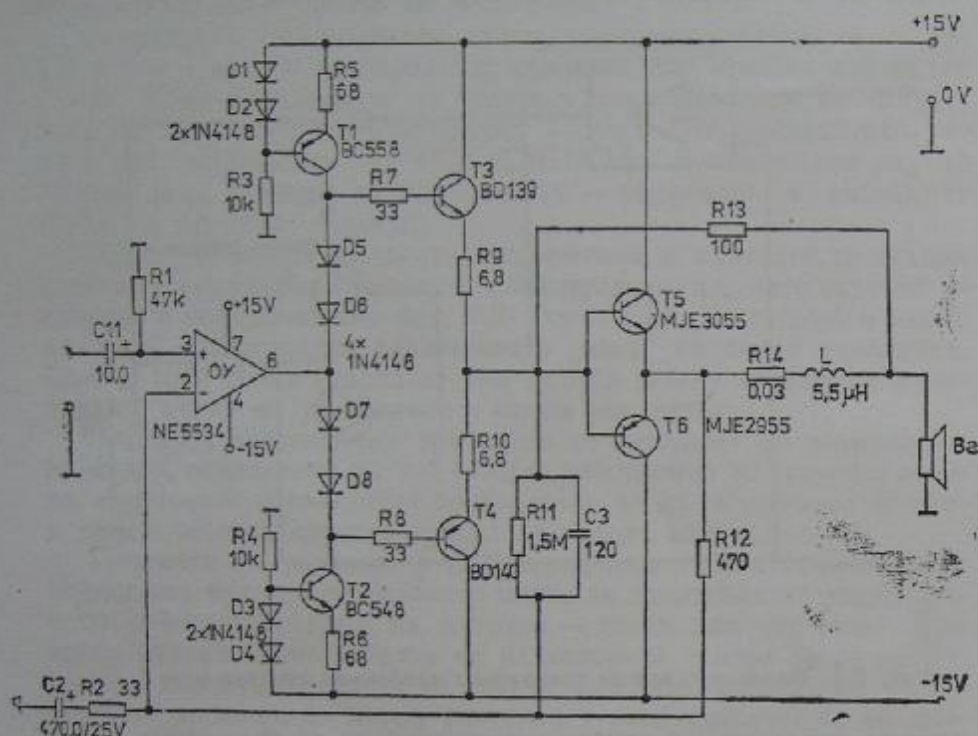
На фиг. 3.2 е показана пълната принципна схема на усилвателя, работещ на този принцип. Входното стъпало е реализирано с помощта на операционен усилвател и осигурява много голямо усилване по напрежение в широк честотен обхват за драйверното стъпало. За ОУ може да се използва някой от двата типа — ОР37 или NE5534. За получаване на по-голяма изходна мощност може да се използва операционен усилвател с по-високо работно напрежение от показаното, включително и операционен усилвател в дискретно изпълнение.

Работният режим на драйверното стъпало, реализирано с транзисторите  $T3$  и  $T4$ , се определя от пада на напрежение върху четирите диода  $D5 \div D8$ , като посредством емитерните резистори  $R9$  и  $R10$  той се стабилизира. Токът през диодите се осигурява от два генератора на ток, изградени с транзисторите  $T1$  и  $T2$ .



началният колекторен ток на драйверното стъпало е 10 и 10 е около 10 mA.

Необходимата дълбочина на отрицателната обратна връзка, а оттам и необходимото общо усилване на схемата се определят от



Фиг. 3.2. Нискочестотен усилвател 25 W

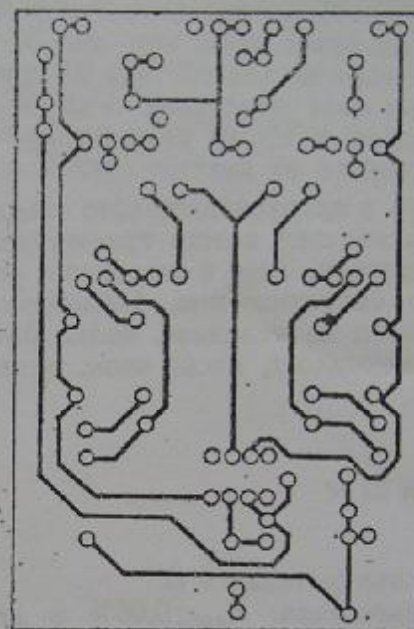
отношението на съпротивления на резисторите  $R_{12}$  и  $R_2$  по формулата

$$K_U = \frac{R_2 + R_{12}}{R_2}$$

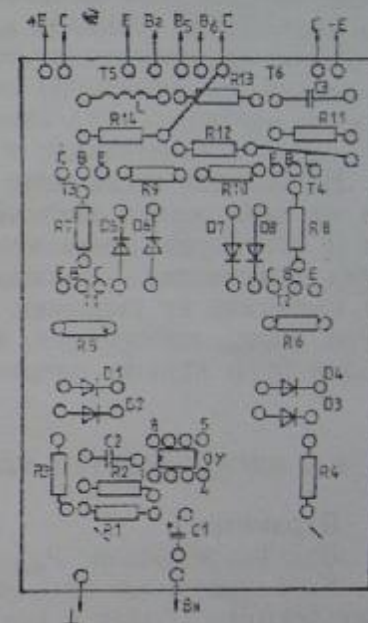
и с посочените стойности този коефициент е около 15.

Резисторът  $R_{14}$  представлява активно съпротивление, а усилването е честотно зависимо. Поради това е необходимо последователно на  $R_{14}$  да се включи бобина. За резистора  $R_{14}$  се избира съпротивление 0,03 Ω, каквото има проводник с дължина 140 cm и диаметър 1 mm. Назит, този проводник представлява и съпротивление, и индуктивност.

Схемата се захранва със симетрично двуполлярно напрежение. То може да се осигури от нестабилизираня токоизправител, чиято схема е показана на фиг. 2.1. Трансформаторът осигурява вторично променливо напрежение  $2 \times 11$  V и ток 1,5 A. Фил-



Фиг. 3.3. Печатна платка на НЧУ 25 W



Фиг. 3.4. Монтажна схема на НЧУ 25 W

триращите електролитни кондензатори са с капацитет 4700 μF/24 V. Мостовият изправителен блок е от типа В30С3000.

На фиг. 3.3 е показан графичният оригинал на печатната платка на този усилвател, а на фиг. 3.4 — монтажната схема. Крайните транзистори  $T_5$  и  $T_6$  се монтират върху подходящи за мощността охлаждащи радиатори, а за закрепване на операционния усилвател е добре да се използва цокъл. При правилен монтаж и изправни елементи схемата на усилвателя заработва веднага и няма нужда от специална настройка.

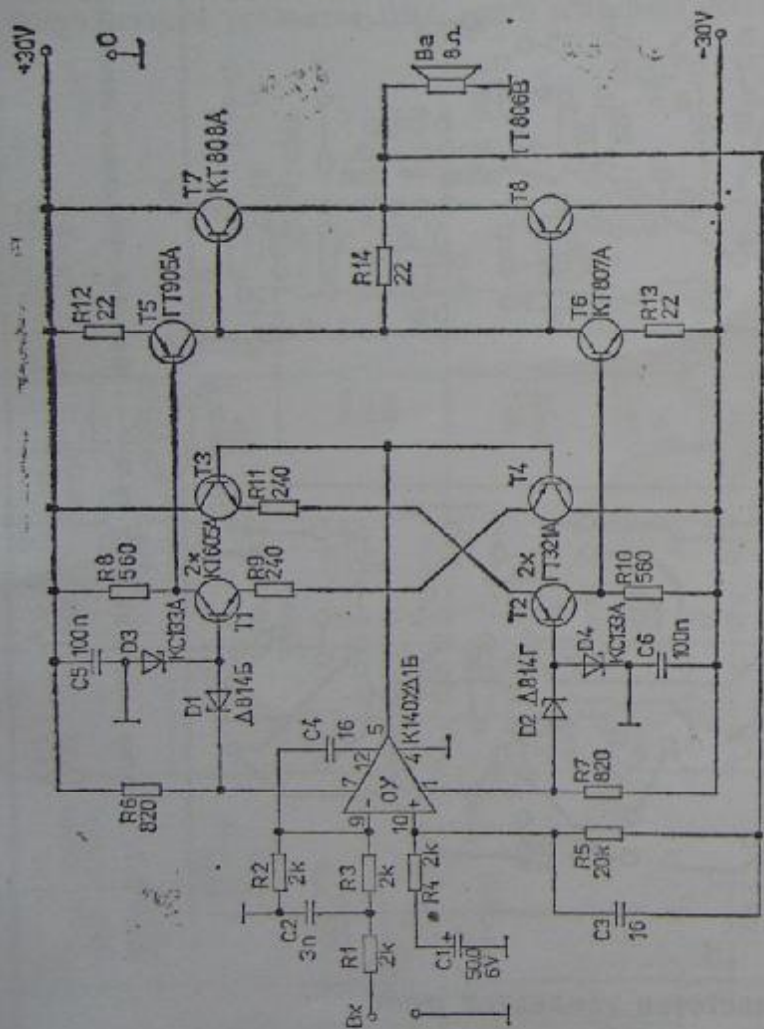


### 3.2. НИСКОЧЕСТОТЕН УСИЛВАТЕЛ 30 W

#### Параметри

Изходна мощност:  $P_{\text{вхх}} = 30 \text{ W}$  върху товар  $8 \Omega$

Коефициент на нелинейни изкривявания:  $K_{\text{нв}} < 0,5\%$  в целия



Фиг. 3.5. Нискофестотен усилвател 30 W

честотен обхват и при максимална изходна мощност  
Честотен обхват:  $\Delta f = 20 \div 20\,000 \text{ Hz}$  при неравномерност  
на амплитудно-честотната характеристика  $\pm 3 \text{ dB}$

Динамичен обхват:  $> 80 \text{ dB}$

Чувствителност:  $1,4 \text{ V}$

В усилвателя, чиято схема е показана на фиг. 3.5, входното предусилвателно стъпало е изградено с операционен усилвател. Входният сигнал се подава на инвертиращия вход на операционния усилвател OY. На неинвертиращия вход на OY през делителя  $R5-R4$  се подава сигналът на отрицателната обратна връзка от изхода на усилвателя. Следващото стъпало представлява двутактен каскоден усилвател, изграден с транзисторите  $T2-T3$  и  $T1-T4$ .

Драйверното стъпало е изградено с комплементарната двойка транзистори  $T5$  и  $T6$ , които са обхванати от местна отрицателна обратна връзка по ток чрез резисторите  $R12$  и  $R13$ . Те работят в клас АВ, като началният им колекторен ток е около  $30 \text{ mA}$ .

Транзисторите от крайното стъпало  $T7$  и  $T8$  работят като емитерни повторители без начален колекторен ток, т. е. те работят в режим клас В. За избягване на неизбежните за този режим изкривявания тип „стъпало“ е включен резисторът  $R14$ . При малки нива на сигнала, когато транзисторите  $T7$  и  $T8$  са все още запушени, той свързва товара с изхода на драйверното стъпало, откъдето се получава директно неизкривен сигналът за високоговорителя.

Общият коефициент на усилване на схемата се определя от съпротивленията на резисторите, изграждащи веригата на ООБ от изхода на усилвателя към входа. При посочените на схемата стойности той е

$$K_U = \frac{R_5 + R_4}{R_4} = 11.$$

Усилвателят може да се захранва от обикновен нестабилизиран двуполярен изправител (като този от фиг. 2.1), осигуряващ в изхода си напрежение  $\pm 30 \text{ V}$  и ток  $1 \text{ A}$ . Вторичната намотка на трансформатора трябва да осигурява  $2 \times 22 \text{ V}/1,5 \text{ A}$ . Кондензаторите са с капацитет  $4700 \mu\text{F}/40 \text{ V}$ , а изправителят е мостов от типа В30С3000.

В усилвателя е използван операционен усилвател от типа К140УД1Б с коефициент на усилване по напрежение, по-голям от 2000. Транзисторите на каскодния усилвател могат да бъдат различни от посочените на схемата, с параметри:  $U_{\text{сто}} > 30 \text{ V}$ ,  $f_T > 40 \text{ MHz}$ . Вместо германиевите транзистори ГТ321А могат да се използват силициевите КТ626А, Б, В. Крайните транзистори  $T7$  и  $T8$  е добре да се подберат с еднакви параметри, като коефициентите им на усилване по ток трябва да са над 50. За подоб-



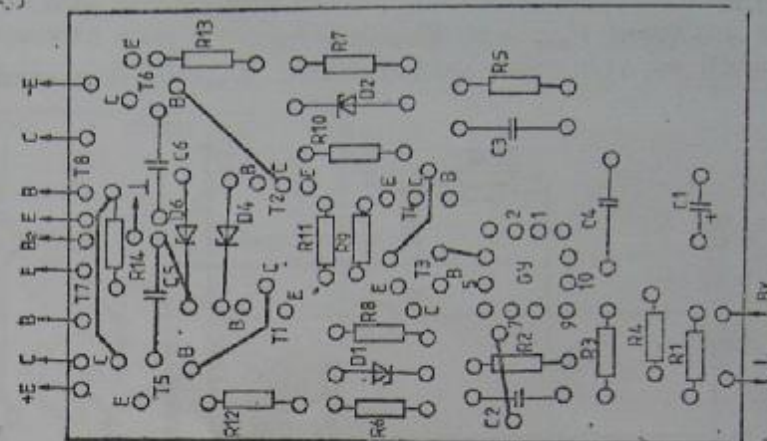
ряване на симетричността на стъпалата (германиевите транзистори от драйверното и крайното стъпало могат да се заменят със силициеви, например ГТ905 с КТ814Г, а ГТ806В с КТ816Г.

Вместо опорния диод КС133 А за осигуряване на преднапрежение на базата на транзистора  $T1$  може да се използва делител на напрежение (фиг. 3.6). Единият от резисторите в делителя със съпротивление 3—6,2 k $\Omega$  се включва в точката на свързване на  $R6$  с ценовния диод  $D1$  и извода 7 на операционния усилвател. Вторият резистор със съпротивление 1 k $\Omega$  се свързва към „маса“ и се шунтира с електролитен кондензатор 10  $\mu$ F/6 V. Опорният диод  $D1$  (Д814Б) в случая трябва да се замени с опорен диод Д814Г, чийто анод се свързва към „маса“. Съпротивлението на първия резистор (3—6,2 k $\Omega$ ) се избира с оглед на това, при температура токут на покой на транзисторите  $T5$  и  $T6$  да остава около 30 mA.

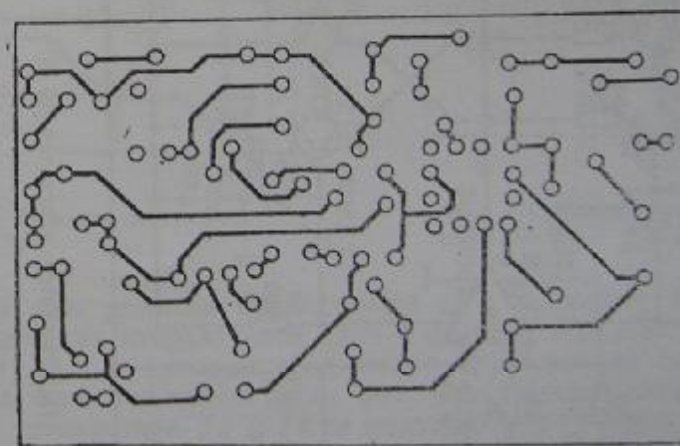
Всички елементи от схемата се монтират върху печатна платка. Опродовяването и разположението на елементите върху платката са показани на фиг. 3.7 и фиг. 3.8.

Транзисторите  $T5$  и  $T6$  се закрепват върху малки П-образни охлаждащи радиатори, които се монтират направо върху платката. Крайните мощни транзистори  $T7$  и  $T8$  се монтират върху по-големи и масивни радиатори с площ, по-голяма от 300 cm<sup>2</sup>.

Ако усилвателят е монтиран правилно и с изправни елементи, на практика няма нужда от настройка. Единственото, което е необходимо да направите преди включването на високоговорителя, е да се убедите в липсата на постоянно напрежение в изхода на усилвателя. Допуска се отклонение не повече от  $\pm 0,01$  V. Също така токут на покой на транзисторите  $T5$  и  $T6$  от драйверното стъпало не трябва да надвишава 40 mA.



Фиг. 3.8. Монтажна схема на НЧУ 30 W



Фиг. 3.7. Печатна платка на НЧУ 30 W

### 3.3. НИСКОЧЕСТОТЕН УСИЛВАТЕЛ 100 W

#### Параметри

Изходна мощност:  $P_{н\text{вх}}=100$  W върху товар 4  $\Omega$

Коефициент на нелинейни изкривявания:  $K_{нл}<0,02\%$  в целия честотен обхват и при  $P_{н\text{вх}}=60$  W

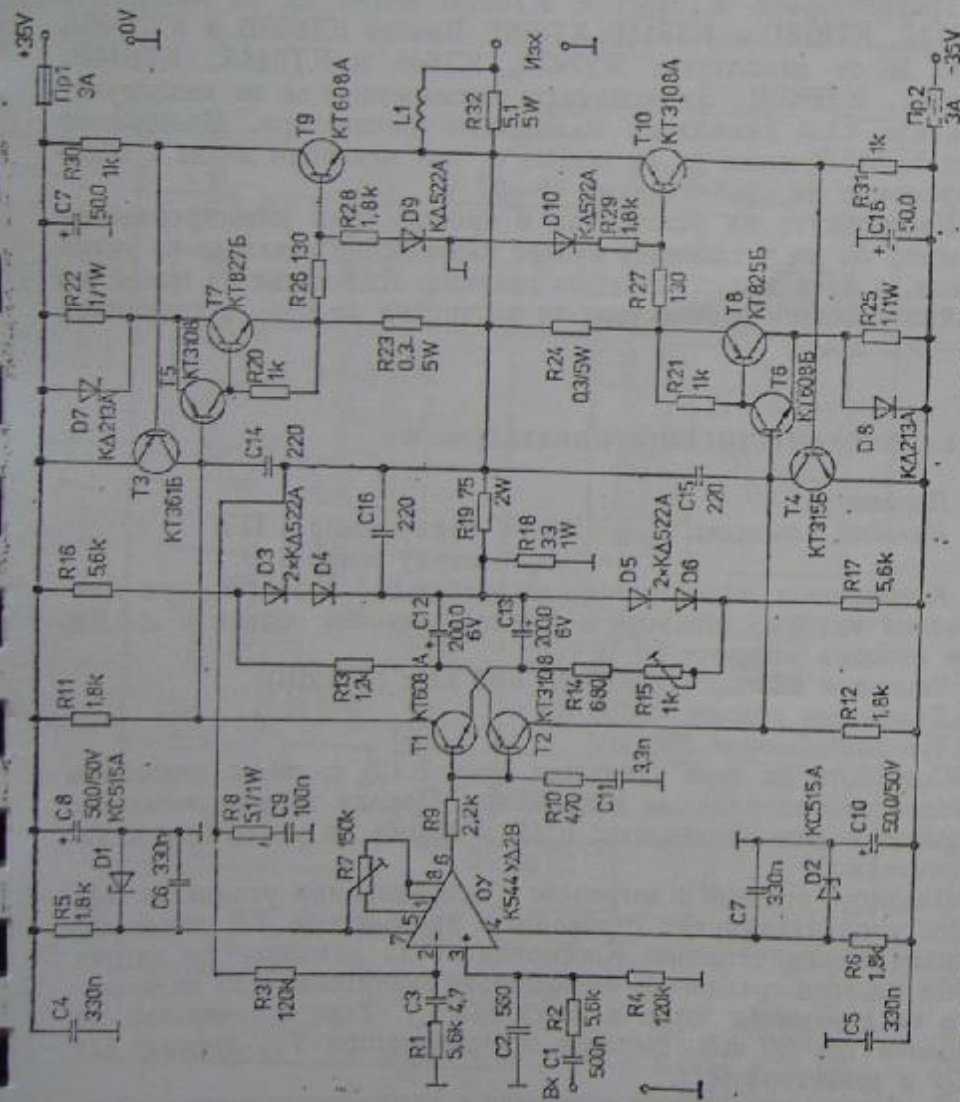


Честотен обхват:  $\Delta f = 20 + 20\,000$  Hz при неравномерност на амплитудно-честотната характеристика  $\pm 2$  dB

Динамичен обхват:  $> 95$  dB

Чувствителност: 0,9 V

Входното стъпало на този усилвател (фиг. 3.9) е изградено с операционния усилвател OY1, който осигурява основното уси-

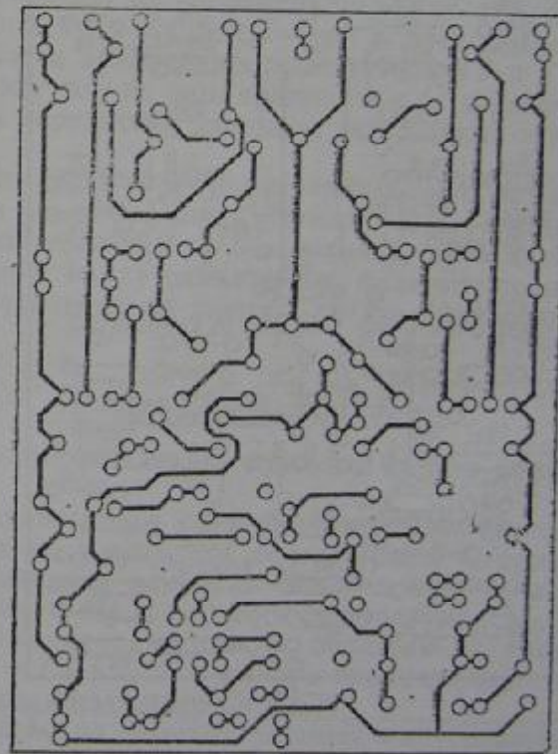


Фиг. 3.9. Нискочестотен усилвател 100 W

ване по напрежение. Изходният сигнал от OY1 се подава едновременно в базите на комплементарната двойка транзистори T1 и T2, изграждащи предусилвателното стъпало. Драйверното стъпало е реализирано с транзисторите T5 и T6, а крайното стъпало — с транзисторите T7 и T8.

Транзисторите T3, T4, T9 и T10 изграждат защитна токоограничаваща схема за крайните транзистори при късо съединение в изхода на усилвателя. Тя действа аналогично на вече описаните в предните точки защитни схеми.

Диодите D3+D6 служат за стабилизиране на напрежението



Фиг. 3.10. Печатна платка на НЧУ 100 W

„база—емитер“ на транзисторите T1, T2, T5 и T6 при промяна на температурата на околната среда.

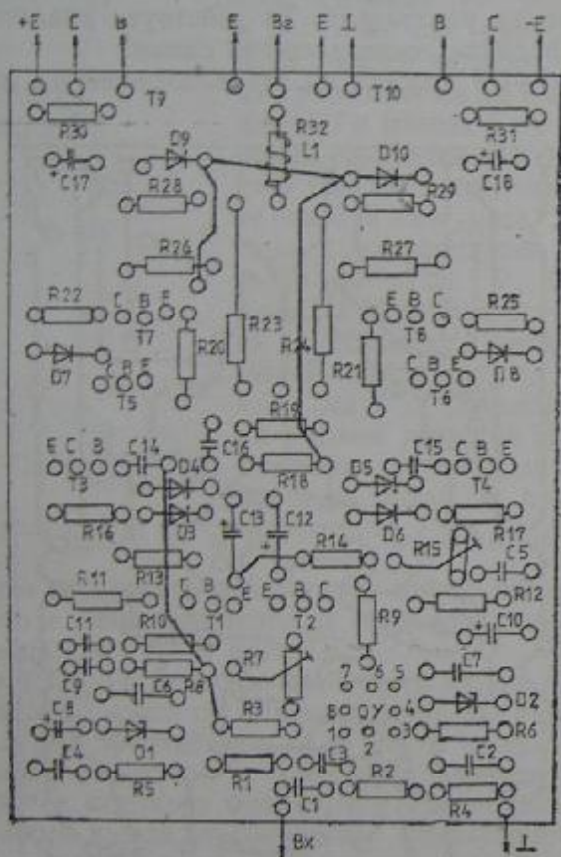
Общото усиление на усилвателя се определя от елементите на отрицателната обратна връзка по формулата



$$K_U = \frac{R_2 + R_1}{R_{1,3 \text{ мкФ}}}$$

и при посочените стойности на тези елементи е около 22.

Усилвателят се захранва от нестабилизиран токочправител, чиято схема е показана на фиг. 2.1. Мрежовият трансформатор



Фиг. 3.11. Монтажна схема на НЧУ 100 W

трябва да осигурява две променливи напрежения по 25 V и ток 2,5 A. Изправителят е мостов блок от типа В80С5000, а филтриращите електролитни кондензатори са с капацитет 4700 или 10 000  $\mu\text{F}/40 \text{ V}$ .

Всички елементи на усилвателя с изключение на транзисто-

рите T7 и T8, които се закрепват върху охлаждащ радиатор, са монтирани на печатна платка с вида, показан на фиг. 3.10. Монтажната схема е показана на фиг. 3.11. Желателно е за C3 да се използва неелектролитен кондензатор. Бобината L1 е навита еднослойно с проводник ПЕЛ-0,8 mm върху цялата дължина на тялото на резистора R32.

Транзисторите КТ825Б и КТ827Б могат да се заменят с КТ814Г, КТ818Г и КТ815Г, КТ819Г. Вместо КТ608Б и КТ3108А могат да се използват КТ342Г, КТ646 и КТ644А, КТ644Б, КТ639Г, КТ639Д. За защитната схема могат да се използват всякакъв тип силициеви маломощни транзистори. Ценеровият диод КС515А може да се замени от два ценерови диода с общо напрежение на стабилизация 15–17 V.

Настройката на усилвателя е проста. Чрез донастройващия резистор R7 се установява нулево напрежение в изхода на усилвателя, а чрез донастройващия резистор R15 токът на покой на крайните мощни транзистори се настройва да бъде в границите 250–300 mA.

#### 3.4. НИСКОЧЕСТОТЕН УСИЛВАТЕЛ 200 W

##### Параметри

Изходна мощност:  $P_{\text{изх}} = 200 \text{ W}$  върху товар 4  $\Omega$  и 100 W върху товар 8  $\Omega$

Коефициент на нелинейни изкривявания:  $K_{\text{нв}} < 1\%$  при максимална изходна мощност и в целия честотен обхват и  $< 0,2\%$  при изходна мощност 50 W

Честотен обхват:  $\Delta f = 10 \text{ Hz} - 60 \text{ kHz}$  ( $-3 \text{ dB}$ )

Динамичен обхват:  $> 100 \text{ dB}$

Чувствителност: 850 mV

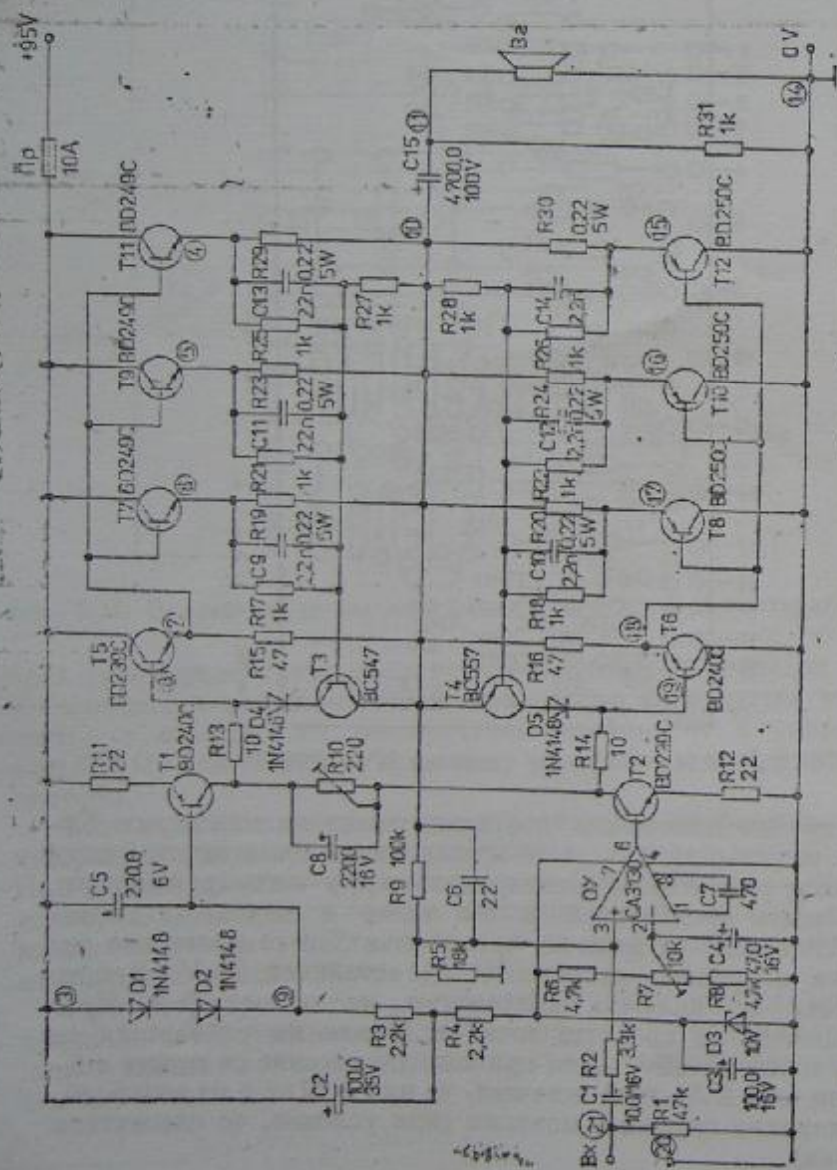
Особеното на този усилвател (фиг. 3.12) е, че се използва еднополярно захранващо напрежение. Поради това включването на разделителен кондензатор (C15) в изхода на усилвателя е задължително.

Входното стъпало е изградено с операционния усилвател ОУ, който управлява пряко стъпалото с транзистора T2, усилващо сигнала по напрежение. Коефициентът на усилване по напрежение на този транзистор се повишава значително при включването на динамичен товар в колектора му. Това е генератор на стабилен ток 30 mA, съставен от транзистора T1, диодите D1 и D2 и резистора R11.

Драйверното стъпало е изградено с комплементарната двойка



транзистори  $T5$  и  $T6$ . Това стъпало осигурява необходимия ток за транзисторите от крайното стъпало. Крайното стъпало е съставено от три паралелно свързани комплементарни двойки транзистори  $T7-T8$ ,  $T9-T10$  и  $T11-T12$ , работещи в клас АВ.



Фиг. 3.12. Нискочестотен усилвател 200 W

Усилвателят има схема за защита на крайните транзистори от късо съединение в изхода, изградена с транзисторите  $T3$  и  $T4$ . Падът на напрежение върху резисторите  $R19$ ,  $R20$ ,  $R23$ ,  $D24$ ,  $R29$  и  $R30$ , включени в емитерите на крайните транзистори, се използва от защитната схема. При нормална работа на стъпалото транзисторите  $T3$  и  $T4$  са запушени. Тези резистори, освен че изравняват токовете през крайните транзистори, осигуряват и температурна стабилизация на токовете на покой на тези транзистори.

Когато вследствие на протичането на по-голям ток през тези резистори падът на напрежението върху тях достигне  $0,65\text{ V}$ , транзисторите  $T3$  и  $T4$  се отпушват и през диодите  $D4$  и  $D5$  запушват отчасти драйверните транзистори  $T5$  и  $T6$ . По този начин изходният ток на тези транзистори се ограничава и не може да надвиши определена безопасна за крайните транзистори стойност.

Токът на покой на крайните транзистори се регулира плавно посредством донастройващия резистор  $R10$ . Температурната стабилизация на този ток се осъществява, като двата диода  $D4$  и  $D5$  се монтират върху радиатора на крайните транзистори.

Общото усиление на схемата се дава приблизително с отношението

$$K_U = \frac{R_0 + R_3}{R_2}$$

и при посочените на схемата стойности за тези елементи то е около 33.

Чрез намаляване на съпротивлението на резистора  $R2$  чувствителността на усилвателя се подобрява. Съпротивлението на  $R2$  обаче в никакъв случай не бива да бъде по-малко от  $1\text{ k}\Omega$ , тъй като усилвателят може да се самовъзбуди.

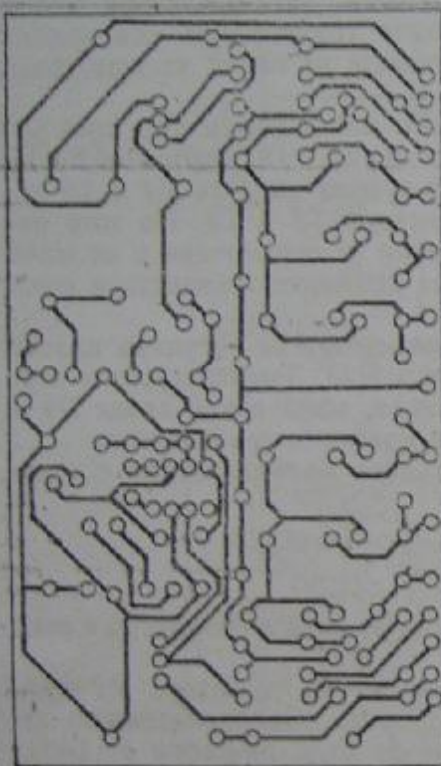
Долната гранична честота се определя от капацитетите на кондензаторите  $C1$  и  $C15$ , а горната гранична честота — от капацитетите на кондензаторите  $C6$  и  $C7$ .

Коефициентът на полезно действие на усилвателя при максимална изходна мощност е около 60%. При по-малка изходна мощност к. п. д. намалява, тъй като токът на покой на крайните транзистори е избран сравнително голям с цел да се получи по-малък коефициент на нелинейни изкривявания.

Транзисторите  $T5-T12$  заедно с диодите  $D4$  и  $D5$  се монтират на охлаждащ радиатор, като се изолират с помощта на изолационни подложки и се осигурява добро топлоотвеждане чрез силиконова паста. Останалите елементи, с изключение на изход-



ния кондензатор, се монтират на печатна платка, чийто графичен оригинал е показан на фиг. 3.13. На фиг. 3.14 е показана монтажната схема на усилвателя. Връзките между транзисторите и платката трябва да бъдат възможно най-къси, а проводникът трябва да бъде с диаметър, по-голям от 1 mm. За да се намали дължината на проводниците, е удобно платката да бъде закрепена към самия радиатор. Не бива да се забравя и това, че ребрата на радиатора трябва да са разположени вертикално, за да се създаде добра конвекция на въздуха, а оттам и по-добро охлаждане.

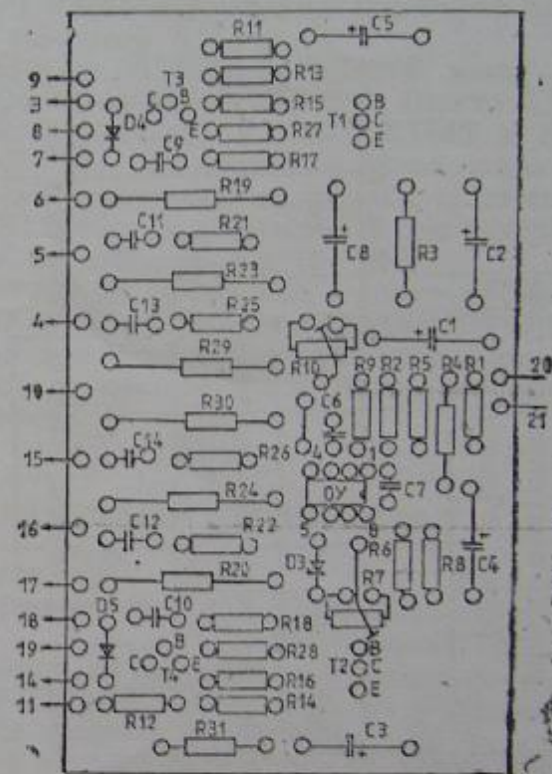


Фиг. 3.13. Печатна платка на НЧУ 200 W

Тъй като използваният операционен усилвател е с MOS транзистори на входа, е необходимо особено внимание при неговото монтиране. Той се поставя в предвидения цокъл, след като са монтирани всички останали елементи. Обикновено такива схеми са забодени в т. нар. проводяща гума, при което всичките изводи на интегралната схема са дадени накъсо. Преди да се извади схемата от гумата, изводите на схемата се дават накъсо с тънък проводник. След поставяне в цокъла този проводник трябва да се отстрие от крачетата на интегралната схема.

Необходимото за усилвателя постоянно напрежение от 95 V се получава от нестабилизиран токоизправител, схемата на който е показана на фиг. 2.2. Трансформаторът трябва да осигурява вторично променливо напрежение 68 V и ток 6 A. Филтриращият кондензатор е с капацитет най-малко 10 000  $\mu\text{F}/125\text{ V}$ . Изправителят е от типа B100C10000.

Преди включването на захранващото напрежение трябва да се провери още веднъж дали правилно са монтирани елементите. Плъзгачът на донастройващия резистор  $R7$  трябва да се постави в средно положение, а плъзгачът на донастройващия резистор



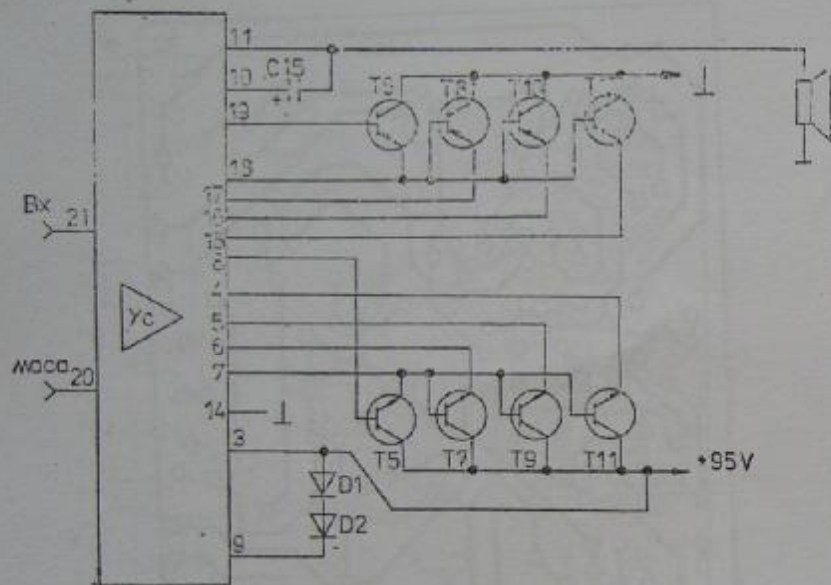
Фиг. 3.14. Монтажна схема на НЧУ 200 W

$R10$  — в крайно положение, съответстващо на минимума. Също така с омметър трябва да се провери дали няма електрическа връзка между радиатора и монтираните върху него транзистори.

При изваден предпазител и без товар в изхода захранването на усилвателя се включва чрез ключа  $S$  и се проверява наличието на изправено напрежение със стойност 95 V. Вместо предпазителя се включва амперметър на обхват 5 A. Чрез  $R7$  потенциалът на средната точка в изхода на усилвателя се настройва точно на 45 V. Ако при това положение се отчете значителен ток (над 2 A), това означава, че или  $R10$  не е на минимум, или има някаква грешка в монтажа (при условие, че елементите са изправни).



Ако няма подобен проблем, входът се дава накъсо, а чрез  $R10$  токът на покой на крайните транзистори се настройва на около 150 mA. При това положение усилвателят се оставя да поработи 10—15 min, като се следи показанието на амперметъра. Ако



Фиг. 3.15. Връзки между платката и елементите, които се монтират отделно

през това време токът нарасне чувствително, паралелно на донастройващия резистор  $R10$  допълнително се включва терморезистор с отрицателен температурен коефициент и съпротивление 500  $\Omega$ , който се монтира върху радиатора на крайните транзистори.

След това се включва товарен резистор с необходимата мощност, а на входа се подава синусоиден сигнал с честота 1 kHz. При пълна мощност с осцилоскоп се проверява дали ограничението на двете полуваълни на изходния сигнал започва едновременно. Ако това не е така, трябва да се коригира потенциалът на средната точка в изхода чрез  $R7$ .

При стереоусилвател „оживяването“ на двата канала става поотделно. Необходим е и втори захранващ токоизточник или използваният захранващ източник трябва да осигурява два пъти по-голям ток.

### 3.5. НИСКОЧЕСТОТЕН УСИЛВАТЕЛ 200 W

#### Параметри

Изходна мощност:  $P_{изх} = 200$  W върху товар 4  $\Omega$   
 130 W върху товар 8  $\Omega$   
 80 W върху товар 15  $\Omega$

Коефициент на нелинейни изкривявания:  $K_{нл} < 0,3\%$  в целия честотен обхват и при максимална изходна мощност

Честотен обхват:  $\Delta f = 10 \div 80\,000$  Hz при нелинейност на амплитудно-честотната характеристика  $\approx 3$  dB

Динамичен обхват:  $> 96$  dB

Чувствителност: 725 mV

За входен усилвател (фиг. 3.16) е използван операционен усилвател, захранван със симетрично двуполлярно напрежение  $\pm 5,1$  V, което се стабилизира от ценовите диоди  $D1$  и  $D2$ . С транзистора  $T1$  е изградено буферно стъпало с разделен товар. Инвентирацията изход на това стъпало е свързан към базата на транзистора  $T2$ , а от неинвентирацията изход чрез резисторите  $R7$  и  $R10$  и кондензаторите  $C8$  и  $C9$  се изгражда отрицателна обратна връзка. Транзисторът  $T2$  усилва по напрежение.

Транзисторът  $T3$  заедно с диодите  $D5$  и  $D6$  и резистора  $R8$  представлява динамичен товар за транзистора  $T2$ . Транзисторът  $T4$  осигурява необходимото напрежение „база — емитер“ за крайните транзистори, а с това и техния начален ток.

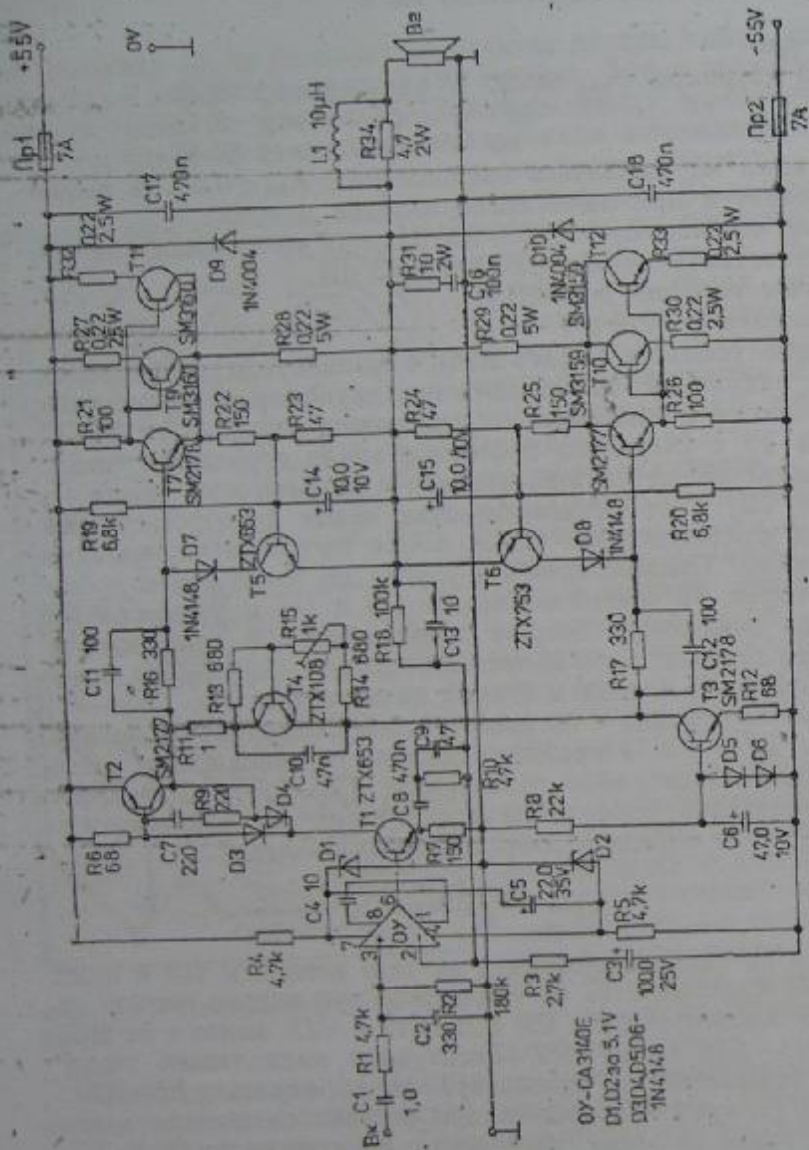
Драйверното стъпало е изградено с комплементарната двойка транзистори  $T7$  и  $T8$ , а крайното стъпало се изгражда от двете двойки паралелно свързани транзистори  $T9$ — $T11$  и  $T10$ — $T12$ . Общата отрицателна обратна връзка е изградена с елементите  $R18$ ,  $R3$  и  $C3$  и тя определя коефициента на усилване

$$K_U = \frac{R_{18} + R_3}{R_3}$$

С посочените на схемата стойности на тези елементи той е приблизително 39. Стабилността на усилвателя при високи честоти се осигурява от кондензаторите  $C9$ ,  $C11$ ,  $C12$  и  $C13$ , както и от RC-веригите  $R31$ — $C16$  и  $C7$ — $R9$ . Евентуален капацитивен товар в изхода на усилвателя се компенсира от LR-веригата  $L1$ — $R34$ .

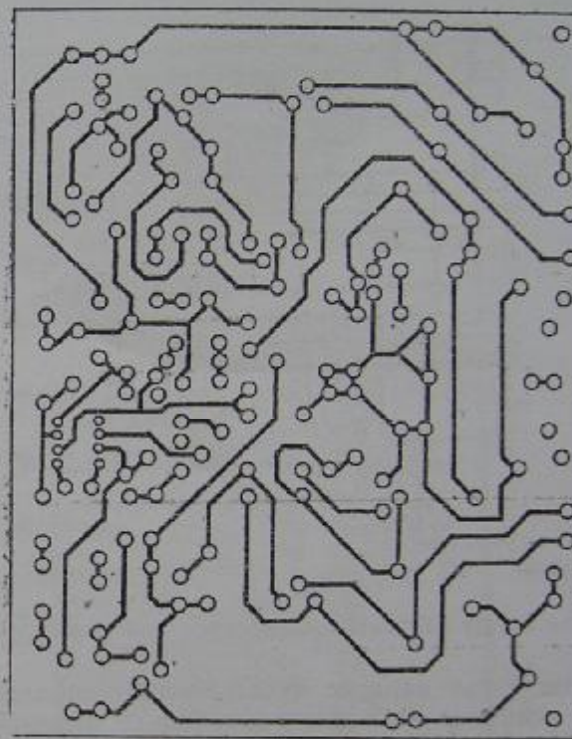
Защитата на крайните транзистори от късо съединение в изхода се осигурява от схема, изградена с транзисторите  $T5$  и  $T6$ . Съпротивленията на резисторите  $R19$ — $R20$ ,  $R22$ — $R25$  са така избрани, че благодарение на пада на напрежението върху тях при изходна мощност над 200 W единият или и двата транзистора  $T5$  и  $T6$  да се отпуснат. При това положение потенциалът на ба-





Фиг. 3.16. Нискочестотен усилвател 200 W

ите на драйверните транзистори *T7* и *T8* (през диодите *D7* и *D8* и отпушените транзистори *T5* и *T6*) се изравнява с потенциала на техните емитери, с което драйверните транзистори частично се запушват и ограничават по-нататъшното нарастване на базо-



Фиг. 3.17. Печатна платка на НЧУ 200 W

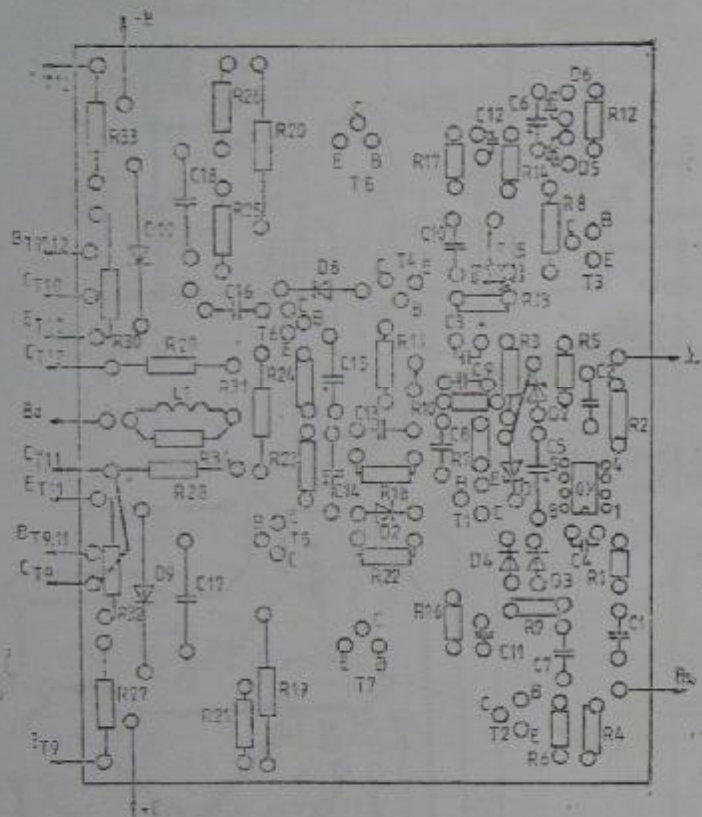
вия им ток. С това и изходният ток на мощните транзистори се ограничават до определена безопасна за тях стойност.

Усилвателят се захранва с нестабилизирано симетрично двуполярно напрежение  $\approx 55$  V, осигурявано от познатия токоизправител от фиг. 2.1. Трансформаторът трябва да осигурява две вторични променливи напрежения 40 V и ток 5 A. Изправителният блок е от типа В80С10000, а кондензаторите на филтриращите електролитни кондензатори трябва да са с по-големи стойности — 10 000  $\mu$ F/60 V.

Елементите от схемата на усилвателя се монтират върху печатна платка с вида, показан на фиг. 3.17. Монтажната схема е



показана на фиг. 3.18. Настройката при правилен монтаж и изправни елементи се свежда до установяването на началния колекторен ток за крайните транзистори посредством донастройващия резистор  $R15$  на около 150  $\mu\text{A}$ .



Фиг. 3.18. Монтажна схема на НЧУ 200 W

### 3.6. МОЩЕН УСИЛВАТЕЛ КЛАС А+В

#### Параметри

Изходна мощност:  $P_{\text{изх}} = 15 \text{ W}$  върху товар  $8 \Omega$

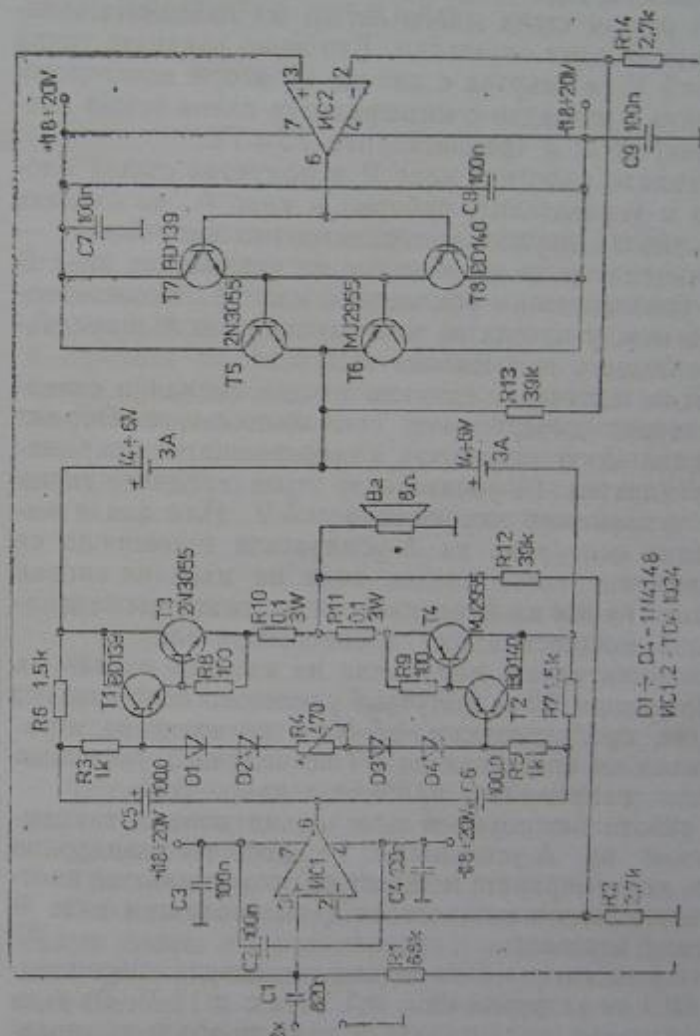
Коефициент на нелинейни изкривявания:  $K_{\text{ни}} < 0,01\%$  при максимална изходна мощност и в целия честотен обхват

Честотен обхват:  $\Delta f = 20 \div 20\,000 \text{ Hz}$  при нелинейност на амплитудно-честотната характеристика  $\pm 2 \text{ dB}$

Динамичен обхват:  $> 85 \text{ dB}$

Чувствителност: 750 mV.

Както се каза вече, усилвателите от клас А притежават много малък коефициент на нелинейни изкривявания и по-голяма кон-



Фиг. 3.19. Мощен нискофректен усилвател клас А+В

сумирана мощност. Правени са и се правят опити за оптимизиране на работата на този тип усилватели.

Усилвателят, чиято схема е показана на фиг. 3.19, работи по принцип, разработен от японската фирма Matsushita. С този усил-



вател се постига изходна мощност 350 W без особено нарастване на консумираната мощност, въпреки че работи в клас А. С операционния усилвател *ИС1* е изградено обикновено входно стъпало. Крайното стъпало е съставено от транзисторите *T1*–*T4*, които работят в клас А. При захранващи напрежения  $\pm 5$  V настройката на този режим става много лесно, но изходната мощност ще стигне само за едни слушалки. Ето защо средната точка на захранването  $\pm 5$  V се свързва с изхода на втори вискофестотен усилвател, който е изграден с интегралната схема (също операционен усилвател) *ИС2* и транзисторите *T5*–*T8*.

Това крайно стъпало работи в клас В и получава същия входен сигнал, както и усилвателят, работещ в клас А, но схемата се захранва с по-високо двуполлярно симетрично напрежение —  $\pm 18$  V. Тогава усилването по напрежение на усилвателя клас В съответствува на усилването на усилвателя клас А. Високоговорителят е включен между изхода на усилвателя клас А и средната точка на захранващото напрежение  $\pm 18$  V.

Двата усилвателя получават еднакъв входен сигнал и следователно се задействуват едновременно. Това означава, че вторият усилвател (В-усилвателят) повишава захранващото напрежение на първия усилвател (А-усилвателя) през средната точка на симетричното захранващо напрежение  $\pm 5$  V. Или иначе казано, В-усилвателят осигурява на А-усилвателя променящо се захранващо напрежение, което следва хода на входния сигнал и позволява по този начин на А-усилвателя да осигури желаната голяма изходна мощност върху високоговорителя.

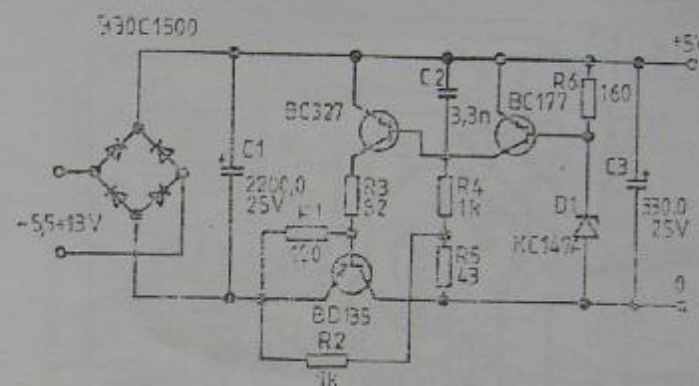
По време на положителната полувайна на входния сигнал на колектора на транзистора *T3* се получава усиленото положително входно напрежение, прибавено към  $+5$  V, а по време на отрицателната полувайна на колектора на *T4* се получава усиленото отрицателно входно напрежение, прибавено към  $-5$  V.

Усилвателят работи безспорно в клас А, но понеже захранващото напрежение на А-усилвателя се променя синхронно с входния сигнал, консумираната мощност на този усилвател съответствува на консумираната мощност на едни усилвател клас В със същата изходна мощност.

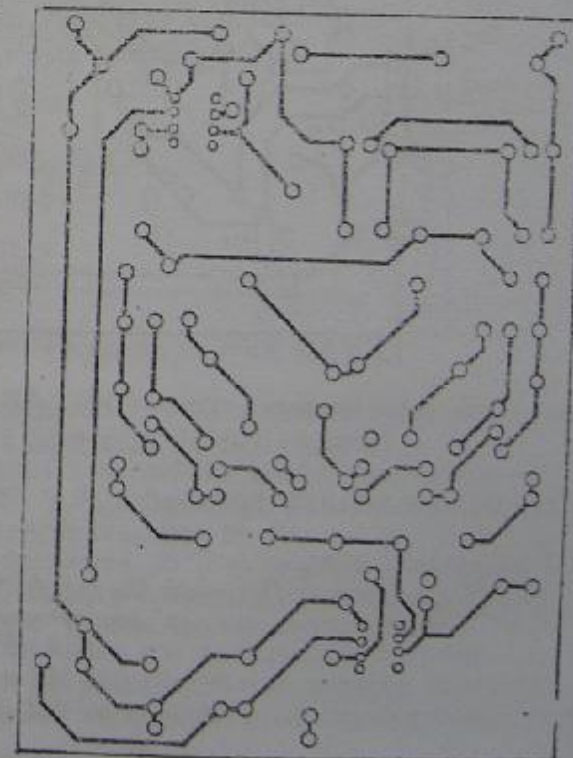
За получаването на сигнал с по-голяма амплитуда операционният усилвател *ИС1* се захранва не с  $\pm 5$  V, а с  $\pm 18$  V. От тази стойност зависи размахът (амплитудата от връх до връх) на усиления сигнал. Освен това източникът на захранващо напрежение  $\pm 5$  V трябва да може да осигури необходимия ток, протичащ през високоговорителя.

Симетричното захранващо напрежение  $\pm(18+20)V$ , необхо-

димо за захранването на стъпалото клас В, може да осигури схемата на нестабилизиран токочправител, показана на фиг. 2.1. Вторичното променливо напрежение на трансформатора е  $2 \times 18$ —



Фиг. 3.20. Стабилизира токочправител  $+5$  V

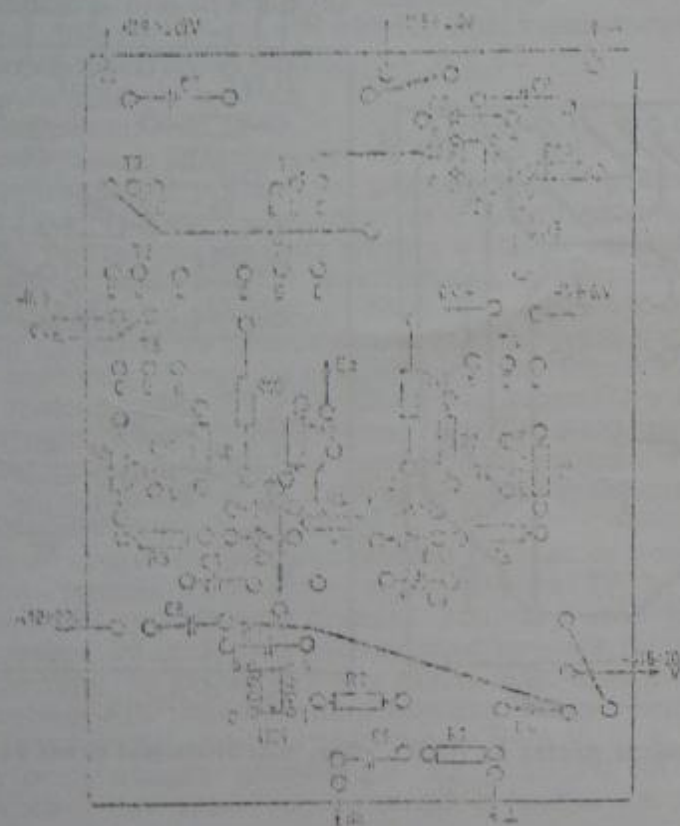


Фиг. 3.21. Печатна платка на вискофестотен усилвател А+В



14 V/1,5 A, изправителният мостов блок е от типа В30С2000, а капацитетът на филтриращите електролитни кондензатори е 4700 $\mu$ F/25 V.

За получаване на захранващо напрежение 4—6 V, необхо-



Фиг. 3.22. Монтажна схема на нискочестотен усилвател клас А—АВ

димо за стъпалото клас А, може да се използва схемата на стабилизирани токоизправители, показана на фиг. 3.20. Трябва да се има предвид това, че двете захранващи напрежения трябва да са напълно независими едно от друго.

На фиг. 3.21 е показан вариант на печатна платка, на която се монтират елементите на схемата съгласно с монтажната схема от фиг. 3.22. Единствената настройка се състои в това, чрез донастройващия резистор  $R_4$  да се определи необходимият работен режим (клас А) на крайните транзистори  $T_3$  и  $T_4$ , като токът на покой се настройва на около 500 mA.

## НИСКОЧЕСТОТНИ УСИЛВАТЕЛИ С MOS ТРАНЗИСТОРИ В КРАЙНОТО СЪПЛАЛО

Включването на мощни MOS транзистори в крайните стъпала на мястото на традиционните биполярни транзистори доведе до известно опростяване на схемите на нискочестотните усилватели. Динамичните изкривявания намалеха значително и полученният с помощта на такъв усилвател звук твърде много прилича на звука при висококачествен лампов усилвател. Главната особеност на MOS транзисторите е, че се управляват с напрежение, а не с ток, както биполярните транзистори. Входното съпротивление на един MOS транзистор поради липсата на PN преход във входната верига е изключително голямо, обикновено  $10^{12}$ — $10^{14}$   $\Omega$ .

### 4.1. НИСКОЧЕСТОТЕН УСИЛВАТЕЛ 9 W

#### Параметри

Изходна мощност:  $P_{изх} = 9$  W върху товар 15  $\Omega$

Коефициент на нелинейни изкривявания:  $K_{нл} < 0,5\%$  в целия честотен обхват и при максимална изходна мощност

Честотен обхват:  $\Delta f = 30$  Hz—60 kHz при неравномерност на амплитудно-честотната характеристика  $\pm 3$  dB

Динамичен обхват:  $> 75$  dB

Чувствителност: 400 mV

Схемата на този усилвател, както се вижда от фиг. 4.1, е съвсем проста и е реализирана с минимален брой елементи. Крайната двойка комплементарни MOS транзистори се управляват с напрежение, с което се облекчава режимът на драйверния транзистор.

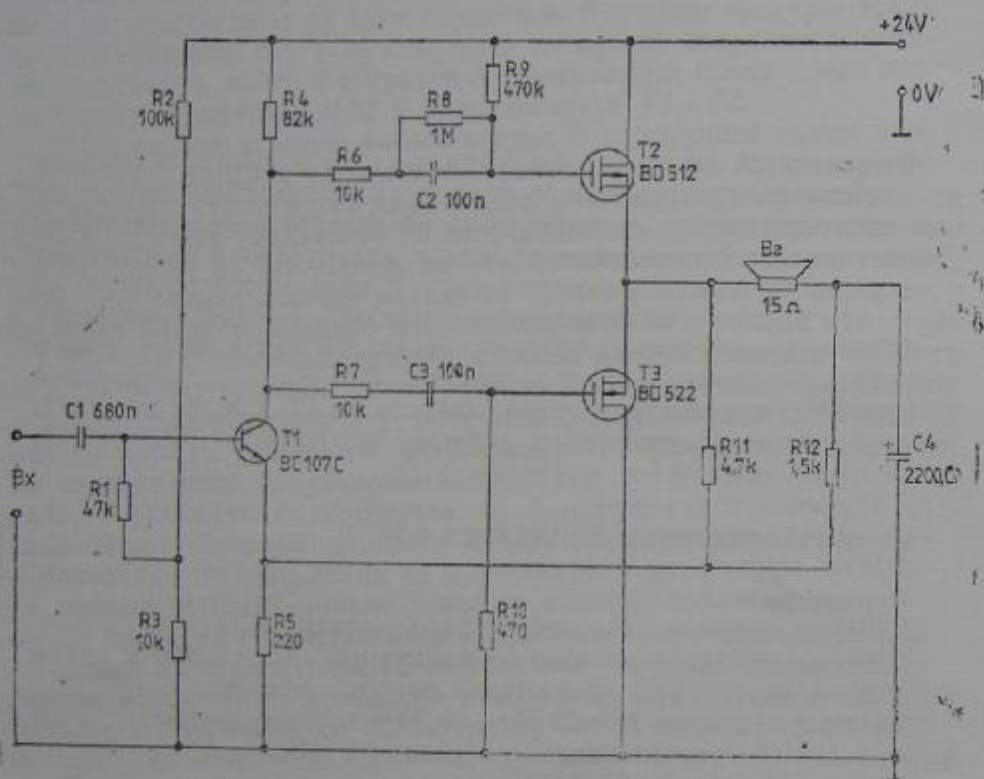
Входното стъпало е изградено с биполярния транзистор  $T_1$  и работи с много малък колекторен ток и много голямо усиление, с което шумовите качества на усилвателя като цяло се подобряват. Входното съпротивление е около 50 k $\Omega$  и може да се увеличи, ако се увеличи съпротивлението на резистора  $R_1$ .

Усиленият входен сигнал от колектора на  $T_1$  се подава през



кондензаторите  $C2$  и  $C3$  и резисторите  $R6$  и  $R7$  към гейтовете на крайните мощни транзистори  $T2$  и  $T3$ .

Чрез паралелно включване на допълнителни крайни транзистори изходната мощност може да се увеличи, без да се повишава



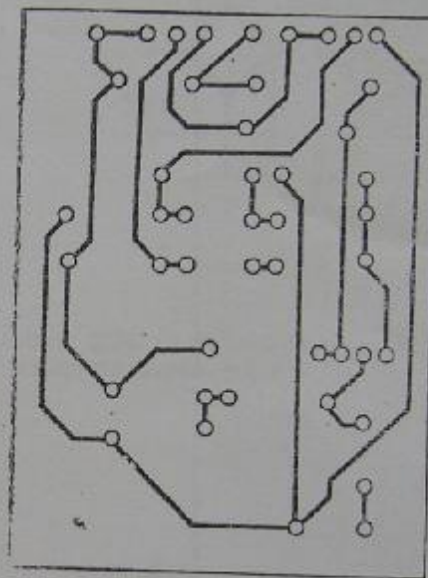
Фиг. 4.1. Нискочестотен усилвател 9 W

ва напрежението на захранването. Допълнителните транзистор се поставят върху един и същ охлаждащ радиатор, без да е необходимо изолирането им от него.

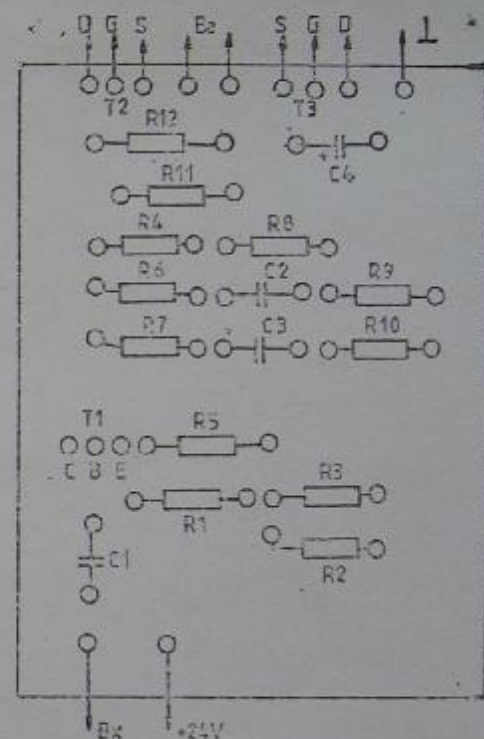
Товарът (високоговорителят) на схемата е свързан през разделителен кондензатор към изхода на усилвателя. Това се налага поради еднополярното захранващо напрежение. Чрез резисторите  $R11$ ,  $R12$  и  $R5$  е реализирана обща постояннотокова отрицателна обратна връзка, стабилизираща както режима на работа на първия транзистор  $T1$ , така и на целия усилвател.

За захранване на усилвателя може да се използва схемата на

действию изирания токоизправител за еднополярно напрежение от фиг. 2.2. Вторичното напрежение на трансформатора е 17 V/1 A. Изправителят е мостов от типа В30С1800, а филтриращите кондензатори са с капацитет 4700  $\mu\text{F}/30\text{ V}$ .



Фиг. 4.2. Печатна платка на НЧУ 9 W



Фиг. 4.3. Монтажна схема на НЧУ 9 W

Всички елементи от схемата се монтират върху печатна платка с вида, показан на фиг. 4.2. Разположението на елементите е показано на фиг. 4.3. Особенности при монтажа няма с изключение на MOS транзисторите. Трябва да се работи със заземен поялник, тъй като статичното електричество е много опасно изобщо за MOS елементите. Трите извода на MOS транзисторите се свързани предварително накъсо помежду си посредством неизолиран проводник, който се заземява. След като транзисторът се монтира, проводникът, даващ накъсо изводите му, се срязва и отстранява. Желателно е MOS транзисторите да се запоят върху платката последни.



## 4.2. НИСКОЧЕСТОТЕН УСИЛВАТЕЛ 35 W

### Параметри

Изходна мощност:  $P_{изх} = 35 \text{ W}$  върху товар  $8 \Omega$

Коефициент на нелинейни изкривявания:  $K_{ни} < 0,1\%$  в целия честотен обхват и при максимална мощност

Честотен обхват:  $\Delta f = 15 + 30 \text{ 000 Hz}$  при неравномерност на амплитудно-честотната характеристика  $\pm 3 \text{ dB}$

Динамичен обхват:  $> 86 \text{ dB}$

Чувствителност:  $775 \text{ mV}$

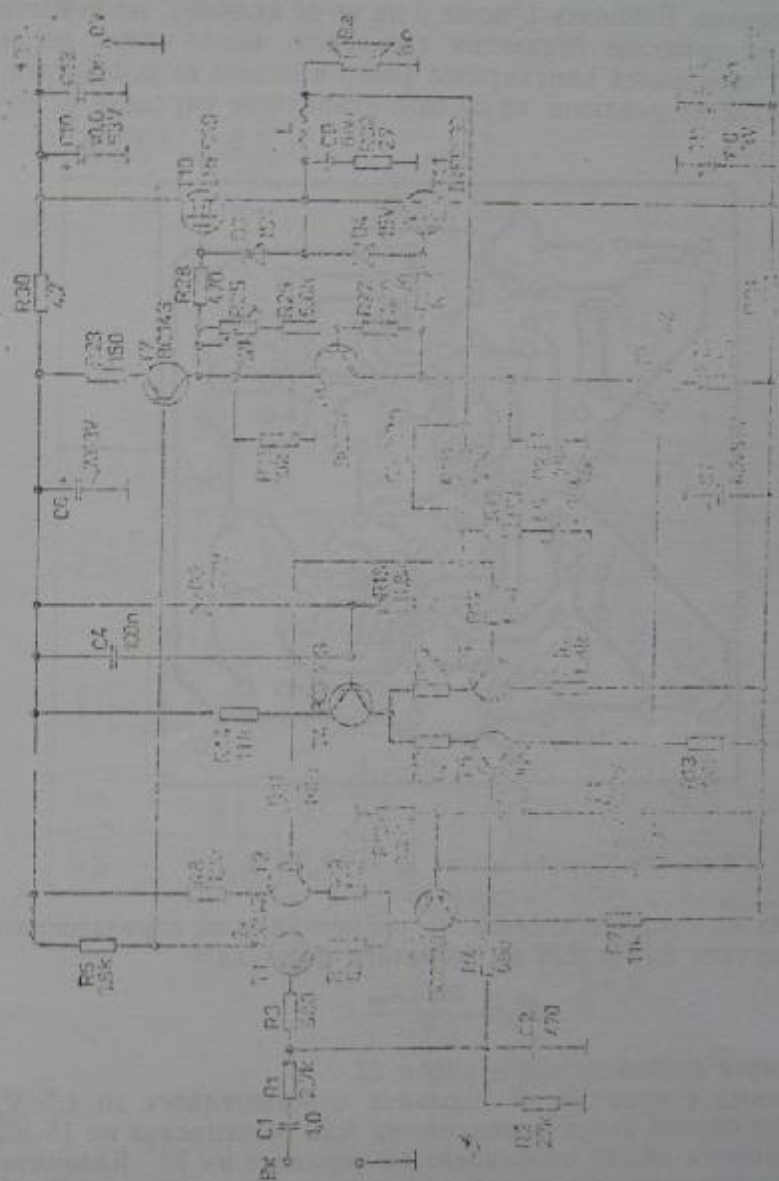
Входното стъпало на показаня на фиг. 4.4 НЧУ е изградено от два диференциални усилвателя, реализирани с транзисторите  $T1-T2$  и  $T5-T6$ . Тези транзистори са с голям коефициент на усилване по ток, висока работна честота и малък коефициент на шума. Трябва да се използват транзистори с максимално близки параметри (допуска се разлика, не по-голяма от  $10\%$ ).

Режимът на работа на транзисторите от диференциалните усилватели се определя от тока на генераторите на стабилен ток, изградени с транзисторите  $T3$  и  $T4$ . Опорните диоди  $D1$  и  $D2$  фиксират емитерния ток на транзисторите  $T3$  и  $T4$ , а следователно и колекторния им ток. С посочените стойности на елементите от схемата този ток е  $2 \text{ mA}$ , т. е. по  $1 \text{ mA}$  за всеки от транзисторите от диференциалните стъпала.

Усиленият сигнал от диференциалното стъпало се подава към драйверното стъпало, изградено с транзисторите  $T7$  и  $T9$ . Токът на покой на драйверното стъпало е около  $7 \text{ mA}$ . Стъпалото с транзистора  $T8$  осигурява необходимия начален ток за крайните транзистори, за да работят те в режим АВ. Чрез донастройващия резистор  $R25$  потенциалната разлика между гейтовете на крайните транзистори може да достигне до  $6-8 \text{ V}$ , т. е. да бъде по-голяма от праговите напрежения на крайните MOS транзистори, когато началният ток на покой в дрейна ще достигне до  $100 \text{ mA}$ .

Трябва да се има предвид това, че праговото напрежение на MOS транзистора намалява с повишаване на температурата и напрежението „колектор-емитер“ на  $T8$  също намалява с повишаване на температурата, така че за температурна компенсация е най-добре  $T8$  да се монтира върху охлаждащия радиатор на крайните транзистори. Опорните диоди  $D3$  и  $D4$  не позволяват напрежението „гейт-сорс“ на крайните транзистори да превиши допустимата стойност. Тези диоди обаче поради собствения си капацитет намаляват скоростта на нарастване на сигнала.

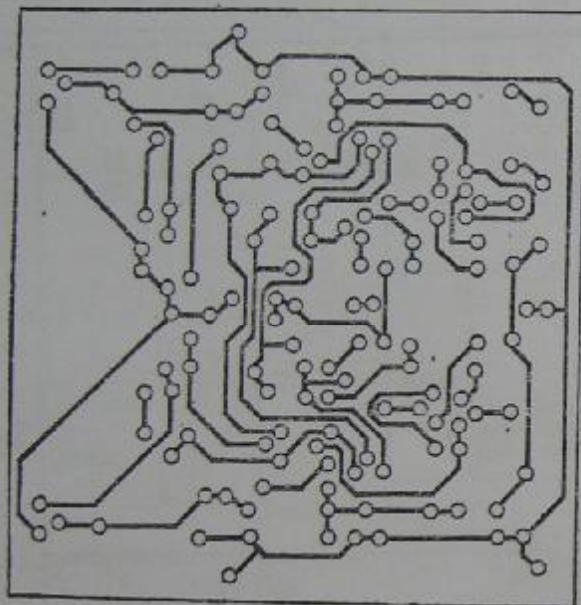
Веригата  $R32-C9$  предпазва усилвателя от високочестотно



Фиг. 4.4 Нискочестотен усилвател 35 W



самовъзбуждане. Бобината  $L$  може и да не се включва, но нейната задача е да премахне паразитни трептения, които могат да се породят от евентуален капацитивен товар в изхода на усилвателя. Коэффициентът на усилване на цялото стъпало се определя от от-



Фиг. 4.5. Печатна платка на НЧУ 35 W

ношението на съпротивления на резисторите от отрицателната обратна връзка  $R19$  и  $R20$  по познатата формула

$$K_U = \frac{R_{10} + R_{20}}{R_{19}}$$

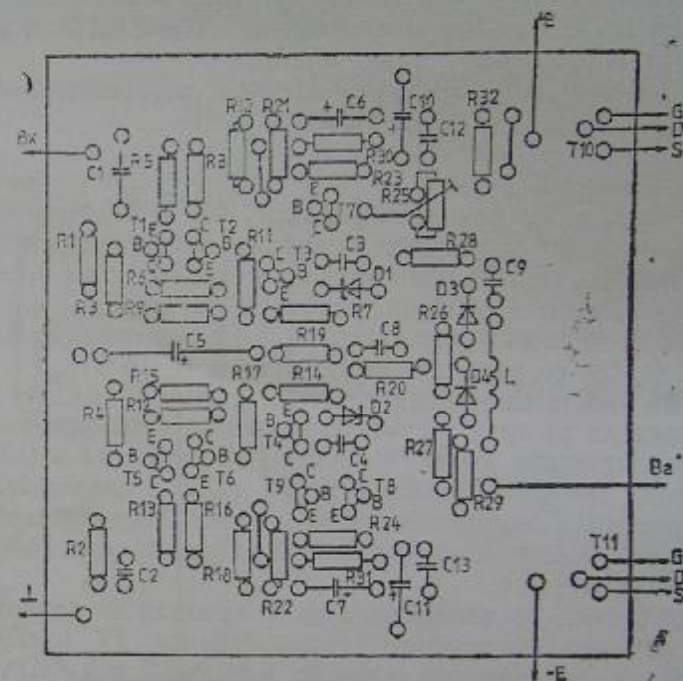
С посочените стойности той е около 23.

Възможна е промяна на входната чувствителност до 1,5 V, но в такъв случай съпротивлението на  $R20$  се намалява на 18 k $\Omega$  и това променя общия коэффициент на усилване на 13. Капацитетът на кондензатора  $C8$  се избира в границите от 2,2 до 4,7 pF.

Захранващото напрежение  $\pm 32$  V може да се осигури от нестабилизиран токочисправител, чиято схема е показана на фиг. 2.1. Вторичните напрежения от трансформатора са по около

23 V/2 A. Изправителят е мостов от типа В30С500U, а кондензаторите са с капацитет 10 000  $\mu$ F/60 V.

Печатната платка и разположението на елементите на усилвателя са показани на фиг. 4.5 и 4.6.



Фиг. 4.6. Монтажна схема на НЧУ 35 W

Температурният дрейф се ограничава, ако се осигури термичен контакт между транзисторите от двата входни диференциални усилвателя. Това става, като корпусите им се допрат плътно един до друг и предварително се намажат със силиконова паста.

След като всичко е проверено още веднъж много внимателно, се включва захранващото напрежение. Напрежението в изхода на усилвателя трябва да е приблизително равно на 0 V, като е допустимо отклонение от  $\pm 20$  mV. След това чрез донастройващия резистор  $R25$  токът на покой се настройва на 100 mA при нахъсо даден вход и отворен изход.



### 4.3. НИСКОЧЕСТОТЕН УСИЛВАТЕЛ КЛАС А-АВ

#### Параметри

Изходна мощност:  $P_{изх} = 15 \text{ W}$  върху товар  $8 \Omega$  в клас А  
при ток на покой  $1 \text{ A}$

$P_{изх} = 25 \text{ W}$  върху товар  $8 \Omega$  в клас АВ  
при ток на покой  $100 \text{ mA}$  или  $40 \text{ W}$  при товар  $4 \Omega$

Коефициент на нелинейни изкривявания:  $K_{ни} < 0,01\%$  в  
целия честотен обхват и при максимална изходна мощност в клас  
А

$K_{ни} < 0,08\%$  в клас АВ

Честотен обхват:  $\Delta f = 13 + 65\,000 \text{ Hz}$  при неравномерност на  
амплитудно-честотната характеристика  $= 3 \text{ dB}$

Динамичен обхват:  $> 100 \text{ dB}$

Чувствителност:  $600 \text{ mV}$  при  $P_{изх} = 15 \text{ W}$   $8 \Omega$

$790 \text{ mV}$  при  $P_{изх} = 25 \text{ W}$   $8 \Omega$

$700 \text{ mV}$  при  $P_{изх} = 40 \text{ W}$   $4 \Omega$

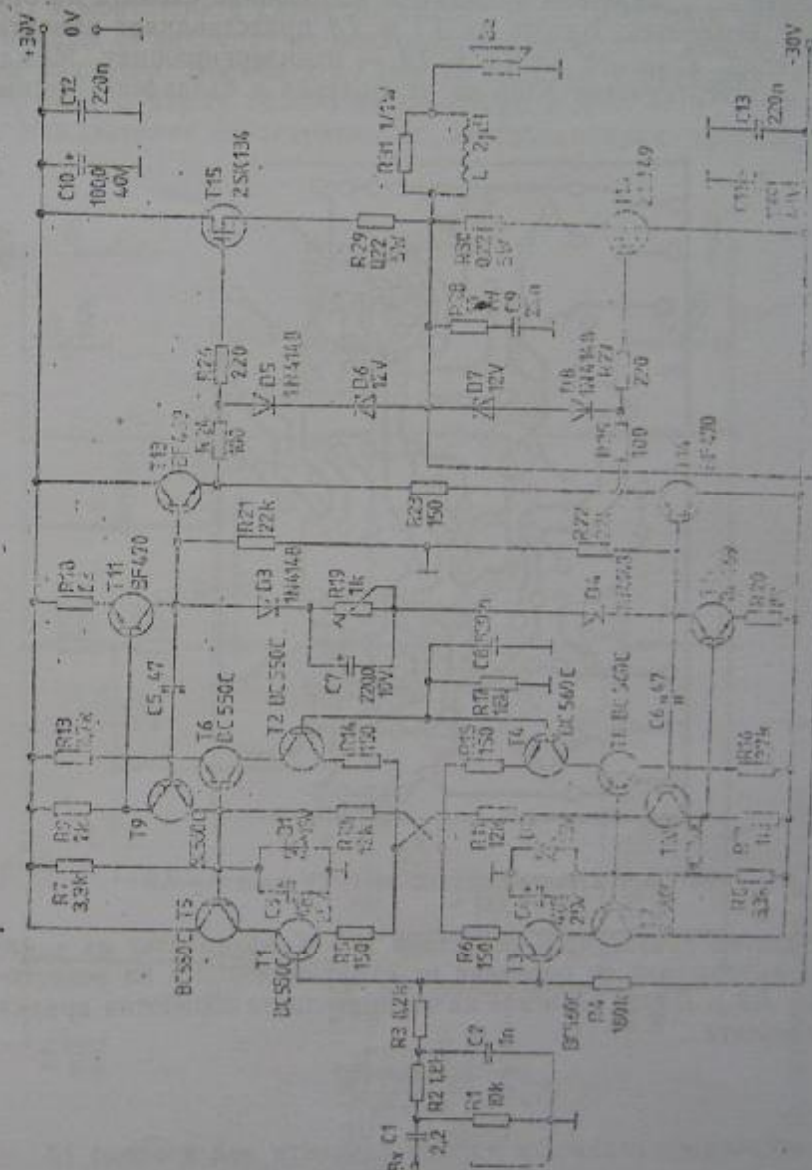
Безспорно усилвателите, работещи в клас А, са най-качествените, но все пак мнозина предпочитат усилватели, работещи в клас В или АВ. Усилвателят, чиято схема е показана на фиг. 4.7, може по желание да работи в един от двата режима — А или АВ.

Схемата е напълно симетрична. Входното стъпало е съставено от двоен симетричен диференциален усилвател. По същество това са два диференциални каскодни усилвателя, изградени с транзисторите  $T1-T2-T5-T6$  и  $T3-T4-T7-T8$ . Изходните сигнали на това стъпало се получават върху резисторите  $R13$  и  $R16$  и се подават през емитерните повторители  $T9$  и  $T10$  към предусилвателното стъпало, съставено от транзисторите  $T11$  и  $T12$ .

Началният ток на крайните транзистори се настройва чрез донастройващия резистор  $R19$ . Диодите  $D3$  и  $D4$  служат за температурна компенсация на тока на покой на крайните транзистори и трябва да се монтират върху радиатора заедно с тях.

За честотна компенсация са използвани кондензаторите  $C5$  и  $C6$ . Резисторите  $R21$  и  $R22$  са товар за транзисторите от драйверното стъпало и от тяхното съпротивление зависи усиляването на това стъпало. Крайните MOS транзистори се управляват, както е известно, с напрежение.

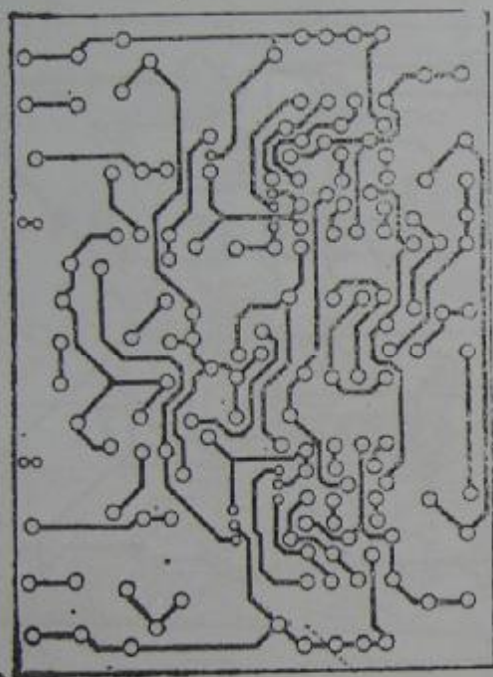
Диодите  $D5+D8$  изграждат проста, но ефективна защитна схема, ограничаваша напрежението на крайните MOS транзистори. Веригата  $R28-C9$  повишава стабилността на усилвателя при високи честоти. Бобината  $L$  и резисторът  $R31$  отстраняват влиянието на евентуален капацитивен товар в изхода.



Фиг. 4.7. Нискофреотен усилвател клас А-АВ



Схемата на усилвателя принципино наподобява схемата на операционен усилвател. Базите на  $T1$  и  $T3$  представляват инвертиращият вход, а базите на  $T2$  и  $T4$  — неинвертиращият. Между изхода и инвертиращия вход на усилвателя е създадена отрица-



Фиг. 4.8. Печатна платка на НЧУ клас А—АВ

телна обратна връзка чрез резистора  $R4$ . Коефициентът на усиление по напрежение се определя от съпротивления на резисторите  $R4$ ,  $R2$  и  $R3$  от веригата на отрицателната обратна връзка по формулата

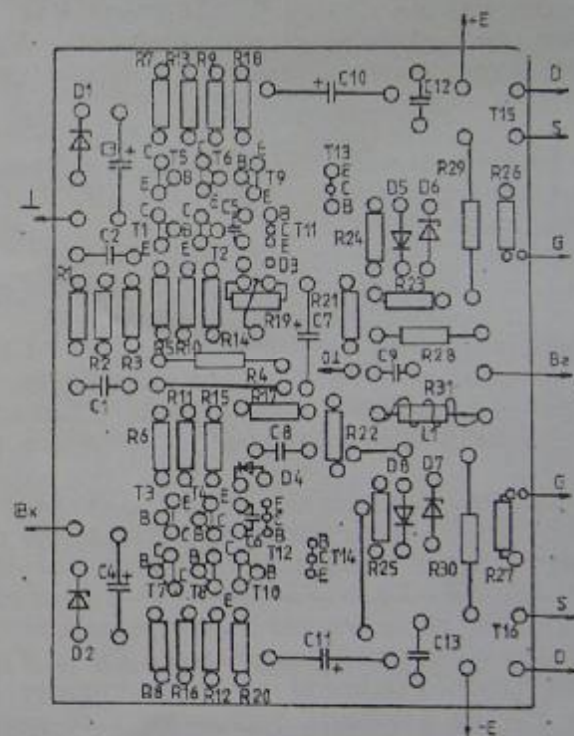
$$K_U = -\frac{R_2 + R_3 + R_4}{R_2 + R_3}$$

и при посочените стойности на тези елементи той е около 18.

Входната филтрираща RC-група  $C1-R1$  отстранява постоянните съставки на сигнала, докато  $C2$  и  $R2$  не допускат в усилвателя сигнали с честоти, по-високи от 90 kHz.

Крайните транзистори, закрепени върху подходящи охлажда-

дащи радиатори, се монтират направо върху печатната платка, чийто вид е показан на фиг. 4.8. По този начин се постига компактност на монтажа, а освен това се избягват много опасните за самовъзбуждането на усилвателя дълги свързващи проводници. Монтажната схема е показана на фиг. 4.9.



Фиг. 4.9. Монтажна схема на НЧУ клас А—АВ

За захранване на усилвателя може да се използва схемата на нестабилизирания токоизправител, показана на фиг. 2.1. Трансформаторът трябва да осигурява  $2 \times 28 \text{ V} \sim /3 \text{ A}$ . Изправителят е от типа В80С10000, а филтриращите електролитни кондензатори са с капацитет 4700 или 10 000  $\mu\text{F}/40 \text{ V}$ . По-големите електролитни кондензатори не са излишен лукс, а доста добро средство за намаляване на мрежовия брум.

След като се направи основна проверка на верността на монтажа, се включва захранващото напрежение. В началото се измерва постоянното напрежение в изхода на усилвателя, като то трябва да бъде приблизително равно на 0 V. Допуска се откло-



нение  $\pm 20$  mV. Ако отклонението е по-голямо, то се коригира с подбор на съпротивленията на резисторите  $R5$ ,  $R6$ ,  $R14$  и  $R15$ . Трябва да се има предвид, че сумите от съпротивленията на резисторите  $R5+R14$  и  $R6+R15$  трябва да остават постоянни.

След като в изхода на усилвателя е установено нулево ниво, се настройва необходимият ток на покой на крайните транзистори посредством донастройващия резистор  $R19$ . При стойност 100 mA усилвателят работи в клас АВ. При по-големи стойности на тока усилвателят преминава в режим клас А. При 1 А е желателно захранващото напрежение да не надвишава  $\pm 30$  V.

#### 4.4. НИСКОЧЕСТОТЕН УСИЛВАТЕЛ 60 W

##### Параметри

Изходна мощност:  $P_{изх} = 60$  W върху товар  $40 \Omega$  и  $35$  W върху товар  $8 \Omega$

Коефициент на нелинейни изкривявания:  $K_{ни} < 0,15\%$  при  $60$  W/ $4 \Omega$  в целия честотен обхват и  $< 0,1\%$  при  $35$  W/ $8 \Omega$

Честотен обхват:  $\Delta f = 15 - 60\ 000$  Hz при неравномерност на амплитудно-честотната характеристика  $\pm 3$  dB

Динамичен обхват:  $> 90$  dB

Чувствителност:  $800$  mV

Особеното на този усилвател (фиг. 4.10) е, че с малък брой елементи и несложно схемно решение са постигнати много добри показатели.

Схемата се състои от входен диференциален усилвател, изграден с транзисторите  $T1$  и  $T2$ , драйверно стъпало с транзистора  $T4$  и крайно стъпало с мощните MOS транзистори  $T5$  и  $T6$ . Вместо посочените на схемата транзистори за  $T5$  и  $T6$  могат да се използват и други, например 2SK183, 2SJ49 и др.

Общата отрицателна обратна връзка е реализирана с елементите  $R6$ ,  $R8$  и  $C4$ . Общият коефициент на усиление на усилвателя се определя от същите елементи по познатата вече формула

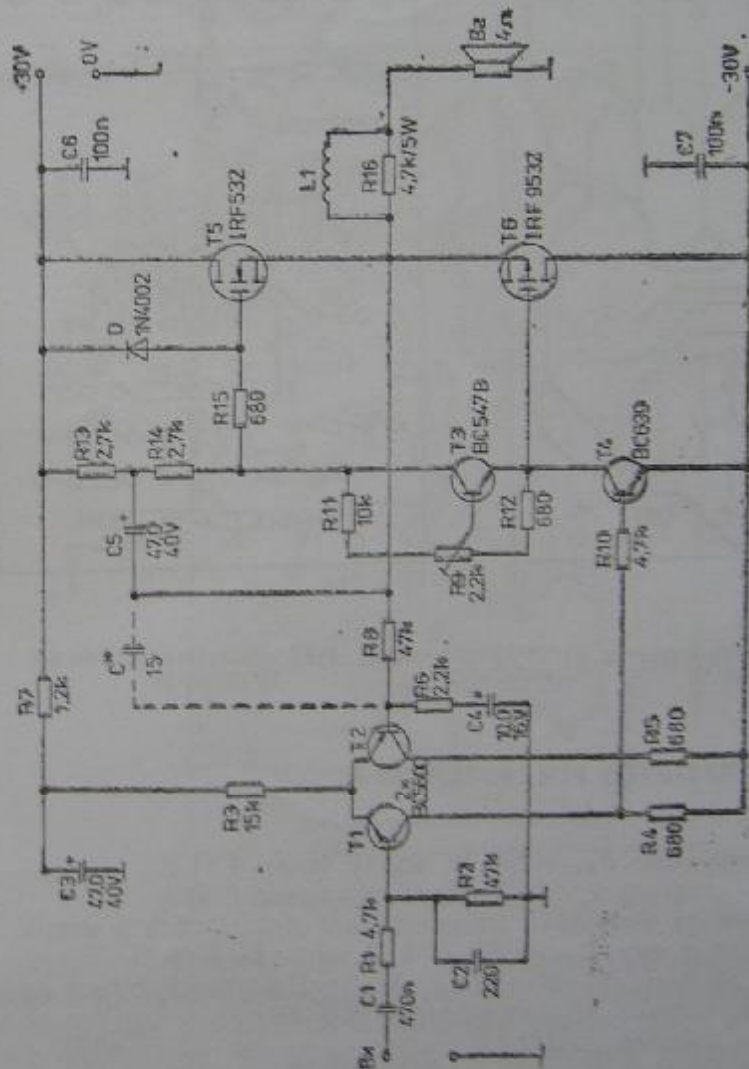
$$K_U = \frac{2R_8 + R_6}{R_6}$$

и с посочените стойности той е около 22.

С донастройващия резистор  $R9$  началният ток на крайните транзистори се настройва на 100 mA. Стабилната работа на усилвателя при високи честоти се осигурява от елементите  $C2$ ,  $L1$ ,  $R16$ , както и от кондензатора  $C^*$ , който може и да не се включва, ако без него усилвателят не се самовъзбужда.

Графичният оригинал на печатната платка е показан на фиг. 4.11, а монтажната схема — на фиг. 4.12. Крайните транзистори трябва да се закрепят на подходящ за съответната мощност охлаждащ радиатор. Бобината  $L1$  има 10 навивки с проводник ПЕЛ — 0,5, навити върху тялото на резистора  $R16$ .

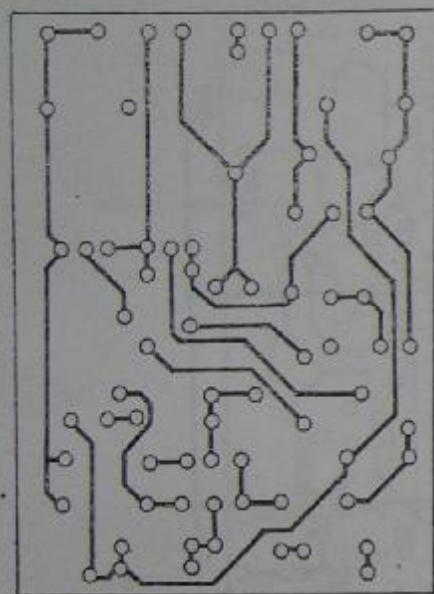
Усилвателят се захранва от нестабилизиран токоизправител



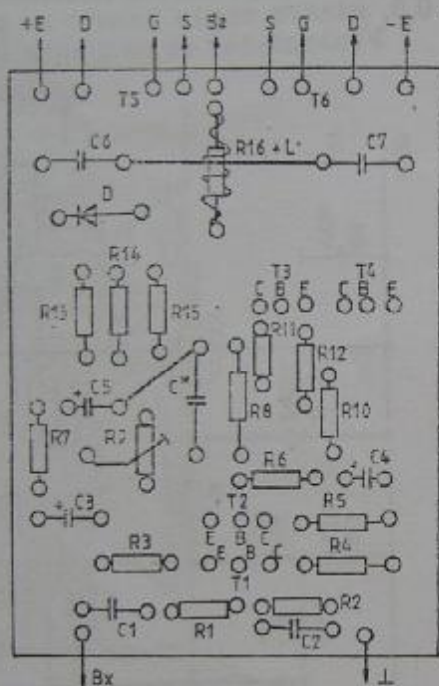
Фиг. 4.10. Нискофrequentен усилвател 60 W



(фиг. 2.1) с трансформатор, осигуряващ вторични напрежения  $2 \times 22 \text{ V} \sim / 3 \text{ A}$ , изправителен блок В80С3200/5000 и два електролитни филтриращи кондензатора  $4700 \mu\text{F}/35 \text{ V}$ .

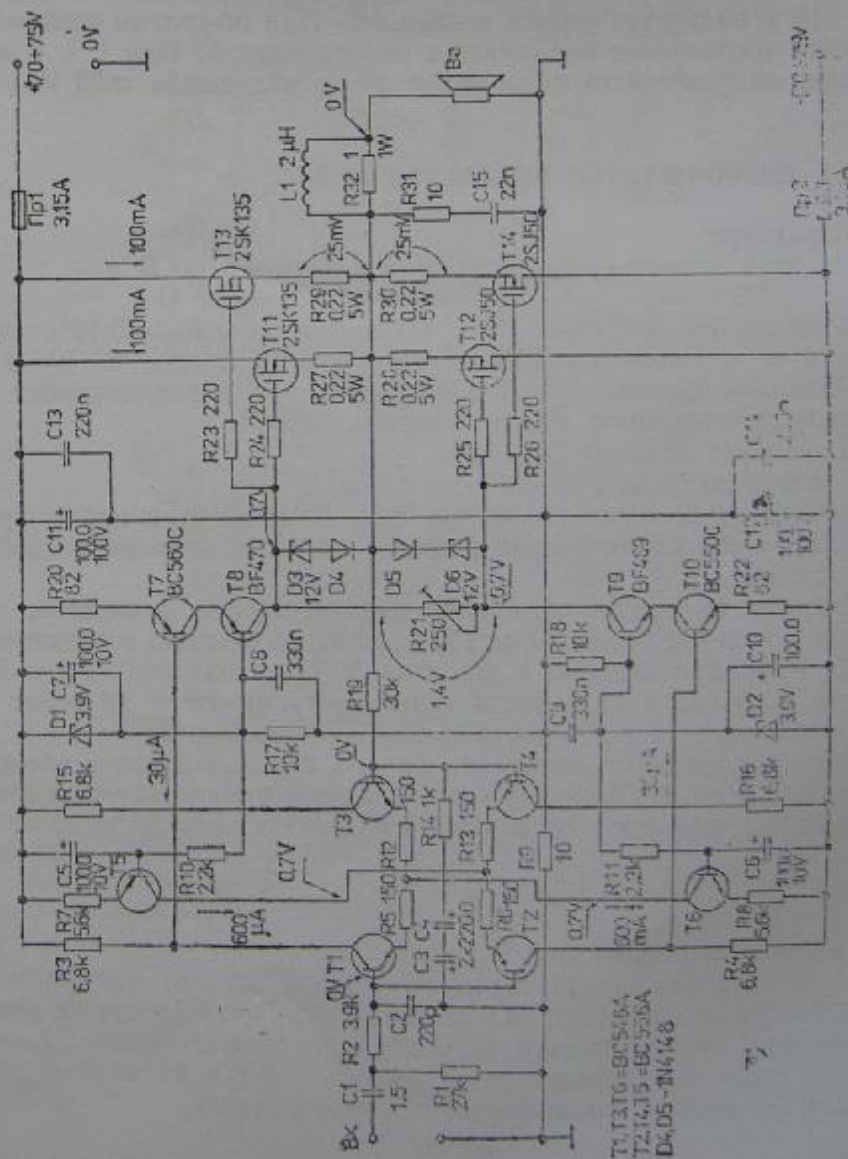


Фиг. 4.11. Печата и платка на НЧУ 60 W



Фиг. 4.12. Монтажна схема на НЧУ 60 W

Входното стъпало на усилвателя (фиг. 4.13) е изградено с два диференциални усилвателя (транзисторите  $T1-T3$  и  $T2-T4$ ), работещи разделно за положителната и отрицателната полувадна на входния сигнал. Техният работен режим се определя от генераторите на ток, изградени с транзисторите  $T5$  и  $T6$ .



Фиг. 4.13. Нискофректотен усилвател 250 W

#### 4.5. НИСКОЧЕСТОТЕН УСИЛВАТЕЛ 250 W

##### Параметри

Изходна мощност:  $P_{изз} = 250 \text{ W}$  върху товар  $4 \Omega$  и  $180 \text{ W}$  върху товар  $8 \Omega$

Коефициент на нелинейни изкривявания:  $K_{ни} < 0,05\%$  в целия честотен обхват и при  $P_{изз} = 180 \text{ W}/4 \Omega$  или  $140 \text{ W}/8 \Omega$

Честотен обхват:  $\Delta f = 20 \div 20\,000 \text{ Hz}$  при неравномерност на амплитудно-честотната характеристика  $\pm 2 \text{ dB}$

Динамичен обхват:  $> 100 \text{ dB}$

Чувствителност:  $1 \text{ V}$  за  $P_{изз} = 250 \text{ W}/4 \Omega$  и  $1,2 \text{ V}$  за  $P_{изз} = 180 \text{ W}/8 \Omega$



Сигналите от входното стъпало се подават на входовете на транзисторите  $T7$  и  $T10$  от драйверното стъпало. В колектора на всеки от тези транзистори е включен динамичен товар, представляващ генератор на ток (с транзисторите  $T8$  и  $T9$ ). Драйверното стъпало осигурява необходимата стойност на управляващия сигнал за крайните транзистори  $T11 \div T14$ .

Подходящ работен режим за драйверните транзистори и транзисторите от входното стъпало се осигурява от опорните диоди  $D1$  и  $D2$  заедно с кондензаторите  $C5 \div C10$  и резисторите  $R10 \div R11$  и  $R17 \div R18$ . Дори при колебания на захранващото напрежение режимът на работа на всички стъпала в усилвателя остава постоянен благодарение на тези елементи.

Токът на покой на крайните транзистори се настройва чрез донастройващия резистор  $R21$  на около  $200 \text{ mA}$ , което е напълно достатъчно, за да няма нелинейни изкривявания в областта на превключване на транзисторите. Дрейновият ток намалява с повишаването на температурата и това позволява токът на покой да се настройва само чрез един донастройващ резистор без съответния транзистор, диод или термистор за температурна компенсация, както е при биполярните крайни транзистори.

Известно е, че зависимостта на изходния ток от входното напрежение на крайните стъпала с MOS транзистори е по-близка до линейната в сравнение с биполярните крайни стъпала. Така че тук има условия за по-малки нелинейни изкривявания.

Крайните транзистори се защитават от ограничаващата схема, изградена с диодите  $D4$  и  $D5$  и опорните диоди  $D3$  и  $D6$ . Трябва да се има предвид, че при късо съединение в изхода такова ограничаване не може да продължи безкрайно и ако през това време не изгорят предпазителите  $Pr1$  и  $Pr2$ , нищо вече не може да спаси крайните транзистори.

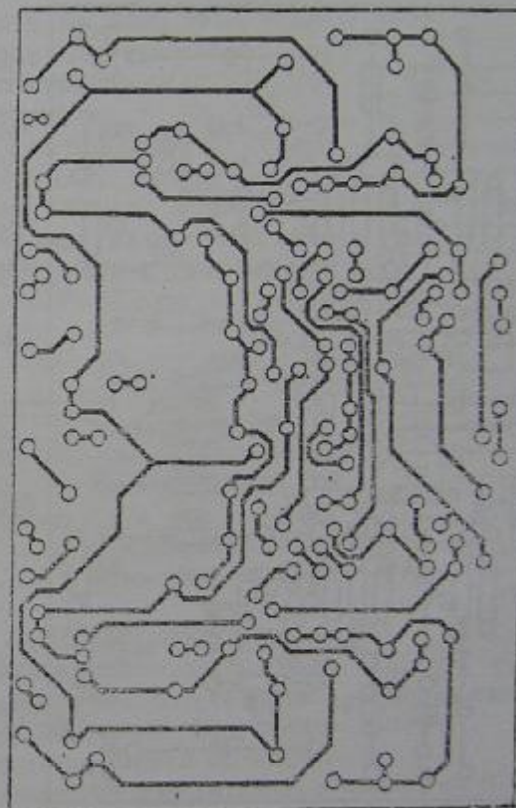
Общото усилване на схемата се определя от съпротивленията на резисторите  $R14$  и  $R19$  от веригата на отрицателната обратна връзка по известната формула

$$K_U = \frac{R_{14} + R_{19}}{R_{14}}$$

С посочените на схемата стойности коефициентът е 32.

Крайното стъпало с транзисторите  $T11 \div T14$  не само осигурява големи изходни мощности, но то работи и при високи честоти на сигнала. Зависимостта на дрейновия ток от напрежението „гейт-сорс“, а следователно и стръмността, не се променят при повишаване на честотата до няколко мегагерца. Това може да доведе и до високочестотно самовъзбуждане на усилвателя.

RC-веригата  $R31 \div C15$  служи за повишаване на устойчивостта на усилвателя. Не бива да се използва жичен резистор поради голямата му индуктивност. Веригата  $L1 \div R32$  осигурява пълно или частично компенсиране на фазовото изместване при включване на капацитивен товар в изхода на усилвателя.



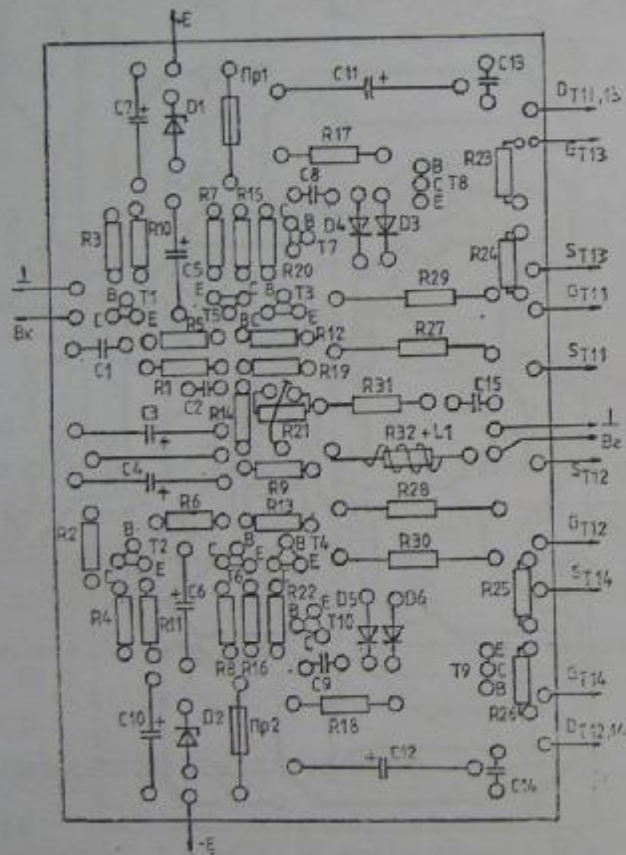
Фиг. 4.14. Печатна платка на НЧУ 250 W

Усилвателят се захранва от нестабилизиран токоизправител, схемата на който е показана на фиг. 2.1. Трансформаторът трябва да осигурява  $2 \times 50V \sim 6 \text{ A}$ . Изправителният блок е мостов от типа В80С10000. Филтриращите електролитни кондензатори са с капацитет  $10\,000 \mu\text{F}/80 - 100 \text{ V}$ .

Всички елементи от схемата се монтират върху печатна платка с вида, показан на фиг. 4.14, съгласно с монтажната схема



от фиг. 4.15. Резисторите  $R27 + R30$  се запояват на известно разстояние (5—10 mm) от платката за по-доброто им охлаждане. Краищата на бобината  $L1$  трябва да се зачистят много добре, ва да се осъществи добър контакт при запояването към  $R32$ . Вед-



Фиг. 4.15. Монтажна схема на НЧУ 250 W

нага след монтажа плъзгачът на донастройващия резистор  $R21$  се завърта нагоре (към колектора на  $T8$ ), за да няма проблеми след това при настройката и оживяването на схемата.

Изводите на транзисторите  $T1 + T7$  и  $T10$  трябва от страната на елементите да не бъдат по-дълги от 4 mm. Радиаторите на транзисторите  $T8$  и  $T9$  се монтират вертикално на платката, като не трябва да се допират до никой от околните елементи. Край-

ните транзистори се монтират изолирано върху общ радиатор или се използват отделни радиатори за всеки от тях.

За да се избегне нежелано самовъзбуждане на усилвателя, е необходимо за заземяване да се използва само една точка от схемата, например „земята“ на входа на усилвателя.

След като всички елементи са монтирани и захранването е свързано (без да е включено), на мястото на  $Pr1$  и  $Pr2$  се включва по един амперметър (на обхват 1 A). Изходът на усилвателя остава освободен, т. е. без включени високоговорители. Включва се захранването и бавно се завърта плъзгачът на донастройващия резистор  $R21$ , докато показанието на амперметъра стане 200 mA. Това съответствува на начален ток за всеки от MOS-транзисторите по 100 mA.

След това захранването се изключва, поставят се предпазителите  $Pr1$  и  $Pr2$ . Отново се включва захранването, като този път се измерва постоянното напрежение в изхода на усилвателя спрямо „маса“. Неговата стойност не бива да е по-голяма от  $\pm 20$  mV. При по-голяма стойност се подбират други транзистори за входното стъпало ( $T1 + T4$ ) до получаване на минимално изходно напрежение. След това се проверяват напреженията и токовете в посочените на схемата точки и усилвателят е готов.

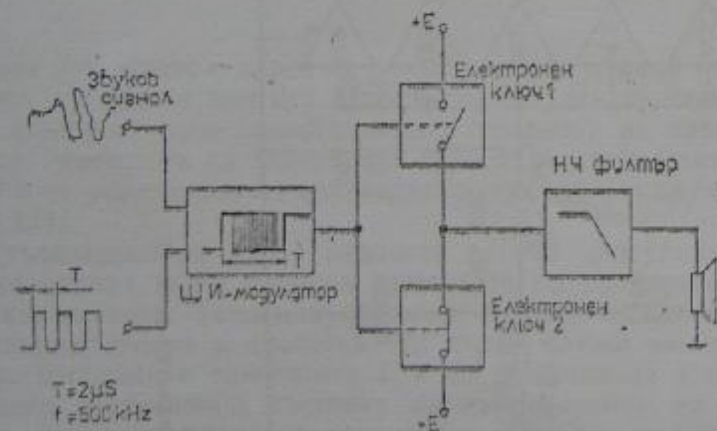


## НИСКОЧЕСТОТНИ УСИЛВАТЕЛИ КЛАС D

## 5.1. ОБЩИ СВЕДЕНИЯ И ПРИНЦИП НА ДЕЙСТВИЕ

Тези усилватели не са така популярни сред любителите, както например усилвателите, работещи в клас А, АВ или В, но след като се видят и преценят всички техни плюсове и минуси, може би те ще спечелят бъдещата „битка“ с другите видове усилватели. Най-същественото предимство на D-усилвателите е техният висок к. п. д. и нищожно малките нелинейни изкривявания.

В началото трябва да си отговорим на въпроса, какво всъщност представлява един D-усилвател? Наименованието D-усилвател е съвсем условно, като в практиката са известни и други наименования на този тип усилватели като ШИМ-усилвател, преключващ усилвател, PDM или PXM-усилвател и т. н.

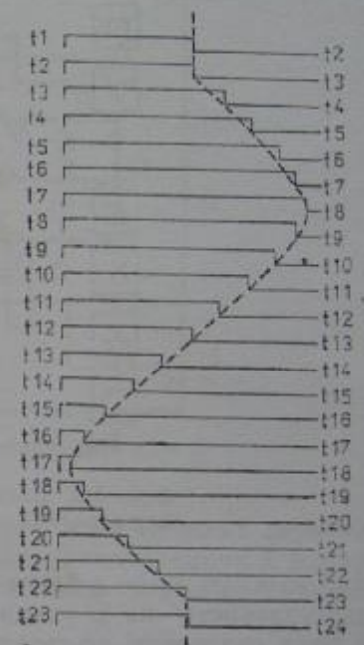


Фиг. 5.1. Блокова схема на усилвател клас D

Принципът на работа на един D-усилвател е илюстриран с блоковата схема, показана на фиг. 5.1. Аналоговият звуков сигнал се превръща в импулсен (наричан още цифров, логически) сигнал. Известно е, че такъв сигнал се характеризира само с две

нива на амплитудата си — ниско и високо. Високото ниво остава винаги постоянно. Постоянен остава и периодът на този импулсен сигнал. Продължителността на импулса се мени в зависимост от нивото на звуковия сигнал. Както се вижда, вече не амплитудата е носител на звуковата информация, а продължителността (широчината) на импулса. Именно оттук идва и едно от имената на този тип усилватели — широчинно-импулсно модулиращи усилватели или ШИМ-усилватели.

На фиг. 5.2 са показани 23 периода на ШИМ-сигнал, модулиран от един аналогов сигнал, в случая — синусоиден. Преди началото и след края на показвания период амплитудата на модулиращия аналогов сигнал е равна на нула, като в този случай импулсният сигнал е симетричен, т. е. коефициентът на запълване е 50%. За да се получи видът на характерния за широчинно-импулсната модулация сигнал, трябва всичките 23 периода от поредицата да се насложат един до друг, спазвайки номерацията, дадена в началото и края на периодите.



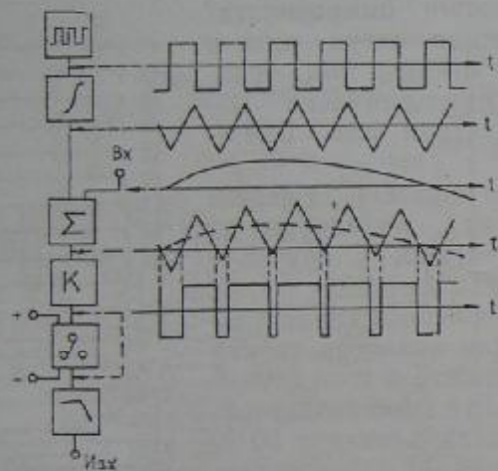
Фиг. 5.2. Синусоиден сигнал модулира широчинно-импулсен сигнал

Полученият ШИМ-сигнал управлява двата ключа от блоковата схема на фиг. 5.1, от които единият е отворен, а другият — затворен. При прехода на управляващия сигнал от ниско към високо ниво ключ 1 се затваря, а ключ 2 се отваря. И обратно, при „скок“ от високо към ниско ниво ключ 1 се отваря, а ключ 2 се затваря. Следователно общата точка на двата ключа се свързва последователно с положителния или отрицателния полюс на захранващото напрежение в такт с широчинно-импулсно модулиращия сигнал. Така в изхода се получават импулси с амплитуда, равна на захранващото напрежение, т. е. получава се максимално възможното усиление по напрежение, а с това и много голямо усиление по мощност.

Нискочестотният филтър в края на веригата от фиг. 5.1 отделя съдържащата се в импулсния сигнал полезна звукова ин-



формация, т. е. превръща цифровия сигнал в аналогов. При идеални условия дотук би се получил коефициент на полезно действие 100%. Понеже ключовете не са идеални, а и върху филтрите се получават известни загуби, то и к. п. д. на усилвателя като



Фиг. 5.3. Блокова схема на реален усилвател клас D

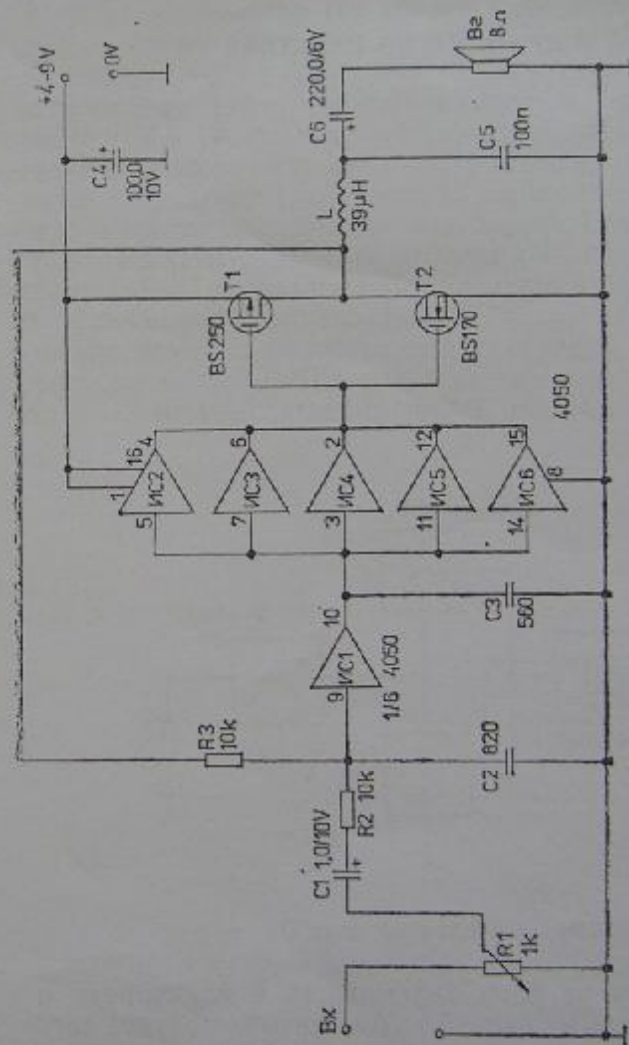
цяло не е 100%, но е близък до тази стойност. В последно време „настъплението“ на D-усилвателите е още по-силно поради това, че бяха създадени по-съвършени електронни ключове и мощни MOS транзистори с много висока работна честота. Станаха възможни времена на превключване 50 ns при напрежения 160 V и токове до 10 A.

За получаването на реален усилвател, работещ в клас D, могат да се използват различни схеми. На фиг. 5.3 е показана блоковата схема на сравнително несложен D-усилвател. Импулсният сигнал се преобразува от един интегратор в симетрично линейно-изменящо се напрежение с триъгълна форма. Това напрежение се „наслабва“ в суматора  $\Sigma$  върху звуковия сигнал. Сумарният сигнал се подава на компаратора  $K$ , който се превключва тогава, когато сигналът премине през нулата. В изхода на компаратора се получава правоъгълен сигнал, като продължителността (широчината) на импулса се мени в такт със звуковия сигнал. Така полученият широчинно-импулсно модулиран сигнал се обработва по познатия вече начин.

## 5.2. УСИЛВАТЕЛ КЛАС D

На фиг. 5.4 е показана схемата на несложен нискочестотен D-усилвател.

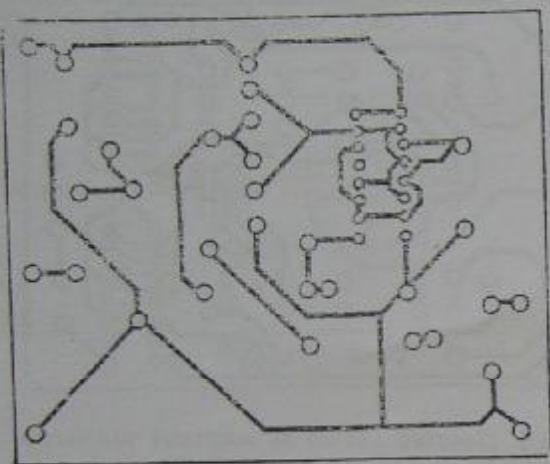
При липса на сигнал на входа и включено захранващо напрежение кондензаторът  $C2$  не е зареден. В изхода на логическия елемент  $ИС1$  има логическа „0“. В изхода на драйверното стъпало, изградено с логическите елементи  $ИС2 + ИС6$ , също има логи-



Фиг. 5.4. Усилвател клас D



ческа „0“. Транзисторът  $T1$  от крайното стъпало се отпущва и кондензаторът  $C2$  започва да се зарежда през резистора  $R3$ . Когато напрежението върху него стане достатъчно, за да се отпусти транзисторът  $T2$ , кондензаторът  $C2$  започва да се разрежда през



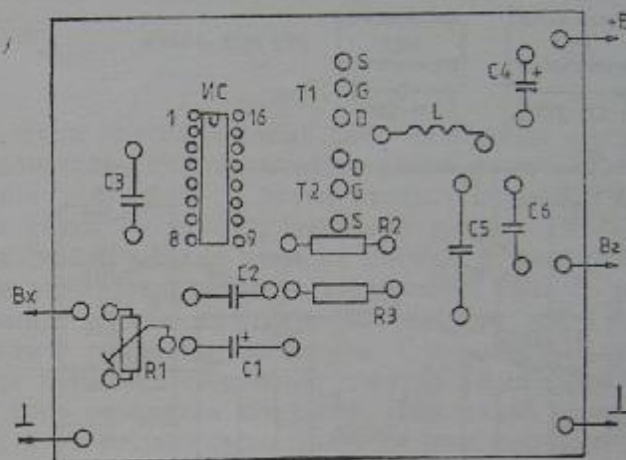
Фиг. 5.5. Печатна платка на усилвателя клас D

резистора  $R3$ , който е даден на „маса“ през отпущения транзистор  $T2$ . Този процес се повтаря непрекъснато, така че схемата действува всъщност като самоосцилиращ генератор на правоъгълни импулси. Честотата на генериране зависи от стойностите на  $C2$ ,  $R3$ ,  $C3$  и от усилването на драйверното стъпало и в случая е около 500 kHz.

Постъпващият на входа аналогов сигнал „модулира“ правоъгълния сигнал, като променя моментите на превключване при постоянна честота. Така модулираният цифров сигнал трябва да се превърне отново в аналогов. За целта служи нискофреkwотен филтър, изграден с елементите  $L$  и  $C5$ . Изходният кондензатор  $C6$  отделя постоянната съставка на напрежението на сигнала, така че усиленият входен нискофреkwотен сигнал се възпроизвежда от високоговорителя.

Захранващото напрежение на усилвателя е между 4 и 9 V, затова могат да се използват и батерии. Консумацията без сигнал на входа при захранване 4,5 V е около 4 mA. Изходната мощност при захранване 9 V е около 300 mW и е достатъчна за малък радиоприемник.

Елементите на усилвателя се монтират върху печатна платка с графичен оригинал, показан на фиг. 5.5. Монтажната схема е показана на фиг. 5.6. Бобината  $L$  е с индуктивност 39  $\mu$ H, но



Фиг. 5.6. Монтажна схема на усилвателя клас D

тази стойност не е критична. Може просто да се вземе феритна пръчка с дължина около 10 mm от стар радиоприемник и върху нея да се навият 25–30 навивки с тънък меден проводник.

### 5.3. МОСТОВ НИСКОЧЕСТОТЕН D-УСИЛВАТЕЛ ЗА АВТОМОБИЛ

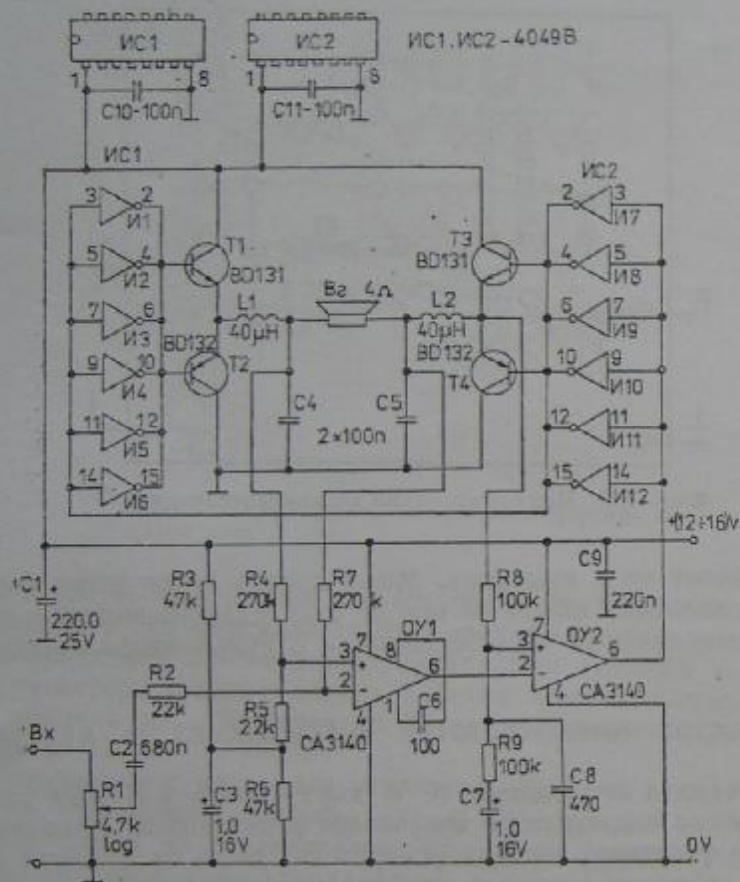
С изходната си мощност 10 W върху товар 4  $\Omega$  този усилвател е особено подходящ за озвучаване в автомобил. Използувано е мостово свързване на два усилвателя, за да се постигне необходимата изходна мощност при сравнително ниското захранващо напрежение. Принципната схема на целия усилвател е показана на фиг. 5.7.

Сигналят от звукоизточника се подава през разделителен кондензатор на инвертиращия вход на операционния усилвател  $OU1$ . От изхода на втория операционен усилвател  $OU2$  усиленият входен сигнал се подава на входовете на инверторите  $I7+I12$ .

Едното рамо на моста на D-усилвателя е съставено от инверторите  $I1+I6$  и транзисторите  $T1$  и  $T2$ , докато второто рамо на моста се изгражда от елементите  $I7+I12$  и  $T3$  и  $T4$ . Сигналите в емитерите на транзисторите  $T1-T2$  и  $T3-T4$  са с обратна



фаза. Особеното на това схемно решение е, че стъпалото за обръщане на фазата е включено не паралелно, а последователно, т. е. изходният сигнал от инверторите И7+И12 е входен за инверторите И1+И6 от другото рамо на моста. При достатъчно голямо



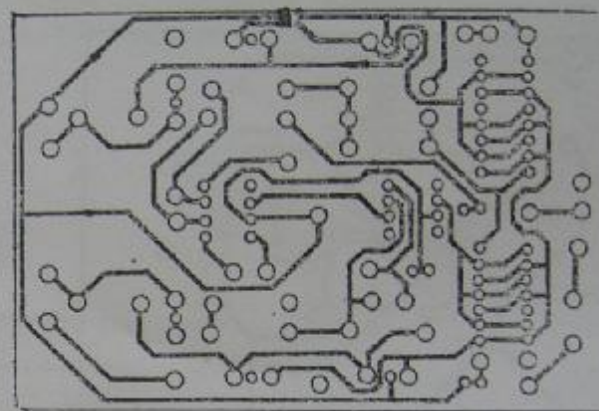
Фиг. 5.7. Мостова схема на усилвател клас D за автомобил

обърздействие на елементите изкривяванията, които биха се породили от това, са минимални.

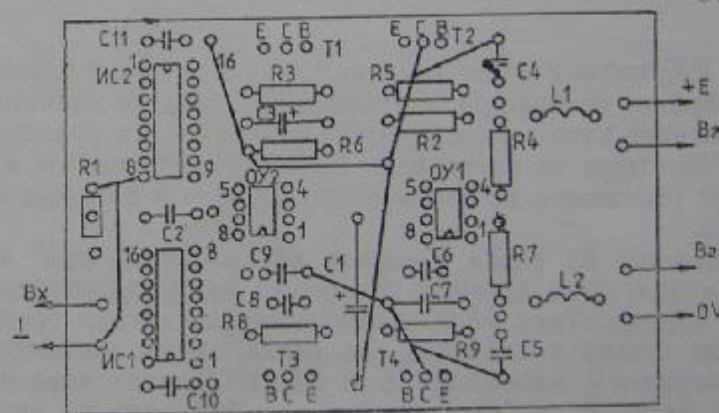
Изходното напрежение на този D-усилвател зависи от използваните крайни транзистори. Двойката BD131—BD132 осигурява изходна мощност 10 W при нелинейни изкривявания под 0,3%. По-нататъшното увеличаване на мощността води до увеличаване на нелинейните изкривявания. Вместо тези транзистори

могат да се използват и други, например BD241—BD242, но тогава мощността, при която коефициентът на нелинейни изкривявания остава под 0,3%, вече е само 8 W.

Понякога в автомобила могат да се появят смущения, причи-



Фиг. 5.8. Печатна платка за мостовия усилвател



Фиг. 5.9. Монтажна схема за мостовия усилвател

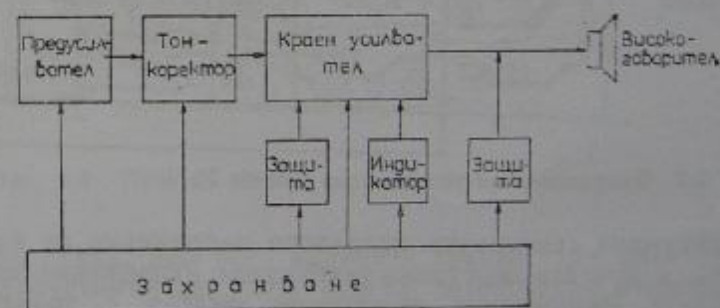
чени от електрическата инсталация на самия автомобил. За отстраняването им е необходимо последователно на захранването да се включи бобина с индуктивност 1 mH, а паралелно — един кондензатор — 2200 µF/25 V.



Усилвателят консумира в активен режим до 1,5 А. Графичният оригинал на печатната платка, върху която се монтират елементите на усилвателя, е показан на фиг. 5.8, а монтажната схема — на фиг. 5.9. Много важно условие за стабилната работа на усилвателя е здравето му закрепване в автомобила.

## УСИЛВАТЕЛНИ УРЕДБИ

Дотук бяха описвани схеми само на крайни мощни нискочестотни усилватели. Усилвателните уредби включват в себе си освен мощния усилвател и други възли. На фиг. 6.1 е показана блоковата схема на една усилвателна уредба. Тя съдържа предусилвател, който усилва входния сигнал до подходяща за мощния крайн усилвател стойност, още повече като се има предвид, че различните източници (грамофон, касетен дек и др.) осигуряват сигнали с различна амплитуда. С помощта на тонкоректора може да се коригира честотният спектър на получавания сигнал, тъй като това се налага понякога. Защитните схеми за мощния усилвател и за високоговорителите са необходим елемент от всяка съвременна усилвателна уредба, тъй като предотвратяват повреждането на скъпи елементи от усилвателя и озвучителните те-



Фиг. 6.1. Блокова схема на усилвателна уредба

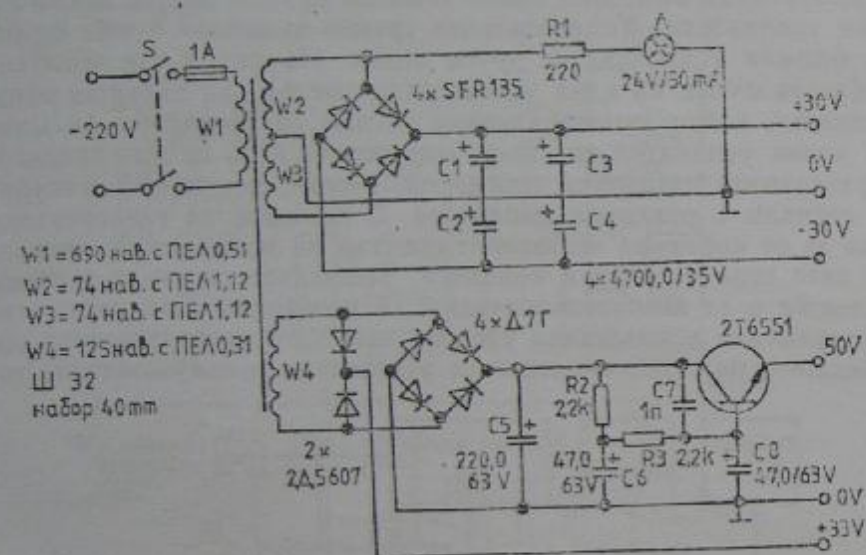
ла. Нивоиндикаторът е необходим, за да може да се следи визуално моментната изходна мощност на усилвателя. Оформен по подходящ начин, той придава красив и естетичен външен вид на кутията на усилвателя.



## 6.1. УСИЛВАТЕЛНА УРЕДБА 70 W

### 6.1.1. Токозахранващ блок

Това е на пръв поглед най-простият, но същевременно най-труден за реализиране блок от уредбата. Принципната схема на токоизправителя е показана на фиг. 6.2. Във вторичната страна на трансформатора има две изправителни групи, едната от



Фиг. 6.2. Захранване за усилвателна уредба 70 W

които осигурява симетрично изправено напрежение за крайния усилвател, а другата осигурява захранващо напрежение за предусилвателите. Включеният електронен филтър с транзистора 2T6551 силно намалява брума от мрежата. Високото захранващо напрежение за предусилвателните стъпала +50 V е избрано, за да се даде възможност на входовете да се подават входни сигнали с нива до 3 V, без да се използват входни делители, които по принцип влошават динамичните качества. Изправеното от диодите 2Д5607 напрежение управлява схемата за защита на високоговорителите.

### 6.1.2. Краен мощен усилвател

#### Параметри

Изходна мощност:  $P_{изх} = 70 \text{ W}$  върху товар  $4 \Omega$

Коефициент на нелинейни изкривявания:  $K_{нл} < 0,1\%$  в целия честотен обхват и при  $P_{изх} = 70 \text{ W}$

Честотен обхват:  $\Delta f = 5 \text{ Hz} + 100 \text{ kHz}$  при неравномерност на амплитудно-честотната характеристика  $\pm 1 \text{ dB}$

Динамичен обхват:  $> 100 \text{ dB}$

Чувствителност:  $800 \text{ mV}$

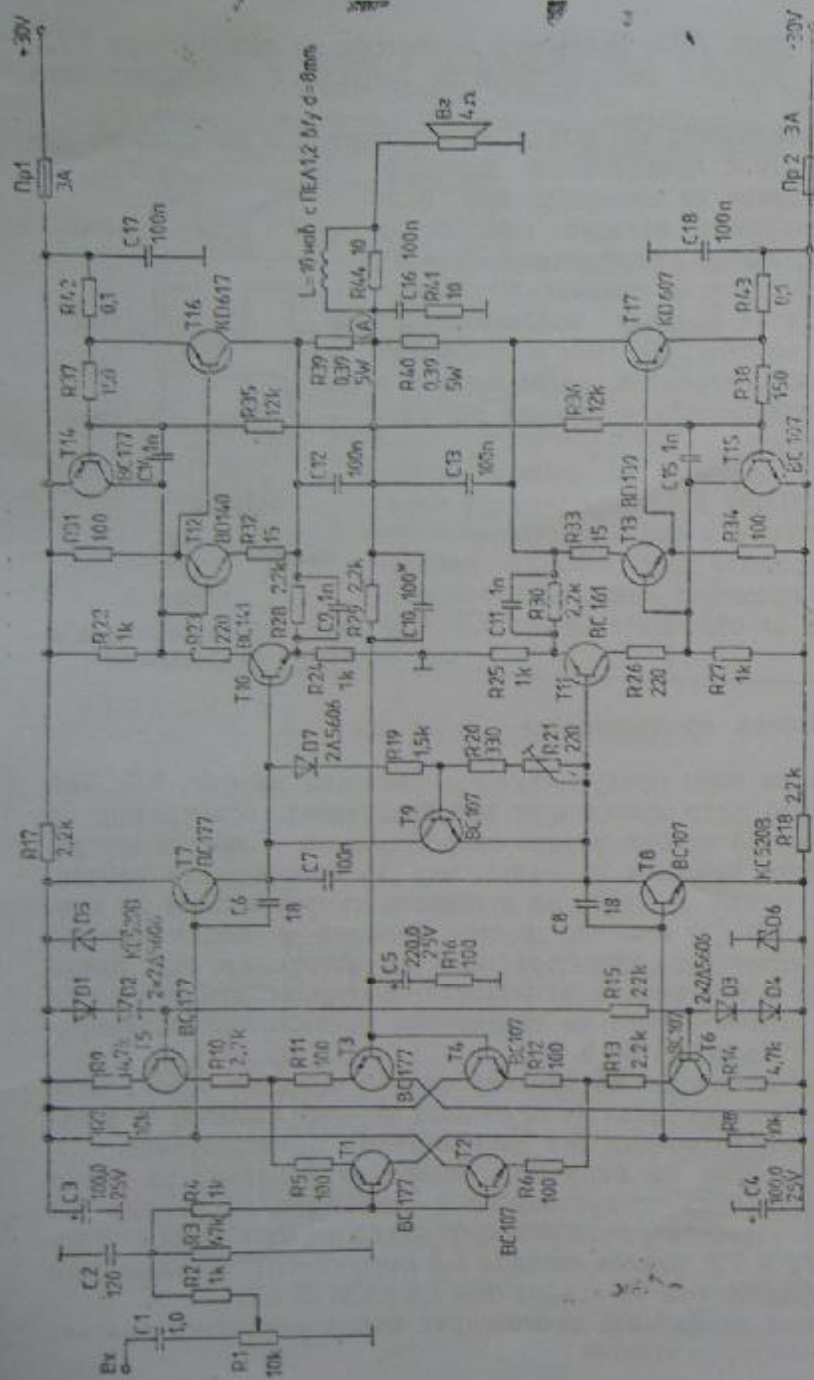
Входното стъпало на усилвателя (фиг. 6.3) е изградено от два диференциални усилвателя с транзисторите  $T1-T3$  и  $T2-T4$ . Два симетрични генератора на ток с транзисторите  $T5$  и  $T6$  осигуряват съответно захранването на диференциалните усилватели. Сигналите от изходите на диференциалните усилватели се подават към базите на транзисторите  $T7$  и  $T8$  от предусилвателното стъпало.

Характерно за тази схема е малко по-особеното включване на транзисторите от крайното стъпало. Тук за разлика от известните схеми товарът е включен в колекторните вериги на крайните транзистори, т. е. те работят и като усилватели на напрежение по схема с общ емитер. Крайните транзистори са свързани като съставен транзистор по схема Лин-Дарлингтон ( $T10-T12-T16$  и  $T11-T13-T17$ ). Транзисторите от крайното стъпало са обхванати от местна ООВ чрез делителите, включени между колектора на  $T16$  и емитера на  $T10$ , съответно  $T17$  и  $T11$ . Избраният коефициент на усилване по напрежение е 3. Това схемно решение предлага няколко съществени предимства, като например това, че входният сигнал на крайното стъпало може да е с три пъти по-малка амплитудата. Това дава възможност входното стъпало да се захранва с по-ниско стабилизирано напрежение, което улеснява осигуряването на нулевото постоянно-токово напрежение в изхода на усилвателя при всички режими на работа.

Схемата за осигуряване на начален ток за крайните транзистори включва в себе си транзистора  $T9$ , компенсиращ промените на този ток при промени на околната температура, и монтирания върху радиатора на някой от крайните транзистори диод  $D7$ , компенсиращ тези промени при промяна на температурата на крайните транзистори.

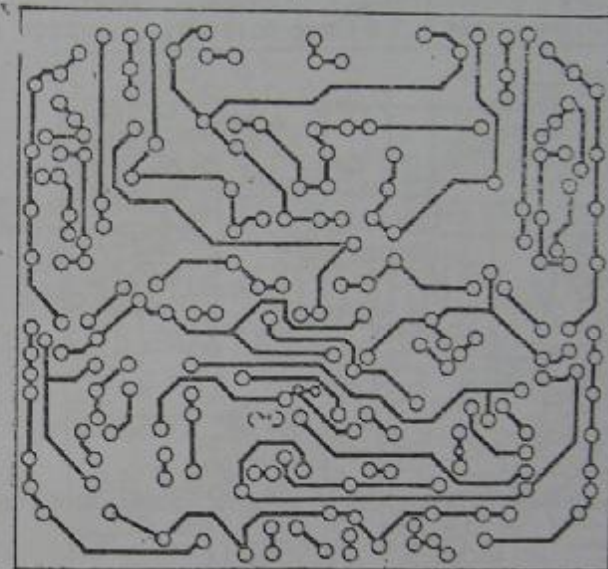
Схемата за защита на крайните транзистори от късо съединение е изградена с два транзисторни ключа —  $T14$  и  $T15$ . Чрез делителите  $R35-R37$  и  $R36-R38$  на техните бази е подадено





Фиг. 6.3. Краен мощен усилвател 70 W

напрежение около 0,4 V. Повишаването на това напрежение, а оттам и затварянето на ключовете (отпушването на транзисторите) става от повишаването на пада на напрежението върху резисторите R39 и R40, включени в емитерните вериги на крайните



Фиг. 6.4. Печатна платка за усилвател 70 W

транзистори. Така, ако през крайните транзистори протича по-голям от допустимия ток, защитата се задейства и предпазва мощните транзистори.

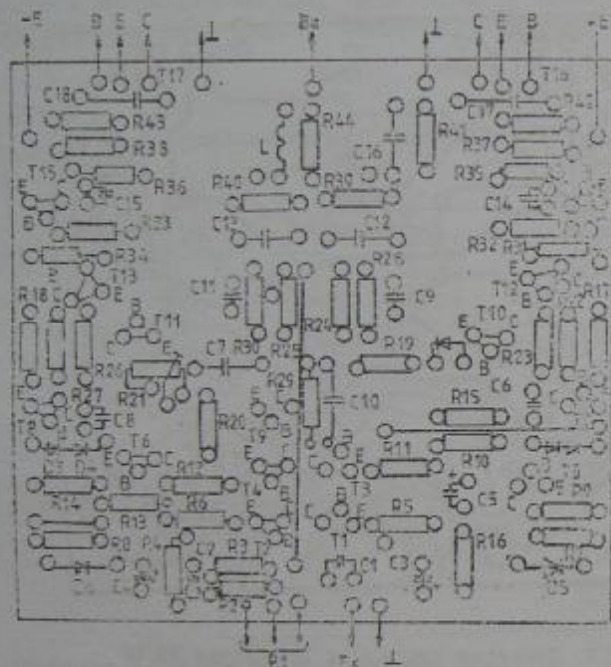
Стабилната работа на схемата се осигурява от кондензаторите C2, C6, C8, C14—C16 и резистора R41.

Елементите на схемата се монтират на печатна платка с графичен оригинал, показан на фиг. 6.4, съгласно с монтажната схема, показана на фиг. 6.5. Крайните транзистори се монтират върху подходящи охлаждащи радиатори. Транзисторите трябва да са надеждно изолирани посредством изолационни подложки и топлопроводяща (силиконова) паста от радиаторите. Добре е радиаторите да са почернени — елоксирани или боядисани със специален черен лак.

Преди да се включи захранването, предпазителите се изваждат и на тяхно място се включват амперметри на обхват 3 A.



Към изхода, в който не е включен високоговорител, се включват осцилоскоп и волтметър. Входът се дава на „маса“. След включване на захранването се следи картината в изхода на усилвателя (евентуална поява на паразитни трептения) и токът, който е по-



Фиг. 6.5. Монтажна схема за усилвателя 70 W

мошта на донастройващия резистор  $R21$  се настройва на 120 mA.

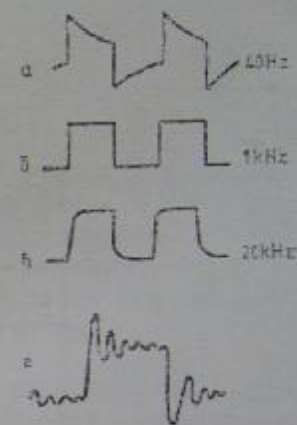
След това от тонгенератор на входа се подава синусоиден сигнал с честота 1000 Hz. Върти се плавно плъзгачът на входния потенциометър  $R1$  и се следи изходното напрежение. При изправност на схемата ограничаването на синусоида настъпва едновременно отдолу и отгоре при стойност около  $20 V_{eff}$  на изходното напрежение.

Следващият етап от настройката е с включен товар, представляващ жичен резистор  $4 \Omega$  с подходяща мощност (може да бъде потопен в чаша с вода). Подава се сигнал от тонгенератора и при максимална изходна мощност се отчитат стойностите на токовете в двата клона на схемата. Ако се установи разлика, по-голяма от 100 mA, е необходимо да се промени съпротивлението на резистора

стора  $R32$ , респ.  $R33$ , включен в колектора на транзистора  $T12$ , респ.  $T13$ . Накрая амперметрите се заменят с предпазители  $Пр1$  и  $Пр2$ .

За окончателната настройка на усилвателя е необходимо изследването му с правоъгълни импулси. Това изследване се извършва при ниво  $1/3$  от номиналната изходна мощност (в изхода е измерено напрежение  $9,7 V/4 \Omega$ ), като от генератор на правоъгълни импулси на входа се подават последователно сигнали с честоти 40, 1000 и 20 000 Hz. Видът на осцилограмите, наблюдавани в изхода на усилвателя, е показан на фиг. 6.6 а, б и в.

Ако при подаване на входен сигнал с честота 20 000 Hz се наблюдават паразитни трептения в хоризонталните части на осцилограмата (фиг. 6.6 г), е необходимо да се променят капацитетите на кондензаторите от обратните връзки  $C9$ ,  $C10$  и  $C11$ .



Фиг. 6.6. Осцилограми в изхода на усилвателя

### 6.1.3. Входен предусилвател

Схемата на този предусилвател е показана на фиг. 6.7. Той служи главно като импедансен преобразувател, осигуряващ за целия усилвател високо входно съпротивление. Схемата отстранява вредното действие на капацитета на свързващите кабели, които при голяма стойност на изходното съпротивление на звуковия източник (до няколко десетки килоома в някои случаи) влошават честотната характеристика на източника още преди сигналът да е постъпил в усилвателя. Входният предусилвател позволява използването на стандартни тончестотни (екранирани) кабели с дължина до 5 m.

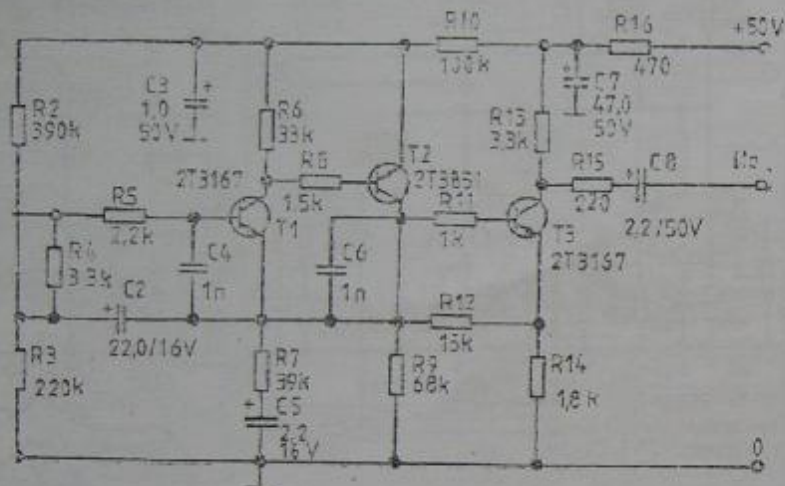
Максималното ниво на входния сигнал е около 3,5 V, като към предусилвателя могат да се подават звукови сигнали от всички стандартни източници без допълнително преобразуване.

За осигуряване на достатъчен резерв от усилване за целия усилвател входният предусилвател е оразмерен да усилва 2,5 пъти (8 dB). Първото комплементарно стъпало, изградено с транзисторите  $T1$  и  $T2$ , усилва сигнала 1,4 пъти (3 dB), а следващото стъпало с транзистора  $T3$  усилва още 1,8 пъти (5 dB).

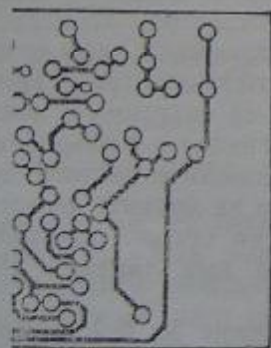
Елементите от схемата се монтират върху печатната платка,



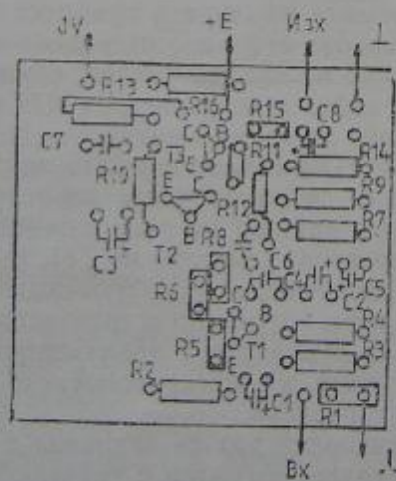
фичен оригинал е показан на фиг. 6.8. При правилно съгласно с монтажната схема от фиг. 6.9) и изправни схемата не се нуждае от никаква настройка. Евентуални на усилването могат да се извършат чрез подбор на емпиеето на резистора  $R7$ .



Фиг. 6.7. Входен предусилвател



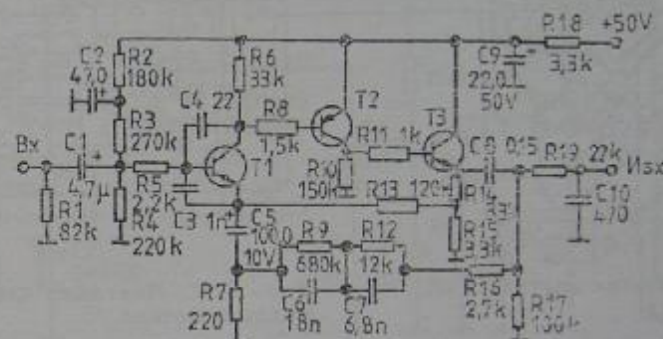
Печатна платка за предусилвател



Фиг. 6.9. Монтажна схема за входния предусилвател

#### 6.1.4. Предусилвател за магнитна грамофонна доза

Принципната схема на този предусилвател е показана на фиг. 6.10. Той има голямо усилване и широк динамичен обхват на входа. В схемно отношение грамофонният предусилвател подобен на предусилвателя от фиг. 6.7. Състои се от комплет



T1 - 2T3167 T2 - 2T3851 T3 - 2T3167

Фиг. 6.10. Предусилвател за магнитна грамофонна доза

тарен усилвател с транзисторите  $T1$  и  $T2$  и от емитерен повторител с  $T3$ . Честотнозависимата обратна връзка представлява сложен RC-филтър, включен между емитерите на транзисторите  $T3$  и  $T1$ . Чрез подбор на съпротивлението на резистора  $R7$  могат да се коригира усилването на схемата, което при посочените стойности на елементите и честота 1 kHz е 80.

Входният импеданс на схемата е 47 k $\Omega$ , а чувствителността е 1,8 mV за изходно напрежение 140 mV и 45 mV за изходно напрежение 3,5 V.

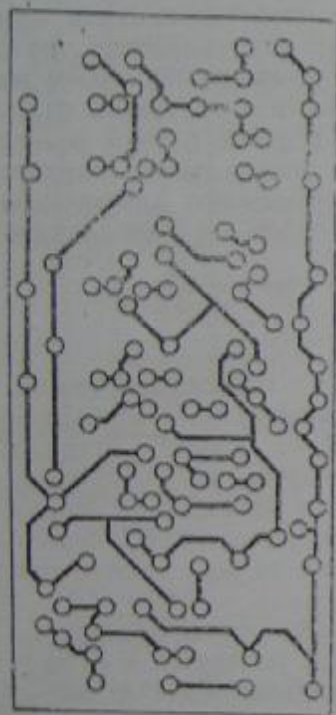
Графичният оригинал на печатната платка на предусилвателя е показан на фиг. 6.11, а монтажната схема — на фиг. 6.1. След като се извърши проверка за правилността на монтажа, помощта на осцилоскоп и тонгенератор се проверява работоспособността на предусилвателя. Проверка на честотната характеристика по нормата RIAA се извършва, като се вземе предвид характеристиката, показана на фиг. 6.13. Плътната линия показва теоретичната характеристика, а прекъсваната линия — реалната. За граничните честоти 50 и 2150 Hz са допустими отклонения до -3 dB, а за граничните честоти 500 и 21500 Hz допустимото отклонение е +3 dB.



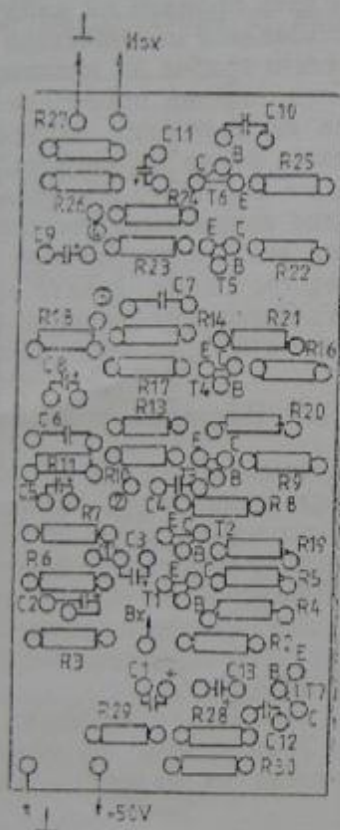




6.15, по начин, показан на фиг. 6.16. При правилен монтаж изправни елементи схемата заработва веднага и няма нужда от настройка.



Фиг. 6.15. Печатна платка за тонкоректора



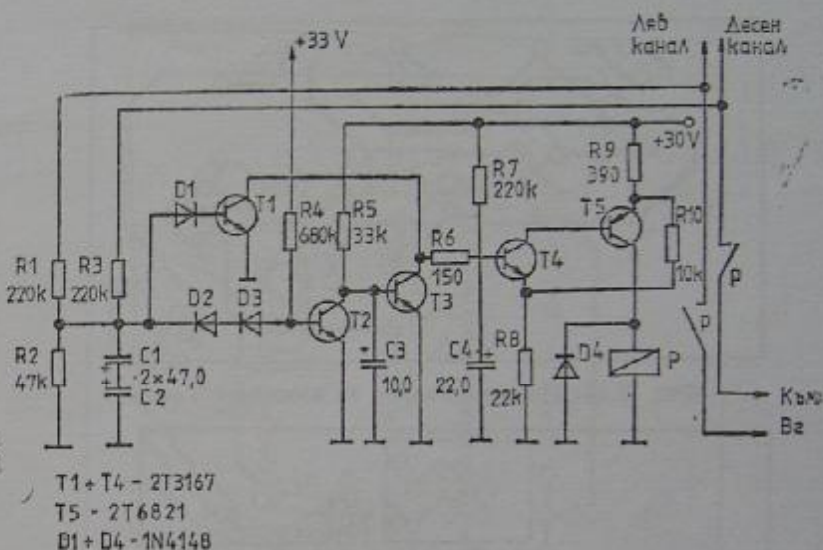
Фиг. 6.16. Монтажна схема за тонкоректора

### 6.1.6. Защитна схема за високоговорителите

При включване на захранването тази схема забавя включването на озвучителните тела с около 5 s — до установяването на постояннотоковите режими в усилвателя. При изключване на захранването тя веднага изключва озвучителните тела от изхода на усилвателя. Също така при неизправност в крайния мощен усилвател (пробив в транзисторите, късо съединение и др.), ко-

гато в изхода се появява постоянно напрежение, по-високо от 5 V, защитната схема изключва озвучителните тела.

Схемата за защита е показана на фиг. 6.17. При включване на захранването положителното напрежение 33 V се подава през



Фиг. 6.17. Защитна схема за високоговорителите

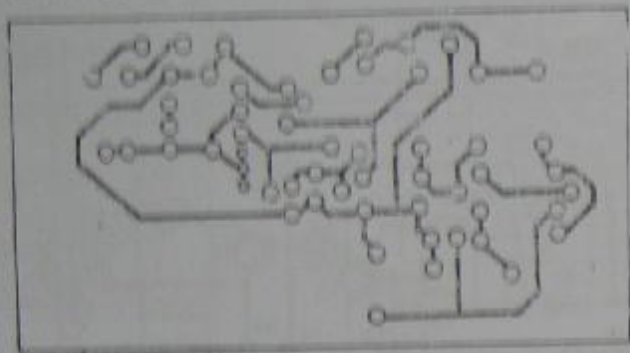
резистора  $R_4$  на базата на транзистора  $T_2$  и той се отпушва. В резултат на това транзисторът  $T_3$  се запушва и от този момент нататък започва зареждането на кондензатора  $C_4$ . Зареждането трае около 5 s, след което транзисторът  $T_4$  се отпушва. Отпушва се и транзисторът  $T_5$ , в колекторната верига на който е включено реле. Релето се задействува и включва озвучителните тела към изхода на крайния усилвател.

При изключване на захранването напрежението 33 V отпада и транзисторът  $T_2$  се запушва. Вследствие на това транзисторът  $T_3$  се отпушва, а това предизвиква прекъсване на веригата на релето чрез съответно запушване на транзисторите  $T_4$  и  $T_5$ .

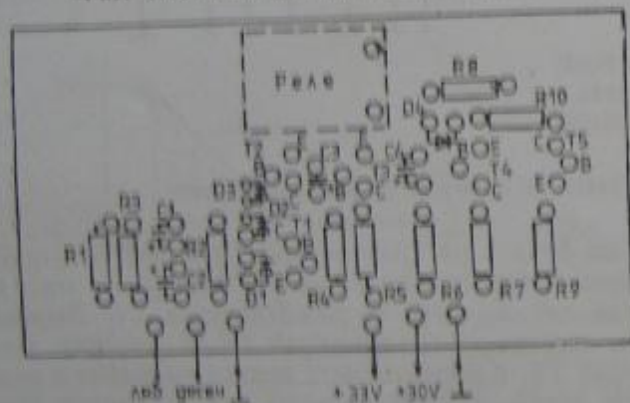
Евентуално появило се положително напрежение в изхода на усилвателя се подава през делителя  $R_1-R_2$  (респ.  $R_3-R_2$  за другия канал на стереоусилвателя) на базата на транзистора  $T_1$ . Ако това положително напрежение е по-голямо от 5 V, транзисторът  $T_1$  се отпушва, което довежда до запушването на транзисторите  $T_4$  и  $T_5$  и релето изключва озвучителните тела.



При поява на отрицателно постоянно напрежение в изхода на усилвателя то се подава през същия делител на базата на транзистора  $T2$ . Когато отрицателното напрежение стане по-голямо от  $5\text{ V}$  (по абсолютна стойност), транзисторът  $T2$  се запуща и релето се изключва отново.



Фиг. 6.18. Печатна платка за защитата



Фиг. 6.19. Монтажна схема за защитата

Двата кондензатора  $C1$  и  $C2$  са свързани насрещно и образуват неполярен кондензатор, който е предназначен да филтрира високочестотното напрежение, приложено върху входните делители.

Всички елементи от схемата се монтират върху печатна платка, чийто графичен оригинал е показан на фиг. 6.18. След внимателна проверка на правилността на монтажа съгласно с монтажната схема от фиг. 6.19, на схемата се подава захранващ

напрежение  $+30\text{ V}$ , като отделно тя се свързва към напрежението  $+33\text{ V}$ . При включване на захранването релето трябва да се включи след около  $5\text{ s}$ . Времето на включване може да се промени чрез промяна на капацитета на кондензатора  $C4$  или на съпротивлението на резистора  $R7$ . При изключване на захранването релето трябва да изключи веднага.

След това се проверява действието на защитната схема при поява на постоянно напрежение в изхода на усилвателя, като на двата входа на схемата, към които се включват изходите на крайния усилвател, се подава положително, а след това и отрицателно напрежение със стойност  $5\text{ V}$ . И в двата случая релето трябва веднага да изключи озвучителните тела и да се задържи в това състояние, докато на входа има приложено напрежение  $\pm 5\text{ V}$ . Релето трябва да се включи отново около  $5\text{ s}$  след изключването на входното напрежение  $\pm 5\text{ V}$ .

#### 6.1.7. Нивонидикатор

За индикиране на изходната мощност се използват главно два вида индикатори. На фиг. 6.20 е показана схемата на стрелков индикатор, който се включва в изхода на крайното стъпало (в точка А). Настройката се прави, като на входа на индикатора се подава еталонен сигнал, съответстващ на максимална изходна мощност, и посредством донастройващия резистор  $R3$  стрелката на измервателната система се настройва на максимално отклонение.

На фиг. 6.21 е показана схемата на светодиоден нивонидикатор. Транзисторът  $T1$  изпълнява ролята на усилвател и служи за промяна на чувствителността на индикатора. Това става с



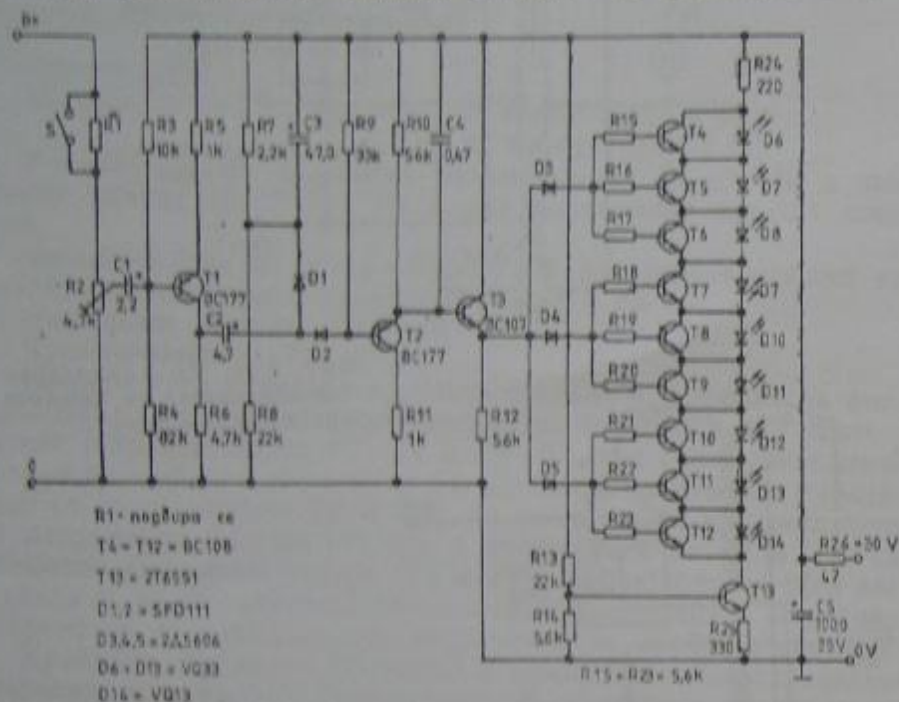
Фиг. 6.20. Стрелков индикатор на ниво

помощта на превключвателя  $S$ , който шунтира резистора  $R1^*$ , участващ във входния делител на схемата. Повишената чувствителност е необходимост, продуцивана от практиката, тъй като в домашни условия рядко се ползва максималната мощност на



усилвателя. При включване на резистора индикаторът в крайно положение (когато свети и последният светодиод) показва максималната мощност на усилвателя (в случая 70 W).

След усилвателното стъпало сигналът се детектира от дио-

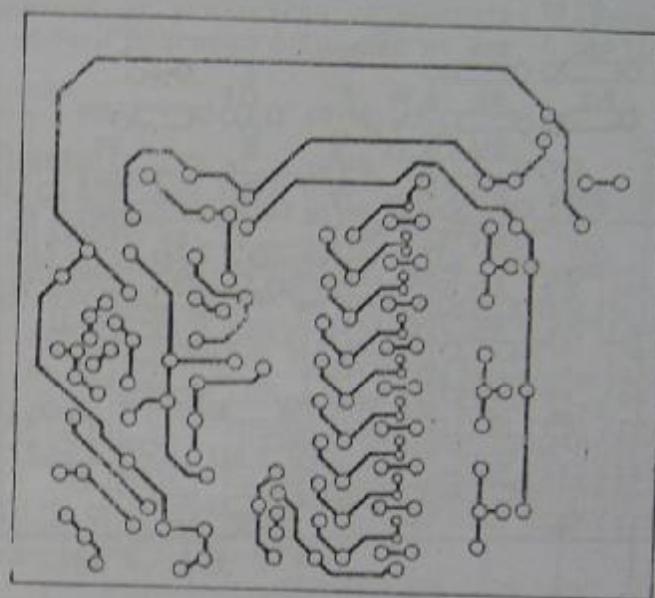


Фиг. 6.21. Светодиоден нивоиндикатор

дите  $D1$  и  $D2$ . Полученият управляващ сигнал постъпва на базата на транзистора  $T2$ , който заедно с  $T3$  е свързан като емитерен повторител. Сигналят от изхода на транзистора  $T3$  управлява транзисторните ключове за светодиодите. Напрежението в емитера на  $T3$  спада пропорционално на нарастването на входния сигнал. Спадането на управляващия сигнал предизвиква последователно отпушване на транзисторите  $T4 - T12$ , в резултат на което се включват и съответните светодиоди. При увеличаване на входното напрежение последователно светват диодите от  $D6$  до  $D14$  със стъпка 12,5% по напрежение. Максималното ниво на показанието се намира на границата на включването на последния светодиод.

Елементите от схемата се монтират върху печатна платка,

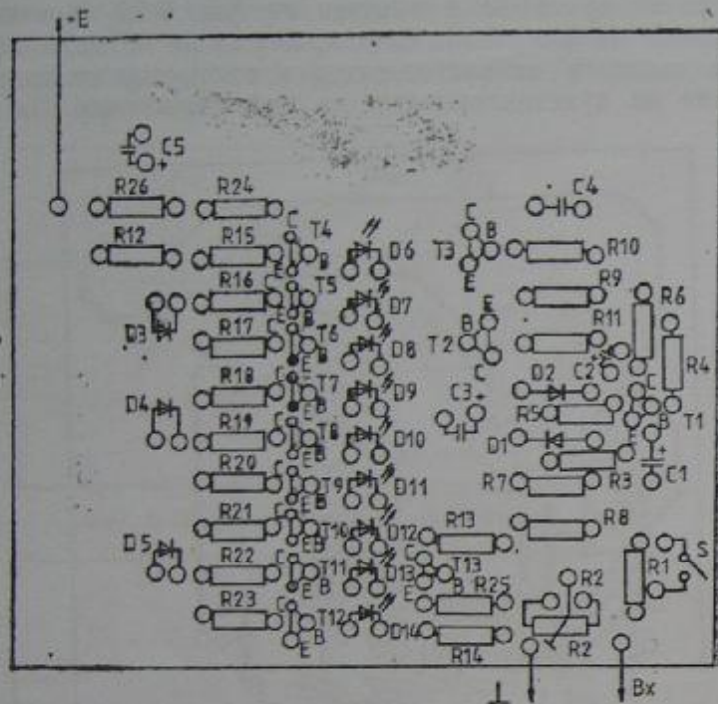
чийто графичен оригинал е показан на фиг. 6.22. Монтажната схема е дадена на фиг. 6.23. След проверка на правилността на монтажа с помощта на тонгенератор и волтметър се извършва калибриране на чувствителността на нивоиндикатора. За целта



Фиг. 6.22. Печатна платка за светодиодния нивоиндикатор

към входа на усилвателя се подава синусоиден сигнал с такава амплитуда, при която в изхода се получава 5,3 V, т. е. 7 W върху товар 4  $\Omega$ . При това положение ключът за промяна на чувствителността на индикатора се включва и след това чрез донастройващия резистор  $R2$  се постига включването на всички светодиоди от  $D6$  до  $D13$  малко под долната граница на светване и на последния (най-добре е той да бъде червен) светодиод  $D14$ . След това превключвателят за чувствителността се изключва и напрежението от тонгенератора се увеличава, докато в изхода на усилвателя напрежението се покачи на 16,7 V, което отговаря на изходна мощност 70 W върху товар 4  $\Omega$ . Чрез подбор на съпротивлението на резистора  $R1$  в границите от 7,5 до 10 k $\Omega$  е необходимо светодиодите да се включват (запалват) в същата последователност, както и при първия случай.



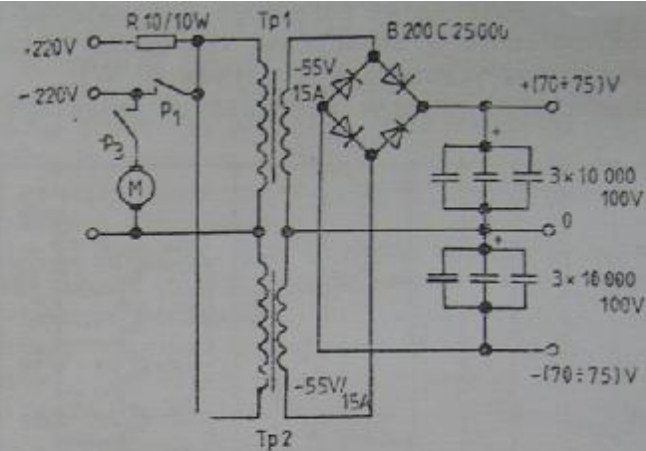


Фиг. 6.23. Монтажна схема за светодиодния нивоиндикатор

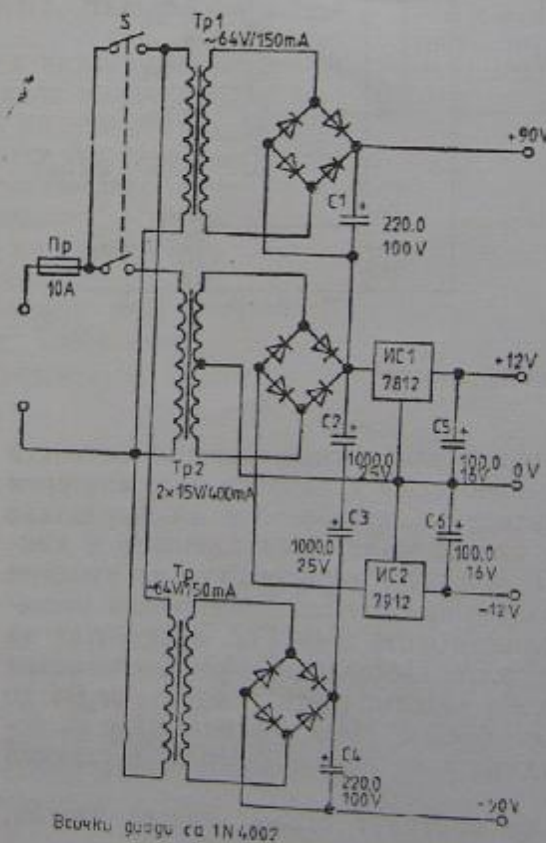
## 6.2. УСИЛВАТЕЛНА УРЕДБА 500 W

### 6.2.1. Токозахранващ блок

На фиг. 6.24 е показана схемата на нестабилизиран токоизправител за крайното стъпало. Поради голямата изходна мощност може да се използват и два тороидални трансформатора с данни, посочени на схемата. Всички връзки между елементите на този токоизправител трябва да стават с медни проводници със сечение, не по-малко от  $2,5 \text{ mm}^2$ . Резисторът  $R$  ( $10 \Omega$ ) е включен, за да осигури по-плавното нарастване на тока през трансформатора при включване на захранването. Контактът  $p1$  на релето  $P1$  (намиращо се в защитната схема) се затваря и шунтира  $R$ , като подава цялото напрежение  $220 \text{ V}$  към трансформатора няколко секунди след включването на захранването.



Фиг. 6.24. Нестабилизиран токоизправител за мощното крайно стъпало



Фиг. 6.25. Токоизправител за останалите схеми

Всички диоди са 1N4002



На фиг. 6.25 е показана схемата на токозахранването за входното и драйверното стъпало на крайния усилвател, както и за останалите блокове на уредбата.

### 6.2.2. Краен мощен усилвател

#### Параметри

Изходна мощност:  $P_{изх} = 500 \text{ W}$  върху товар  $4 \Omega$  и  $250 \text{ W}$  върху товар  $8 \Omega$

Коефициент на нелинейни изкривявания:  $K_{нл} < 0,1\%$  в честотния обхват  $10-30 \text{ 000 Hz}$  и при максимална изходна мощност.

Честотен обхват:  $\Delta f = 8-100 \text{ 000 Hz}$  при неравномерност на амплитудно-честотната характеристика  $\pm 3 \text{ dB}$

Динамичен обхват:  $> 100 \text{ dB}$

Чувствителност:  $775 \text{ mV}$

Принципната схема на крайното стъпало е показана на фиг. 6.26. Входното стъпало е изградено с два диференциални усилвателя с транзисторите  $T3-T4$  и  $T5-T6$ , със съответните генератори на стабилен ток с  $T1$  и  $T2$ . Драйверното стъпало е съставено от транзисторите  $T7$  и  $T10$ . За увеличаване на усилването по напрежение на това стъпало в колекторите на  $T7$  и  $T10$  са включени динамични товари ( $T8$  и  $T9$ ). Характерно за тези две стъпала е, че се захранват от отделен токоизточник с по-високо напрежение от захранващото напрежение за крайното стъпало.

Крайното стъпало е изградено с комплементарни паралелно свързани мощни MOS транзистори. N каналните транзистори  $T11-T13-T15-T17$  имат в сравнение с P каналните по-малки вътрешни капацитети. С включването на керамичните кондензатори  $C15-C22$  тази несиметрия се компенсира. Използването на четири паралелно свързани сорсови резистора във всяко рамо е продиктувано от желанието за получаване на по-малки изкривявания на сигнала. Естествено може да се използва вместо тях само по един резистор  $0,25 \Omega/4 \text{ W}$ , но неговата индуктивност (той се навива от съпротивителен проводник) би увеличила в известна степен изкривяванията.

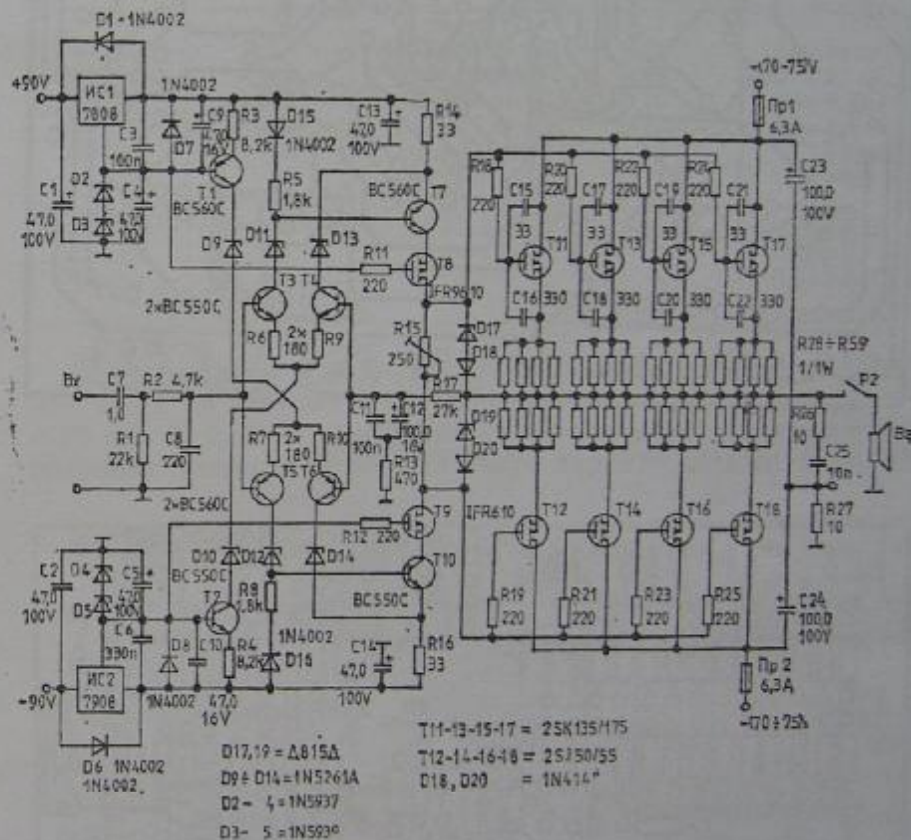
Диодите  $D17-D20$  ограничават в случай на късо съединение в изхода максималния ток за всеки от транзисторите на около  $5 \text{ A}$ . Тази защита няма никакво влияние върху качествата на усилвателя.

Общият коефициент на усилване на схемата се определя от съпротивленията на резисторите от веригата на общата отрицателна обратна връзка по формулата

$$K_U = \frac{R_{12} + R_{17}}{R_{13}}$$

и с посочените стойности на тези елементи е около  $58$ .

Елементите от усилвателя се монтират на печатна платка, чийто графичен оригинал е показан на фиг. 6.27. На монтажната

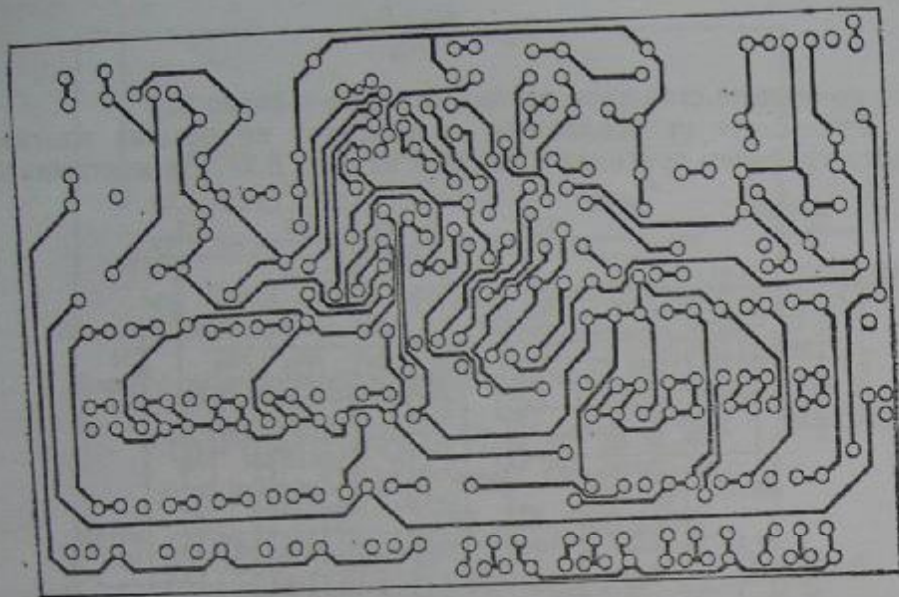


Фиг. 6.26. Краен мощен усилвател 500 W

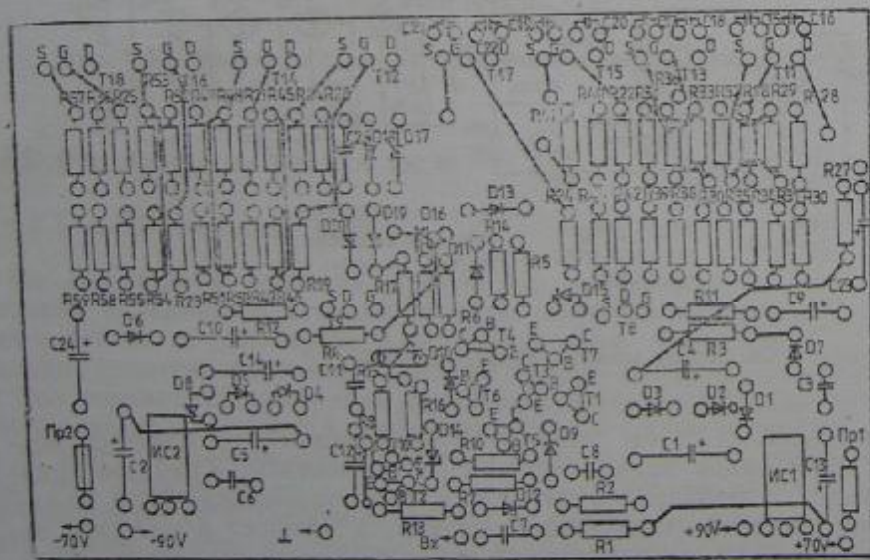
схема (фиг. 6.28) са показани и проводниците, с които са осъществени някои връзки откъм страна елементи. Крайните транзистори се монтират с винтове и топлопроводяща паста върху голям радиатор, подходящ за изходната мощност и чак след това се свързват със съответните точки от печатната платка. Трябва да се спазват всички изисквания за работа с MOS транзистори.

При настройката се използва захранващото напрежение





Фиг. 6.27. Печатна платка за усилвателя 500 W



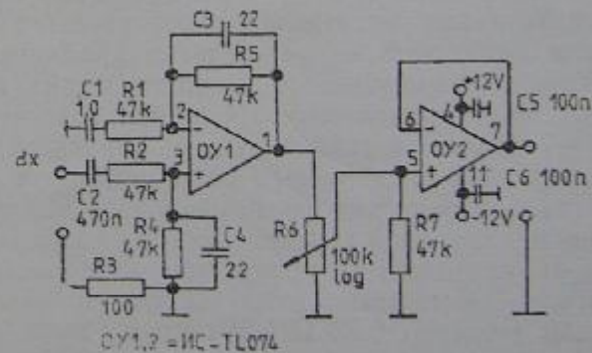
Фиг. 6.28. Монтажна схема за усилвателя 500 W

$\pm 90$  V. Двата предпазителя *Pr1* и *Pr2* се заместват с резистори със съпротивление  $1 \Omega/4$  W. Паралелно на опорните диоди *D3* и *D4* се запоява по един резистор със съпротивление  $5,6$  k $\Omega$ . Преди да се включи захранването, плъзгачът на донастройващия резистор *R15* се завърта на минимална стойност. След като се включи захранването, с волтметър се измерва напрежението върху един от двата резистора, поставени на мястото на предпазителите. В началото не трябва да има отклонение на стрелката на волтметъра. След това с *R15* се настройва показание  $0,4$  V, което съответствува на ток на покой  $0,4$  A или по  $100$  mA на всеки транзистор.

След това се проверява постоянното напрежение в изхода на усилвателя. Ако то е под  $\pm 30$  mV, всичко е наред и спокойно могат да се включат високоговорителите. Махат се допълнително поставените резистори и се поставят предпазителите. С това настройката завършва.

Както се вижда от схемата, напрежението  $90$  V от нестабилизирания ток изправител се преобразува и стабилизира на  $80$  V посредством интегрални стабилизатори и подходящи опорни диоди.

### 6.2.3. Предусилвател

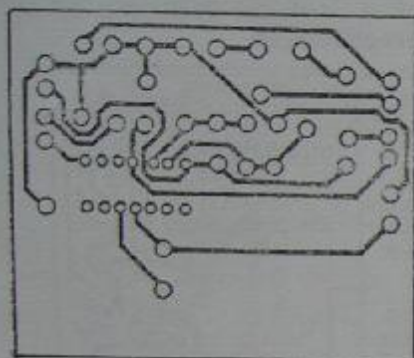


Фиг. 6.29. Предусилвател

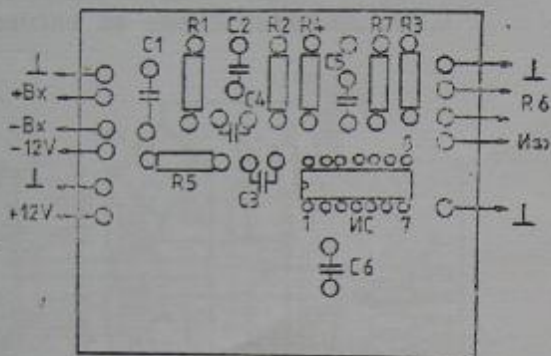
Схемата на предусилвателя е показана на фиг. 6.29. Изградена е от два операционни усилвателя. С помощта на потенциометъра *R6* може да се регулира нивото на входния сигнал. Елементите на предусилвателя се монтират на малка печатна платка



с вида, показан на фиг. 6.30, по начина, показан на фиг. 6.31. Ако монтажът е правилен и елементите са изправни, схемата не се нуждае от никакви настройки.



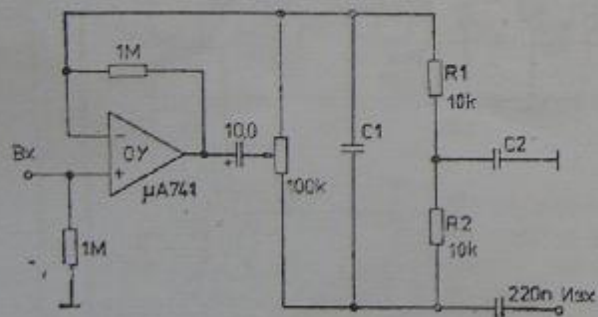
Фиг. 6.30. Печатна платка за предусилвателя



Фиг. 6.31. Монтажна схема за предусилвателя

### 6.2.4. Тонкоректор

Усилвателната уредба използва 10 канален тонкоректор, наричан още еквайзер. Особеност на този тонкоректор е последователното свързване на отделните филтърни групи. Схемата на



Фиг. 6.32. Схема на филтърната група от тонкоректора

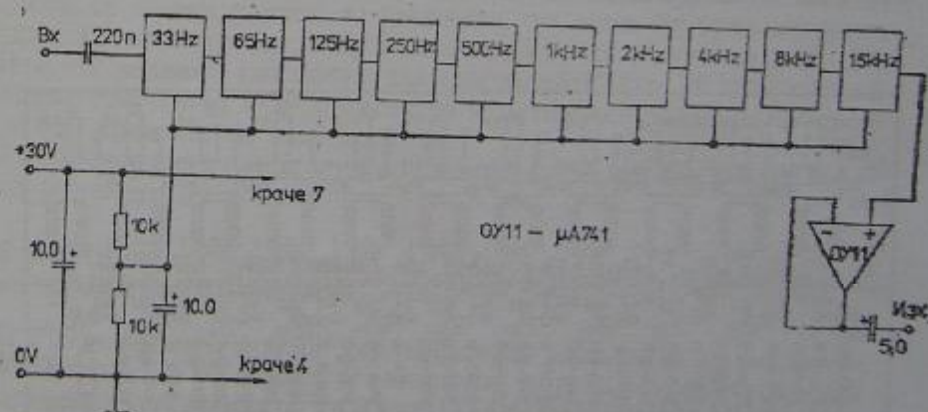
всяка филтърна група за десетте честоти е показана на фиг. 6.32, като само кондензаторите  $C1$  и  $C2$  променят стойностите си за различните честоти. Схемата на тонкоректора е показана на фиг. 6.33. Всеки от означените правоъгълници представлява

филтърна група, оразмерена за съответната честота. Капацитетите на  $C1$  и  $C2$ , както и комбинациите за получаване на максимално близки до изчислените стойности, са дадени в табл. 2.

Таблица 2

Честота	$C1$ , nF	Комбинация	$C2$ , nF	Комбинация
33 Hz	2050	1000+1000 nF	136	68+68 nF
65 Hz	1040	680+330 nF	69	47+22 nF
125 Hz	540	470+68 nF	36	33+3,3 nF
250 Hz	270	220+47 nF	18	15+3,3 nF
500 Hz	135	100+33 nF	9	6,8+2,2 nF
1 kHz	68	68 nF	4,5	2,2+2,2 nF
2 kHz	34	33+1 nF	2,25	2,2 nF
4 kHz	17	15+2,2 nF	1,13	1+0,1 nF
8 kHz	8,5	6,8+1,5 nF	0,56	0,47+0,1 nF
15 kHz	4,5	4,7 nF	0,3	0,22+0,068 nF

С помощта на линейните потенциометри за всеки канал амплитудата на сигнала може да се регулира в широки граници —  $\pm 18$  dB. В средно положение на плъзгача на потенциометъра се получава линеен ход на честотната характеристика. В областите



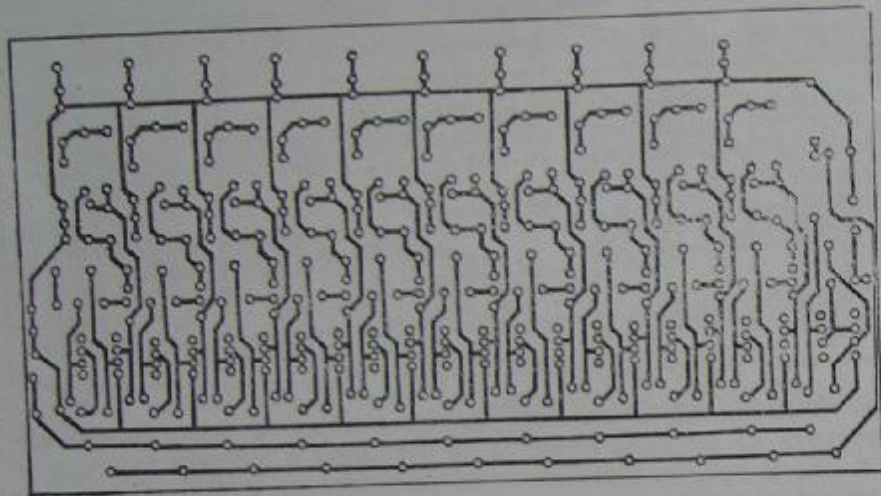
Фиг. 6.33. Схема на многоканален тонкоректор

на непропускане използваните лентови филтри имат коефициент на предаване, равен на единица.

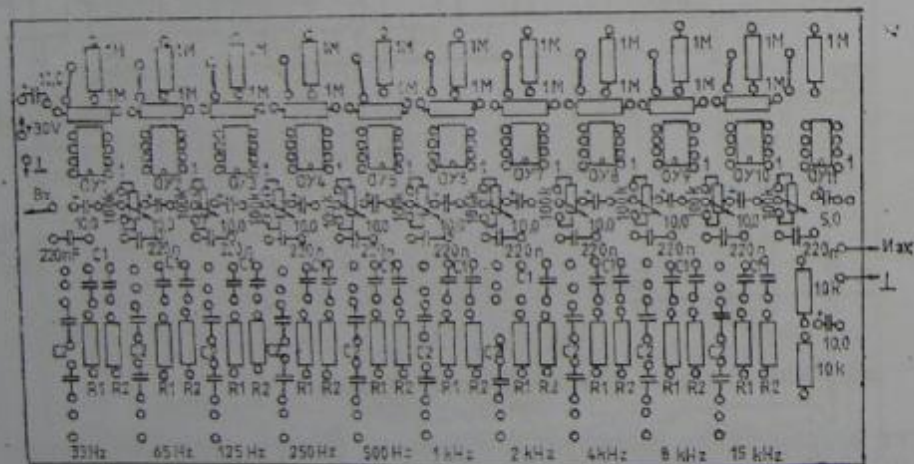
Графичният оригинал на печатната платка е показан на фиг.



6.34, а монтажната схема — на фиг. 6.35. Настройката на схемата се състои в измерването на постоянното напрежение в изхода на всеки операционен усилвател при липса на сигнал. То трябва да е точно равно на 0 V. Самовъзбуждане рядко се полу-



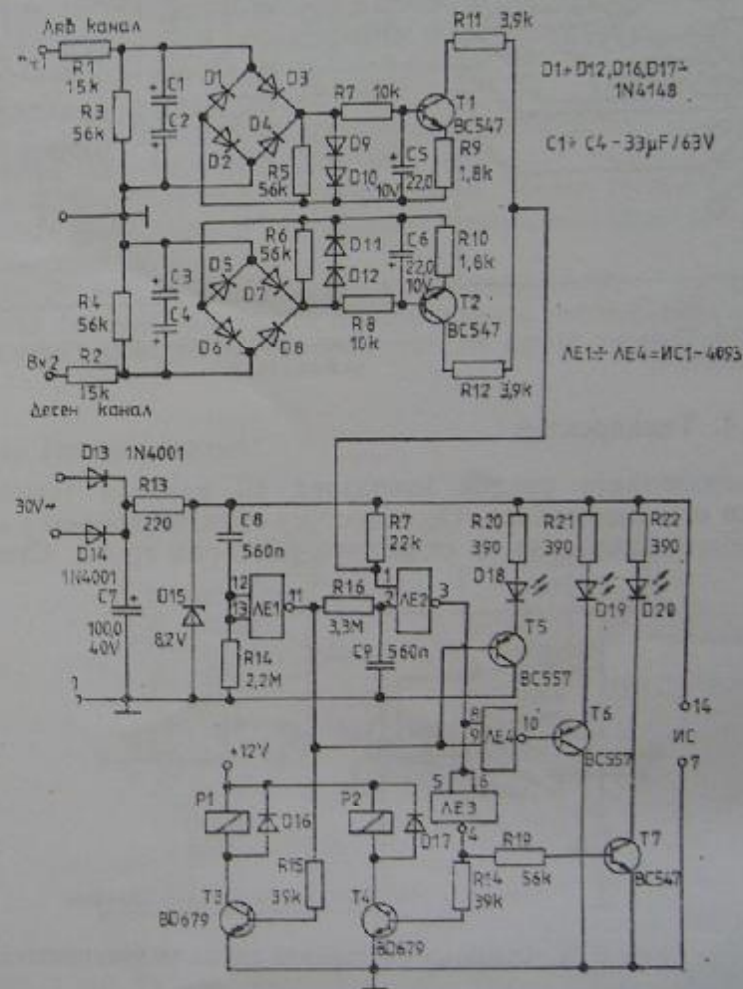
Фиг. 6.34. Печатна платка за тонкоректора



Фиг. 6.35. Монтажна схема за тонкоректора

чава, но ако все пак се появи, то може да се премахне чрез включване на кондензатор с капацитет 10 pF между изхода и инвертиращия вход на възбудения операционен усилвател.

### 6.2.5. Защитна схема за високоговорителите

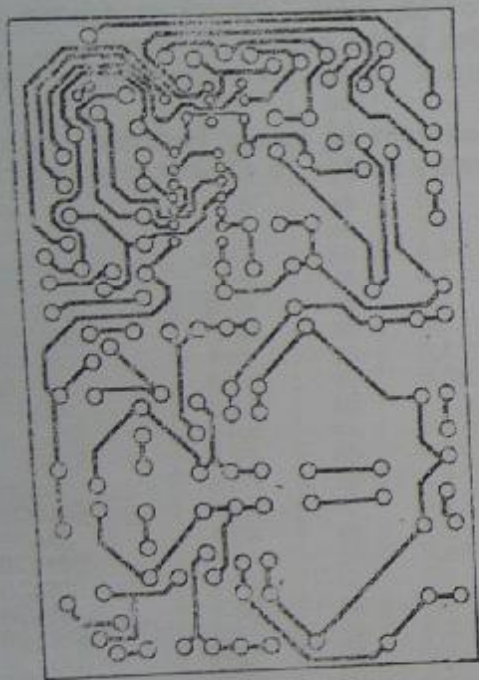


Фиг. 6.36. Защитна схема

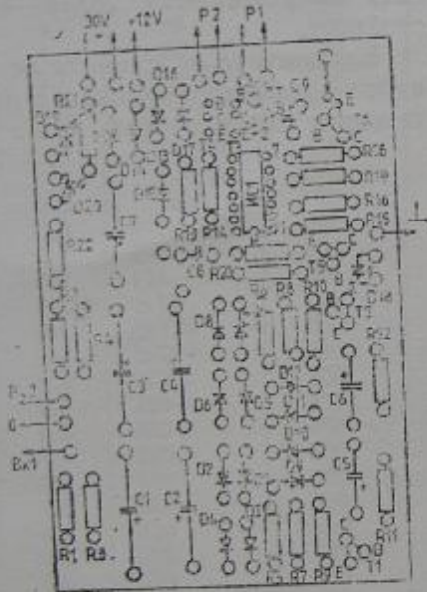
Принципната схема на защитата е показана на фиг. 6.36. Захранващо напрежение тази схема получава от трансформатора Tr2 от токозахранващия блок за входното и драйверното стъпало



на крайния усилвател (фиг. 6.25). Включването на това напрежение служи и като сигнал за включване на захранващото напрежение изобщо за усилвателната уредба. В момента на включване на ключа *S* (от фиг. 6.25) кондензаторът *C7* бързо се зарежда,



Фиг. 6.37. Печатна платка за защитната схема



Фиг. 6.38. Монтажна схема за защитната схема

като кондензаторът *C8* подава на входа на *ЛЕ1* за около 1 с лог. „1“. През това време на изхода на *ЛЕ1* има лог. „0“ и транзисторът *T3* е запущен, релето *P1* не е задействувано и токът за първичната намотка на трансформатора от токозахранващия блок за крайното стъпало (фиг. 6.24) трябва да тече през резистора *R*, понеже контактът на релето *P1* е отворен. По този начин става „по-мекото“ включване на трансформатора за крайното стъпало. (Токовете, които протичат в моментите на включване и изключване в трансформатора, са доста по-големи от номиналните и могат да предизвикат повреда.) Червеният светодиод *D18* индикира това състояние.

След около 1 с в изхода на *ЛЕ1* се получава лог. „1“, тран-

зисторът *T3* се отпуща и релето се задействува. Чрез затварянето на контакта *p1* към мрежовия трансформатор от фиг. 6.24 се подава директно мрежовото напрежение. Червеният светодиод *D18* загасва, а светва жълтия светодиод *D19*.

След още около 2 с кондензаторът *C9* се зарежда и подава лог. „1“ на входа на *ЛЕ2*, при което на неговия изход се получава лог. „0“. Това предизвиква появата на лог. „1“ в изхода на *ЛЕ3*, транзисторът *T4* се отпуща и релето *P2* се задействува. Неговият контакт *p2* (фиг. 6.26) свързва високоговорителите към изхода на крайното стъпало. Същевременно светва зеленият светодиод *D20*, а жълтият загасва. По този начин високоговорителите са защитени от евентуални върхови токове, получаващи се при включване на захранването.

След изключване на захранването напрежението върху кондензатора *C7* спада бързо. През резистора *R17* на втория вход на *ЛЕ2* се подава лог. „0“, транзисторът *T4* се запуща и релето *P2* изключва високоговорителите от изхода на усилвателя. Всички светодиоди загасват. Същевременно се изключва и релето *P1*. Необходимо е контактите на *P1* да издържат 10 А/220 V, а контактите на релето *P2* — 16 А/80 V.

Транзисторите *T1* и *T2* изграждат защитата на високоговорителите от поява на постоянно напрежение в изхода на усилвателя. Ако се появи такова напрежение, то един от транзисторите *T1* или *T2* се отпуща и на входа на *ЛЕ2* се получава лог. „0“. Релето *P2* веднага изключва високоговорителите. В този случай зеленият светодиод *D20* изгасва, а жълтият светодиод *D19* светва, което показва, че има повреда.

Графичният оригинал и монтажната схема на печатната платка са показани на фиг. 6.37 и фиг. 6.38.

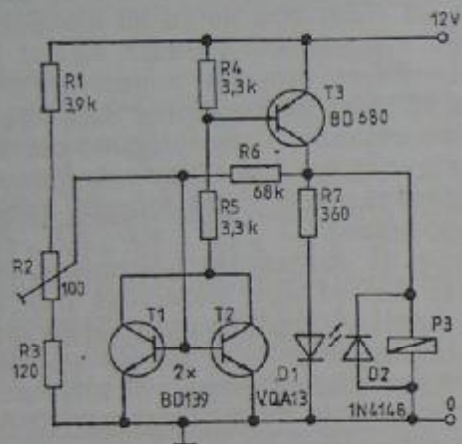
#### 6.2.6. Схема за управление на принудителното охлаждане на крайните транзистори

В съвременните мощни усилватели се използва принудително охлаждане на крайните транзистори, когато температурата им нарасне над допустимата стойност. Това става посредством вентилатори, включвани автоматично от специални схеми. На фиг. 6.39 е показана една такава схема за управление на включването на вентилатор в зависимост от температурата на крайните транзистори, респ. на радиаторите.

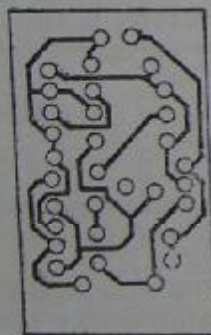
Като термодатчици се използват транзисторите *T1* и *T2*, които се монтират върху радиаторите на крайните транзистори (посредством изолационни шайби и топлопроводяща паста). На-



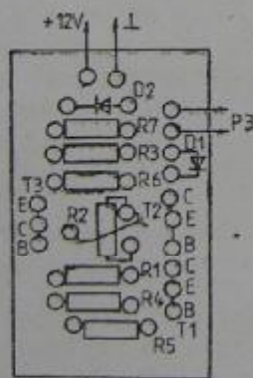
прежението „база—емитер“ на посочения тип транзистори при стайна температура ( $20^{\circ}\text{C}$ ) и при определен от резистора  $R5$  колекторен ток е около  $625\text{ mV}$ . Това напрежение, както е известно, зависи от температурата и намалява с  $2\text{ mV}$  при повишаване на



Фиг. 6.39. Схема за включване на вентилатор



Фиг. 6.40. Печатна платка за схемата за включване на вентилатор



Фиг. 6.41. Монтажна схема за схемата за включване на вентилатор

температурата с  $1^{\circ}\text{C}$ . Посредством донастройващия резистор  $R2$  напрежението на базите на  $T1$  и  $T2$  може да се установи между  $350$  и  $640\text{ mV}$ . Така например, ако чрез  $R2$  е определено преднапрежение  $565\text{ mV}$ , тогава транзисторите ще се отпуснат, когато

температурата им стане  $50^{\circ}\text{C}$ , т. е. когато техните напрежения „база—емитер“ са спаднали до  $565\text{ mV}$ . В такъв случай се отпусна и транзисторът  $T3$  и релето се задействува. Неговият контакт  $p3$  (фиг. 6.24) включва двигателя на вентилатора и това се индикира със светването на светодиода  $D1$ .

Посредством резистора  $R6$  от обратната връзка се реализира известен хистерезис ( $\pm 5^{\circ}\text{C}$ ), без който релето би трептало, когато напрежението „база—емитер“ доближи настроената с  $R2$  стойност.

Елементите от схемата се монтират на малка печатна платка, чийто графичен оригинал е показан на фиг. 6.40, съгласно с монтажната схема от фиг. 6.41.



Приложение

Основни параметри на използваните в схемите транзистори

Биполарни транзистори

Транзистор	Тип	$U_{CEO}$ V	$I_C$ max. A	$P_C$ max. W	$f_{21}$	$f_T$ , MHz
BC107	NPN	45	0,1	0,3	125—500	250
BC108	NPN	20	0,1	0,3	125—900	250
BC141	NPN	100	1	3,7	40—100	50
BC142	NPN	80	1	4	>20	50
BC143	PNP	60	1	4	>20	50
BC161	PNP	60	1	3,7	40—250	50
BC177	PNP	45	0,1	0,3	125—260	130
BC177 A	PNP	45	0,1	0,3	125—260	130
BC182	NPN	60	0,2	0,3	125—260	150
BC212	PNP	60	0,2	0,3	125—260	200
BC237B	NPN	45	0,1	0,3	300	85
BC307B	PNP	45	0,1	0,3	240—500	200
BC414B	NPN	45	0,1	0,3	240—500	250
BC416	PNP	45	0,1	0,3	125—260	200
BC429	NPN	60	0,05	0,225	>10	0,5
BC546	NPN	65	0,1	0,4	>220	300
BC546A	PNP	65	0,1	0,4	>220	300
BC546B	NPN	65	0,1	0,5	330	300
BC547	NPN	45	0,1	0,5	220	300
BC547B	NPN	45	0,1	0,5	330	300
BC548	NPN	30	0,1	0,5	220	300
BC548B	NPN	30	0,1	0,5	330	300
BC550C	NPN	50	0,1	0,5	600	300
BC556	PNP	80	0,1	0,5	220	150
BC556A	PNP	80	0,1	0,5	220	150
BC556B	PNP	80	0,1	0,5	330	150
BC557	PNP	50	0,1	0,5	220	150
BC557B	PNP	50	0,1	0,5	330	150
BC558	PNP	30	0,1	0,5	220	150
BC560C	PNP	50	0,1	0,5	600	300
BC639	NPN	100	1	1	40—160	130
BD131	NPN	70	3	15	>40	60
BD132	PNP	45	3	15	>40	60
BD139	NPN	80	1,5	12,5	40—160	50
BD140	PNP	80	1,5	12,5	40—160	75
BD140A	PNP	80	1,5	12,5	40—160	75
BD239C	NPN	115	2	30	>40	3
BD240C	PNP	115	2	30	>40	3
BD249C	NPN	45	25	3	>30	3
BD250	PNP	45	25	3	>20	3
BD250	NPN	80	4	40	>750	1
BD679	NPN	80	1,5	2	63—250	50
BD830	PNP	80	1,5	2	63—250	50
BD829	NPN	80	1,5	2	63—250	50
BDV67C	NPN	140	16	200	>1000	
BDV66C	PNP	140	16	200	>1000	
BDX66B	PNP	100	16	150	>1000	0,05α

Продължение на приложението

Транзистор	Тип	$U_{CEO}$ V	$I_C$ max. A	$P_C$ max. W	$f_{21}$	$f_T$ , MHz
BDX67C	NPN	120	16	150	>1000	0,05α
BF469	NPN	250	0,1	1,8	>50	60
BF470	PNP	250	0,1	1,8	>50	60
ГТ321А	PNP	60	0,2	0,16	20—60	60
ГТ305А	PNP	75	3	1,2	35—100	20
KD607	NPN	80	10	70	>30	2
KD617	PNP	80	10	70	>30	2
KT315B	NPN	20	0,1	0,15	50—350	250
KT361A	PNP	20	0,02	0,15	20—90	250
KT361F	PNP	20	0,02	0,15	50—350	250
KT503D	NPN	60	0,3	0,5	>40	5
KT605A	NPN	300	0,2	0,4	10—40	80
KT608A	NPN	60	0,4	0,5	20—80	200
KT608B	NPN	60	0,4	0,5	40—160	200
KT807A	NPN	100	0,5	10	15—45	5
KT808A	NPN	120	10	50	10—50	7
KT814Г	PNP	100	1,5	10	>30	3
KT815Г	NPN	100	1,5	10	>30	3
KT818Г	PNP	90	10	60	12	3
KT819Г	NPN	90	10	60	12	3
KT827B	NPN	80	20	125	>750	10
KT825B	PNP	80	20	125	>750	10
KT3108	NPN	25	0,1	0,3	120—800	150
MJ2500	PNP	60	10	150	>1000	
MJ2955	PNP	100	15	150	20—70	
MJ3000	NPN	60	10	150	>1000	
MJE2955	PNP	100	15	150	20—70	0,5
MJE3055	NPN	100	15	115	20—70	
SM2177	PNP	45	0,1	0,3	125—260	130
SM2178	NPN	45	0,1	0,3	125—260	130
SM3159	NPN	200	15	150	55—200	7
SM3160	PNP	200	15	150	35—200	7
TIP141	NPN	80	10	125	>1000	
TIP146	PNP	80	10	125	>1000	
ZTX108	NPN	45	0,1	0,3	>125	115
2N3055	NPN	100	15	115	20—70	0,8
2T3107	NPN	45	0,1	0,3	120—460	150
2T3108	NPN	25	0,1	0,3	120—800	150
2T3157	NPN	45	0,1	0,2	100—460	150
2T3163	NPN	25	0,1	0,2	100—460	150
2T3169	NPN	25	0,1	0,2	180—850	150
2T3501	NPN	20	0,01	0,25	20—150	120
2T3841	PNP	15	0,2	0,15	15—790	300
2T3851	PNP	70	0,1	0,15	>30	50
2T6551	NPN	75	0,5	0,8	26—470	200
2T6821	PNP	60	0,5	0,6	35—470	60



Продължение на приложението  
MOS транзистори

Транзистор	Тип на канала	$U_{DS}$ , V	$I_D$ , A	$P_{max}$ , W	$U_{GS}$ , V	$f_{гр}$ , MHz
BD512	P	60	1,5	10		
BD522	N	60	1,5	10		
BS170	N	60	0,12	0,83		
BS250	P	60	0,25	0,83		
2SJ49	P	140	7	100	$\pm 14$	3
2SJ50	P	160	7	100	$\pm 14$	3
2SJ55	P	180	8	125	$\pm 20$	2
2SK134	N	140	7	100	$\pm 14$	3
2SK135	N	160	7	100	$\pm 14$	3
2SK137	N	180	8	125	$\pm 20$	2

1. Барт, П. Hi-Fi схемотехника. С., Техника, 1979.
2. Досев, К. Електромюзикални инструменти. С., Техника, 1974.
3. Явня, У. Приложение на интегралните операционни усилватели в звукотехниката. С., Техника, 1985.
4. Кинг, Г. Бързо отстраняване на неизправностите в транзисторните устройства. С., Техника, 1977.
5. Клайтън, Д. Експерименти с операционни усилватели. С., Техника, 1983.
6. Клаше, Г., Р. Хофер. Промислени електронни схеми. С., Техника, 1984.
7. Конов, К. Интегралните схеми в практиката. С., Техника, 1978.
8. Конов, К. Кратък справочник по цифрови интегрални схеми. С., Техника, 1986.
9. Лазаров, С. Електронни музикални ефекти. С., Техника, 1984.
10. Малков, Сл. Обща звукотехника. С., Музика, 1976.
11. Попов, И. Крайни усилватели на стереокомплект „Сириус“. — Млад конструктор, 1979, кн. 9.
12. Рачев, Д. Въпроси на Hi-Fi любителя. С., Техника, 1981.
13. Радио, СССР, 1981, 1983.
14. Радио, телевизия, електроника, 1984, 1985.
15. Савов, А. Нискочестотен усилвател 120 W. — Млад конструктор, 1984, кн. 9.
16. Савов, А. Нискочестотни усилватели. — Млад конструктор, 1985, кн. 2.
17. Степаненко, И. Усилители с полевыми транзисторами. М., Сов. радио, 1981.
18. Тюлиев, Н., Я. Стефанов. Серия статии за нискочестотни усилватели. — Млад конструктор, 1982, кн. 5 до кн. 3, 1983.
19. Урбанский, Б. Электроакустика в вопросах и ответах. М., Радио и связь, 1981.
20. Хипков, П. Стереоусилвател „Проект-79“. — Млад конструктор, 1979, кн. 9 до кн. 5, 1980.
21. Шишков, А. Полупроводникова техника. С., Техника, 1979.
22. Шишков, А. Полупроводникова техника. Усилватели и интегрални схеми. С., Техника, 1981.
23. Шишков, А. Транзистори и диоди. С., Техника, 1985.
24. Elektor, 1982, 1984, 1985, 1986.
25. Elektron, 1983.
26. Funkschau, 1980, 1982.
27. Funktechnik, 1982.
28. Praktische Elektronik, 1983.
29. Practical Wireless, 1981.
30. Radio & Electronics World, 1983.
31. Radio Plans, 1985.
32. Radio Fernsehen Elektronik, 1984, 1985.
33. RfM Elektronik Jahrbuch 1981, München, RfM GMBH 1981.
34. Tehnum, 1982, 1983.



Предговор . . . . .	3
Глава 1. Общи сведения за мощните нискофестотни усилватели . . . . .	5
1.1. Основни понятия. Параметри на нискофестотните усилватели . . . . .	5
1.2. Основни схеми на свързване на транзисторите . . . . .	11
1.3. Крайно стъпало. . . . .	15
1.3.1. Режими на работа. . . . .	16
1.3.2. Схеми на двутактни крайни стъпала . . . . .	19
1.3.3. Определяне на параметрите на крайното стъпало . . . . .	21
1.3.4. Топлинен режим на транзисторите . . . . .	24
1.4. Драйверно стъпало. . . . .	25
1.5. Предусилвателно стъпало. . . . .	30
1.6. Отрицателна обратна връзка. . . . .	34
1.7. Изкривявания в нискофестотния усилвател . . . . .	38
1.7.1. Честотни изкривявания. . . . .	38
1.7.2. Нелинейни изкривявания. . . . .	38
1.7.3. Динамични изкривявания. . . . .	41
1.7.4. Интермодуляционни изкривявания. . . . .	43
1.8. Мерки за подобряване на качествата на усилвателите . . . . .	44
1.9. Пример за изчисляване на мощен нискофестотен усилвател . . . . .	50
Глава 2. Схеми на нискофестотни усилватели с биполарни транзистори. . . . .	60
2.1. Захранващи схеми за нискофестотни усилватели . . . . .	60
2.2. Нискофестотен усилвател 10—30 W. . . . .	61
2.3. Нискофестотен усилвател 40—60 W. . . . .	65
2.4. Нискофестотен усилвател 50 W. . . . .	69
2.5. Нискофестотен усилвател 60 W. . . . .	73
2.6. Нискофестотен усилвател 70 W. . . . .	76
2.7. Нискофестотен усилвател 80 W. . . . .	80
2.8. Нискофестотен усилвател 90 W. . . . .	84
2.9. Нискофестотен усилвател 120 W. . . . .	87
Глава 3. Схеми на нискофестотни усилватели с операционни усилватели на входа и биполарни крайни транзистори . . . . .	94
3.1. Нискофестотен усилвател 25 W. . . . .	94
3.2. Нискофестотен усилвател 30 W. . . . .	98
3.3. Нискофестотен усилвател 100 W. . . . .	101
3.4. Нискофестотен усилвател 200 W. . . . .	105
3.5. Нискофестотен усилвател 200 W. . . . .	111
3.6. Мощен усилвател клас A+B . . . . .	114

Глава 4. Нискофестотни усилватели с MOS транзистори в крайното стъпало. . . . .	119
4.1. Нискофестотен усилвател 9 W. . . . .	119
4.2. Нискофестотен усилвател 35 W. . . . .	122
4.3. Нискофестотен усилвател клас A—AB . . . . .	126
4.4. Нискофестотен усилвател 60 W. . . . .	130
4.5. Нискофестотен усилвател 250 W. . . . .	132
Глава 5. Нискофестотни усилватели клас D . . . . .	138
5.1. Общи сведения и принцип на действие . . . . .	138
5.2. Усилвател клас D. . . . .	141
5.3. Мостов нискофестотен D—усилвател за автомобил . . . . .	143
Глава 6. Усилвателни уредби. . . . .	147
6.1. Усилвателна уредба 70 W. . . . .	148
6.1.1. Токозахранващ блок. . . . .	148
6.1.2. Краен мощен усилвател. . . . .	149
6.1.3. Входен предусилвател. . . . .	153
6.1.4. Предусилвател за магнитна грамофонна доза . . . . .	155
6.1.5. Тонкоректор. . . . .	156
6.1.6. Защитна схема за високоговорителите . . . . .	158
6.1.7. Нивондикатор. . . . .	161
6.2. Усилвателна уредба 500 W. . . . .	164
6.2.1. Токозахранващ блок. . . . .	164
6.2.2. Краен мощен усилвател. . . . .	166
6.2.3. Предусилвател. . . . .	169
6.2.4. Тонкоректор. . . . .	170
6.2.5. Защитна схема за високоговорителите . . . . .	173
6.2.6. Схема за управление на принудителното охлаждане на крайните транзистори. . . . .	175
Приложение. . . . .	178
Литература. . . . .	181