

Инж.Стойчо Христов

РЪКОВОДСТВО

**ЗА КУРСОВО ПРОЕКТИРАНЕ И ДИПЛОМНА РАБОТА
По нискочестотни усилватели**

**София
2002 г.**

УВОД

Настоящото ръководство има за цел да облекчи изчисляването на дипломни работи и курсови проекти, представляващи нискочестотни усилватели. За целта са дадени указания за съставяне на блоковата схема на нискочестотен усилвател, както и инженерни методики, представляващи последователни стъпки на извършване на изчисленията за оразмеряване на отделните стъпала. На края са дадени някои справочни данни, като параметри на някои транзистори, стандартния ред от стойности на резистори и кондензатори и данни за някои операционни усилватели.

Теорията на нискочестотните усилватели тук не е разгледана, понеже има твърде много литература по въпроса, част от която е включена в литературната справка.

Оразмеряването на един нискочестотен усилвател представлява определянето на стойностите на всички негови елементи. За целта се следват определени инженерни методики. Започва се със съставяне на техническото задание, в което се залагат входните и изходни параметри на усилвателя. На базата на това задание се съставя блоковата схема, избира се схемата на отделните блокове и те се оразмеряват.

1. СЪСТАВЯНЕ НА БЛОКОВАТА СХЕМА

Блоковата схема на усилвателя се съставя, в зависимост от неговото предназначение и необходимото усилване на сигнала. Тя съдържа различните блокове на усилвателя: крайното стъпало, предусилвателите, устройствата за комутация на сигналите и регулиране на техните нива, устройствата за регулиране на честотната характеристика, източниците за захранване и др.

Блоковата схема служи за съставяне на електрическата схема и подбора на активните елементи.

По принцип, всеки усилвател е съвкупност от свързани по определен начин усилвателни елементи, пасивни компоненти и източник на постоянноотокова електрическа енергия и е предназначено да усилва електрически трептения при запазване на тяхната форма. Процесът на усилване на електрическите сигнали е по своята същност процес на управление на предаването на постоянноотоковата електрическа енергия от източника към товара, като това управление се извършва от по-слаб от изходния електрически сигнал, наречен входен.

По тази причина ориентировъчното изчисление се започва с определянето на коефициента на усилване на мощността в децибели:

$$K_p = 10 \lg \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

където

P_{out} е изходната мощност на усилвателя, а

P_{in} — мощността на сигнала на неговия вход.

Коефициентът на усилване на напрежението се изразява чрез изходното и входното напрежение, но множителят пред логаритъма е 20:

$$K = 20 \lg \frac{U_{out}}{U_{in}}$$

За предусилвателя е важно усилването по напрежение. При съгласуване на източника на сигнала с входа, вътрешното му съпротивление R_i трябва да е равно на входното съпротивление на предусилвателя R_{in} . При това условие усилването по напрежение и по мощност на предусилвателя са свързани помежду си:

$$K_U = 2K_P [\text{dB}]$$

При ориентировъчното изчисление се определя и консумираният ток.

Блоковата схема зависи и от това, дали усилвателят е за моно- или стереовъзпроизвеждане.

Понякога се налага използването на трансформаторна връзка с товара. За компенсиране на загубите в трансформатора трябва да се увеличи P_{out} . Това означава мощността върху товара P_L , да се раздели на КПД на трансформатора $\eta_{тр}$:

$$P_{out} = \frac{P_L}{\eta_{тр}}$$

Стойността на $\eta_{тр}$ зависи от мощността. Препоръчват се следните стойности:

до 10W- $\eta_{тр} \approx 0,75$;

от 10 W до 100 W $\eta_{тр} \approx 0,85$;

над 100 W $\eta_{тр} \approx 0,95$.

При съставянето на блоковата схема се взема под внимание въвеждането на отрицателни обратни връзки. Те намаляват нелинейните и честотните изкривявания, но намаляват и усилването. Това означава, че трябва да се предвиди съответен запас - примерно около 10 dB. При използването на пасивни тонкоректори също е необходим запас по отношение на усилването - около 20 ÷ 25 dB. Този вид тонкоректори изискват предното стъпало да бъде с малко изходно съпротивление, а следващото след тях да бъде с голямо товарно съпротивление. Ако не се спази това условие, характеристиките се отличават значително от зададените. Пред и след тонкоректора обикновено се поставят емитерни повторители или повторители с операционни усилватели.

Съвременните активни елементи са интегрални схеми, които имат достатъчно равномерни честотни характеристики. Същото важи и за по-голямата част от транзисторите. Освен това, съвременните източници на сигнал като касетни декове и CD също се характеризират с равномерни честотни характеристики. По тази причина не се налага използването на вериги за корекция.

Съставянето на блоковата схема е свързано с ориентировъчни изчисления. Това означава, че могат да се правят корекции и тя да претърпи определени промени при пълното електрическо изчисляване на усилвателя. Много е полезно да се разполага с информация за известни решения, както и да се разчита на собствен опит.

Необходимо е да се определи броят на стъпалата. За целта се изчислява коефициентът на усилване. Може да се спази следният ред:

1. Определя се коефициентът на усилване на мощността K_p . Изходната мощност P_{out} е известна. Входната мощност може да се изчисли, като се използва известната формула от електротехниката.

$$P_{in} = \frac{E_{in}^2}{4R_i}$$

При съгласуване $R_i=R_{in}$ на входа постъпва половината от електродвижещото напрежение, т. е. $E_m/2$. При повдигането му на квадрат в знаменателя на израза за P_{in} се появява числото 4.

Вече е възможно да се изчисли K_p .

За крайния усилвател може да се предвиди усилване на мощността $30 \div 40$ dB. То съответства на отношение P_{out}/P_{in} от 1000 до 10 000 пъти. Мощността на предусилвателя ще бъде много малка спрямо изходната мощност. Трябва да се забележи, че при $P_{out}=(0,5 \div 1)W$ за K_p може да се приемат и 20 dB.

2. Усилването от предварителните стъпала е разликата от общото усилване и усилването на крайния усилвател, изразено в децибели:

$$K_{P_{пр.}} = K_p - K_{P_{кр.}}$$

3. Броят n на стъпалата в предусилвателя се определя, като се вземе под внимание, че стъпало с операционен усилвател усилва напрежението около 40 dB, а стъпалото с биполярен транзистор — около 30 dB. За целта най-напред $K_{P_{пр.}}$ трябва да се приведе към усилване по напрежение, като се удвои:

$$K_{U.P_{пр.}} = 2K_{P_{пр.}}$$

и тогава за броя на стъпалата получаваме:

$$n = \frac{K_{U.P_{пр.}}}{30 \div 40}$$

Някои микрофонни предусилватели са с полеви транзистори. Усилването на напрежението от тях е само няколко единици, но входното съпротивление е много голямо, а входният ток - пренебрежимо малък. Това е желателно при използване на кондензаторен или пиезо-микрофон.

Другият начин за определяне броя на стъпалата е, като се започне от изхода и се определя необходимия общ коефициент на усилване по напрежение.

Най-напред определяме напрежението върху товара:

$$U_{Lm} = \sqrt{2P_L R_L}$$

Тогава коефициентът на усилване на целия усилвател е:

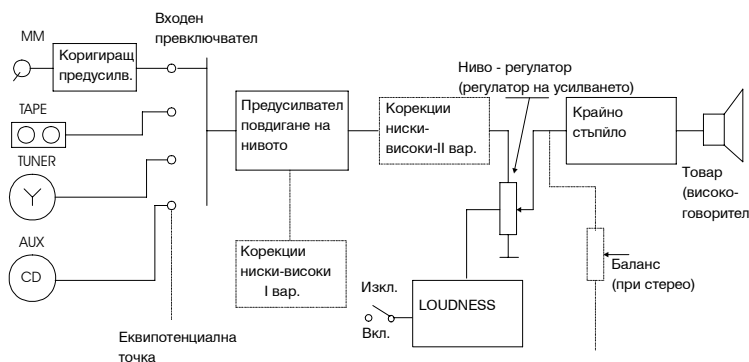
$$k_U = \frac{U_{Lm}}{U_{in}}$$

Или в децибели:

$$k_{UdB} = 20 \lg k_U [dB]$$

Определянето на броя на стъпалата става както по-горе, като се има пред вид, че усилването по напрежение на крайното стъпало е от 6 до 30 dB в зависимост от схемното решение.

На фиг.1 е показана блоковата схема на пълен (включващ коригиращ предусилвател за магнитна доза и корекции ниски-високи) Н.Ч. усилвател. Ниво-регулатора е снабден с физиологична корекция (LOUDNESS),



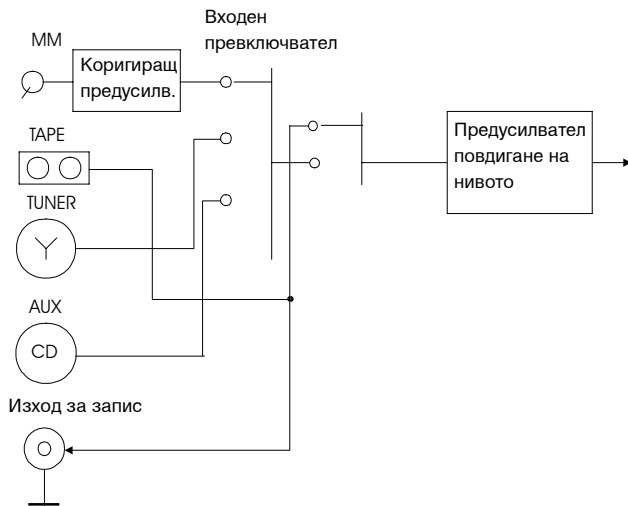
Фиг.1

която може да се изключва. Корекциите ниски-високи могат да се осъществят след “повдигача на ниво” или да бъдат интегрирани в него, което е по-добрия вариант. Единствената задача на крайното стъпало е да усилва по мощност. Там не е желателно да се правят каквито и да е корекции, тъй като това увеличава нелинейните изкривявания за честотните обхвати, подлежащи на коригиране. Ниво регулаторът може да бъде поставен и по-напред (например, след превключвателя), но това би влошило отношението сигнал/външни смущения.

Важен блок в схемата е т.нар. входен превключвател. Той освен, че избира желанния източник, но и представлява екивипотенциална точка. В тази точка всички източници трябва да имат едно и също ниво (с точност до $\pm 10\%$).

В миналото след всеки сигнален източник се поставяше сервизен потенциометър за точно нагласяване. Сега това не е необходимо, тъй като нивата са стандартизирани на 150 mV, независимо от източника. Много от източниците имат и собствен регулатор на подаваното към Н.Ч. усилвател ниво. А най-добрите от тях имат и положение “пресет”, в което нивото в изхода им е стандартно. До средата на 80^{те} години имаше “двустандартие” по отношение на екивипотенциалната точка. Някои европейски фирми правеха входната чувствителност 0,5-0,775V, докато водещите фирми приеха по-висока чувствителност-0,15V, като от сигналния източник нивото можеше да бъде увеличено до 0,3-0,5V (това е особено важно за касетните и ролкови декаве, където изходното ниво зависи от нивото на записа). Съвременните сигнални източници (CD-плеъри, DAT и DVD) също се подчиняват на този стандарт.

Отделен блок представлява коригиращия предусилвател за магнитна доза, чиито функции и необходимост са разгледаване в съответния раздел. Неговото изходно ниво трябва да бъде равно на това в екивипотенциалната точка.



Фиг. 2

Висококачествените усилватели имат и т.нар. изход за запис (на касетен или ролков дек). За целта те са снабдени с още един входен превключвател-“TAPE”, за да се изключи подаването на сигнала от дека към неговия вход (фиг.2). Нивото за запис е същото както в екивипотенциалната точка (0,15V), с което са съобразени всички декаве. Както се вижда от схемата на фиг.2, за запис може да бъде подаден който и да е от входните сигнали (избран от входния превключвател), без сигнала “TAPE”. От друга страна с превключвателя “TAPE” може да бъде избран само вида “TAPE” без да се пречи на записа. Това е много удобно когато се прави запис на триглав дек, при което може да се контролира правещия се в момента запис чрез бутон “TAPE”, който в случая играе ролята на превключвател “TAPE-SOURCE”.

2. ОРАЗМЕРЯВАНЕ НА УСИЛВАТЕЛЯ НА МОЩНОСТ

1. *Избор на схема на усилвателя.* Обикновено за мощности до няколко десетки вата (напр. до 25 W) се предпочитат схеми, изградени с интегрални мощни усилватели. За средни и големи мощности (напр. от 50 до 200 W) се използват схеми с дискретни усилвателни елементи.

Когато товарът е с малко съпротивление, а захранващото напрежение може да се избере произволно, най-подходящо е крайното стъпало да се реализира по двутактна безтрансформаторна схема. При зададено захранващо напрежение понякога е наложително да се избере трансформаторна схема за крайното стъпало. Използват се и мостови схеми.

На фиг. 3 е показана една често използвана основна схема на усилвател на мощност с безтрансформаторно двутактно крайно стъпало (T_1, T_2, T_3, T_4), работещо в режим АВ, и с предусилвателна част, съдържаща драйверно стъпало (T_5, T_6) и диференциален усилвател (T_7, T_8). Драйверното стъпало е по схема с динамичен товар, като ролята на динамичен товар се изпълнява от транзистора T_6 , свързан по схема на генератор на ток-т.е., токът през него не зависи от товара в широки граници на изменение на последния. Предимството на това стъпало е възможността да се получи значително усилване по напрежение, като при това се осигурява необходимият ток на стъпалото. Диодите $D_1 \div D_4$ осигуряват необходимото напрежение между базите на крайните транзистори, за да се осигери режим клас АВ. Всеки диод компенсира по един P-N преход на краен транзистор, и ако крайните транзистори са само 2 (при положение, че тяхното усилване по ток е достатъчно голямо, за да може да се осигури базовият им ток от драйверното стъпало), диодите ще бъдат също само 2. Ако намалим броя на диодите, се намалява тока на празен ход, но се увеличават нелинейните

изкривявания, понеже режимът се приближава до чист клас В и транзисторите при малки сигнали работят в нелинейната част на характеристиката.

При този тип схеми проектирането продължава, както следва:

Пример 2.1 : да се оразмери усилвател с мощност 30 W и номинално товарно съпротивление 8 Ω

2. Определяне на амплитудата на напрежението върху товара U_{Lm} :

$$U_{Lm} = \sqrt{2P_L R_L} = \sqrt{2 \cdot 30 \cdot 8} = 21,9V \quad (1)$$

3. Определяне на амплитудата на тока през товара I_{Lm} :

$$I_{Lm} = \frac{2P_L}{U_{Lm}} = \frac{2 \cdot 30}{21,9} = 2,74A \quad (2)$$

4. Избор на захранващо напрежение U_{CC}

$$U_{CC} = U_{Lm} + U_{R1,2} + U_{BE_{max1,2}} + U_{BE_{max3,4}} + U_{CE_{min5,6}} + U_{R5,6} \quad (3)$$

Където $U_{R1,2}$, $U_{BE_{max1,2}}$, $U_{BE_{max3,4}}$, $U_{CE_{min5,6}}$ и $U_{R5,6}$ се определят при максималната амплитуда на изходното напрежение и представляват съответно:

- падът върху резистора R_1 или R_2 (избира се така, че да не превишава 10% от U_{Lm})
- максималното напрежение на емитерния преход на T_1 или T_2 (приема се около $0,7 \div 1V$)
- максималното напрежение на емитерния преход на T_3 или T_4 (приема се около $0,6 - 0,8 V$);
- минималното напрежение между колектора и емитера на T_5 или T_6 (приема се около $1 V$) и
- падът върху R_5 или R_6 (избира се около $1 \div 3 V$). При захранване от нестабилизирани източници изчислената с (9.3) стойност трябва да се увеличи с около 10 %.

Като заместим в (3) получаваме:

$$U'_{CC} = 21,9 + 2 + 0,8 + 0,7 + 1 + 2 = 28,4V$$

При нестабилизирани захранване тази стойност трябва да се увеличи с 10%. Тогава получаваме:

$$U_{CC} = 1,1U'_{CC} = 1,1 \cdot 28,4 = 31,24$$

Приемаме $U_{CC} = 32 V$.

5. Избор на началния колекторен ток (при покой) $I_{C1,2}$ на транзисторите T_1 и T_2 :

$$I_{C1,2} \geq 5 \frac{U_T}{R_L} \quad (4)$$

където топлинният потенциал U_T се приема около 25 mV. Обикновено $I_{C1,2}$ превишава 1 - 5 % от I_{Lm} .

$$I_{C1,2} \geq 5 \frac{U_T}{R_L} = \frac{5 \cdot 25 \cdot 10^{-3}}{8} = 0,156A$$

6. Определяне на максималната загубна мощност $P_{C_{max1,2}}$ която се разсейва в колекторния преход на всеки от транзисторите T_1 и T_2 :

$$P_{C_{max1,2}} = 0,1 \frac{U_{CC}^2}{R_L} + I_{C1,2} U_{CC} = 0,1 \frac{32^2}{8} + 0,156 \cdot 32 = 13,3W \quad (5)$$

7. Избор на транзисторите T_1 и T_2 Тези транзистори трябва да бъдат комплементарна двойка с възможно най-близки параметри. Изборът на типа им става въз основа на следните величини:

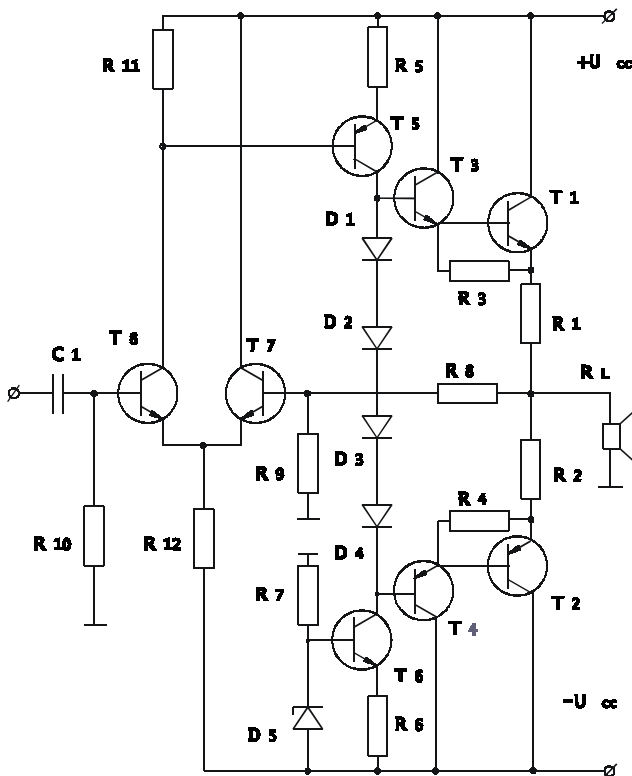
а. Допустимо напрежение между колектор и емитер

$$U_{CE_{max1,2}} \geq U_{CC} + U_{Lm} = 32V + 21,9V = 53,9V + 10\% = 59,3V \quad (6)$$

б. Допустим колекторен ток $I_{C_{max}}$

$$I_{C_{max1,2}} \geq i_{C_{max1,2}} = I_{Lm} = 2,74A \quad (7)$$

в. Допустима загубна мощност P_{tot} :



Фиг.3

$$P_{tot1,2} = \frac{T_{jmax} - T_{nom}}{R_{thjc}} = \frac{150 - 25}{2,3} = 54,3W \quad (8)$$

където T_{jmax} максимално допустимата температура на колекторния преход на транзисторите и се приема около 150 °С (за силициеви транзистори), а T_{nom} - номиналната температура на корпуса на транзисторите, при която те могат да разсейват мощност P_{tot} , и обикновено е 25 °С. Топлинното съпротивление между колекторния преход и корпуса на транзисторите R_{thjc} се определя въз основа на съотношението

$$R_{thjc} = (0,3 \div 0,7) R_{thja} \quad (9) \quad R_{thjc} = (0,3 \div 0,7) 6,77 = 0,35.6,77 = 2,3$$

Топлинното съпротивление между колекторния преход и околната среда R_{thja} се намира с помощта на израза

$$R_{thja} = \frac{T_{jmax} - T_a}{P_{cmax1,2}} = \frac{150 - 60}{13,3} = 6,77 \quad (10)$$

където T_a е температурата на околната среда, в която работят транзисторите, и ако не е зададена, се приема не по-висока от 60 - 70 °С.

г. Честота на преминаване f_T :

$$f_{T1,2} = (5 \div 10) \frac{f_h}{\sqrt{M_{h1,2}^2 - 1}} = (5 \div 10) \frac{18000}{\sqrt{1,12^2 - 1}} = 178 \div 357 \quad \text{kHz} \quad (11)$$

където $M_{h1,2}$ е част от общия коефициент M_h , която беше избрана по-горе.

За постигането на добра надеждност се препоръчва U_{CEmax} , I_{Cmax} , f_T и P_{tot} на избраните транзистори да превишават с няколко десетки процента получените с (6), (7), (8) и (11) стойности. Освен това коефициентът на усилване по ток $h_{21T1,2}$ на тези транзистори трябва да бъде колкото е възможно по-голям.

Избираме от справочника транзисторите T_1 и T_2 по условията, определени по-горе:

	T_1 :	T_2 :
Тип:	2Т7635	2Т7636
Проводимост:	NPN	PNP
U_{CEmax}	60V	60 V
I_{Cmax}	8A	8 A
f_T	3 MHz	3 MHz
h_{21E}	20	20
P_{tot}	60 W	60 W

8. *Оразмеряване на охлаждащия радиатор на всеки от транзисторите T_1 и T_2 .* Най-напред се определя топлинното съпротивление между корпуса на транзисторите и околната среда R_{thca} :

$$R_{thca} = R_{thja} - R_{thjc} = 6,77 - 2,3 = 4,47 \quad (12)$$

като за R_{thja} се замества намерената с (10) стойност, а R_{thjc} се отчита от справочника за избрания тип транзистори. Ако в справочника е дадена само стойността на P_{tot} - R_{thjc} се определя въз основа на (9). След това се намира топлинното съпротивление на охлаждащия радиатор R_{thra} .

$$R_{thra} = R_{thca} - R_{thcr} = 4,47 - 0,3 = 4,17 \quad (13)$$

Таблица 1

Материал	Дебелина, μm	$R_{thcr}, K/W$
Слюда	50	0,4
Слюда	100	0,6
Гетинакс	100	0,8
Полиестер	36	0,5

където топлинното съпротивление между корпуса на транзистора и радиатора R_{thcr} приема 0,2 ÷ 0,4 K/W (най-голямата стойност се приема, когато се предвижда радиаторът да бъде с анодирана повърхност). Ако между корпуса на транзистора и радиатора трябва да се монтира електроизолираща пластина, R_{thcr} е по-голямо и стойността му за някои материали и дебелини на пластината може да бъде отчетена от табл. 1

(данните от таблицата са валидни, ако двете страни на пластината са намазани с топлопровеждаща паста).

Въз основа на определената с (13) стойност на R_{thra} се избира подходящ радиатор. Това става, като от справочник за готови радиатори се подбират материалът, профилът и размерите му. Боядисването на радиатора с черен или жълт нитроцелулозен лак може да доведе до намаляване на R_{thra} с около 25 %.

Ако не се разполага с подходящ готов радиатор, може да се използва метална плоча, чиято площ S се определя с помощта на израза

$$S = \frac{650C}{R_{thra} - \frac{3,3\sqrt{C}}{\sqrt{G_{th}d}}} = \frac{650 \cdot 0,43}{4,17 - \frac{3,3\sqrt{0,43}}{\sqrt{2,14}}} = 86 \text{ cm}^2 \quad (14)$$

където

G_{th} е топлинната проводимост на материала в W/K.cm (със стойност 3,8 за мед, 2,1 за алуминий и 1,1 за месинг);

a - дебелината на плочата в mm;

C - корекционен коефициент, зависещ от разположението и повърхността на плочата (със стойност 0,85 при вертикално и 1,0 при хоризонтално разположение на небоядисана плоча и 0,43 при вертикално и 0,5 при хоризонтално разположена боядисана в черно плоча). Изразът (9.14) е валиден, ако транзисторът е монтиран в средата на плоча с приблизително квадратна форма. В него за R_{thra} се замества получената с (9.13) стойност в K/W, а S се получава в cm^2 .

9. Определяне на R_1 и R_2 :

$$R_1 = R_2 = \frac{U_{R1,2}}{I_{Lm}} = \frac{2}{2,74} = 0,73\Omega \quad (15)$$

където за $U_{R1,2}$ и I_{Lm} се заместват определените в стъпка 3 и 4 стойности.

Избираме стандартна стойност 0,82 Ω .

10. Определяне на R_3 и R_4 :

$$R_3 = R_4 = \frac{U_{BE1,2}}{(0,1 \div 0,2)i_{Bmax1,2}} = \frac{0,7}{0,1 \cdot 0,137} = 51\Omega \quad (16)$$

където напрежението на емитерния преход на T_1 и T_2 при липса на сигнал $U_{BE1,2}$ се избира 0,5 - 0,7 V, а максималният базов ток на тези транзистори $i_{Bmax1,2}$ отчита чрез графични построения от статичните им характеристики, ако такива са налице, или се определя чрез израза:

$$i_{Bmax1,2} \approx \frac{i_{Cmax1,2}}{h_{21T1,2}} = \frac{2,74}{20} = 0,137A \quad (17)$$

като за $i_{Cmax1,2}$ се замества намерената в (7) стойност.

Избираме стандартна стойност $R_3 = R_4 = 56\Omega$.

11. Избор на транзисторите T_3 и T_4 . Те също са комплементарна двойка транзистори и изборът им се извършва подобно на избора на T_1 и T_2 . За целта най-напред се определят началният и максималният колекторен ток $I_{C3,4}$ и $i_{Cmax3,4}$:

$$I_{C3,4} \approx \frac{I_{C1,2}}{h_{21T1,2}} + \frac{U_{BE1,2}}{R_{3,4}} = \frac{15,6 \cdot 10^{-3}}{20} + \frac{0,7}{56} = 0,0133A \quad (18)$$

$$i_{Cmax3,4} \approx i_{Bmax1,2} + \frac{u_{BEmax1,2}}{R_{3,4}} = 0,137 + \frac{0,8}{56} = 0,104A \quad (19)$$

Определя се и максималната загубна мощност $P_{cmax3,4}$

$$P_{cmax3,4} = 0,1 \frac{U_{CC}^2}{h_{21T1,2} R_L} + I_{C3,4} U_{CC} = 0,1 \frac{32^2}{20 \cdot 8} + 0,0133 \cdot 32 = 1,066W \quad (20)$$

и се задава $M_{h3,4}$ като част от общия коефициент M_h . Освен това се приема, че $U_{Cemax3,4} \approx U_{Cemax1,2}$. След това с изрази, подобни на (6) - (11), се определят величините, необходими за избора на T_3 и T_4 .

а. допустимо напрежение между колектор и емитер U_{CEmax} :

$$U_{Cemax3,4} = U_{CEmax1,2} \geq 59,3V$$

б. допустим колекторен ток I_{Cmax} :

$$I_{Cmax3,4} \geq i_{Cmax3,4} = 0,104A$$

в. допустима загубна мощност P_{tot} :

$$P_{tot1,2} = \frac{T_{jmax} - T_{nom}}{R_{thjc}} = \frac{150 - 25}{25,3} = 4,94W$$

$$R_{thjc} = (0,3 \div 0,7) R_{thja} = 0,3 \cdot 84,4 = 25,3$$

$$R_{thja} = \frac{T_{jmax} - T_a}{P_{cmax3,4}} = \frac{150 - 60}{1,066} = 84,4$$

г. Честота на преминаване f_T :

$$f_{T1,2} = (5 \div 10) \frac{f_h}{\sqrt{M_{h1,2}^2 - 1}} = (5 \div 10) \frac{18000}{\sqrt{1,12^2 - 1}} = 178 \div 357 \text{ kHz}$$

където $M_{h1,2}$ е част от общия коефициент M_h .

Избираме от справочника транзисторите T_3 и T_4 по условията, определени по-горе:

	За T_3 :	За T_4 :
Тип:	2Т9139В	2Т9140В
Проводимост:	NPN	PNP
U_{CEmax}	80V	80 V
I_{Cmax}	1A	1 A
f_T	3 MHz	3 MHz
h_{21E}	60	60
P_{tot}	8 W	8 W

12. Избор на транзисторите T_5 и T_6 . Те също са комплементарна двойка транзистори, които обикновено са маломощни и са с достатъчно висока честота на преминаване. Ето защо изборът им се извършва само въз основа на величините

$$U_{CEmax5,6} \approx 2U_{CC} \approx 2.32V \approx 64V$$

$$I_{Cmax5,6} = (1,5 \div 2)I_{C5,6} = (1,5 \div 2)10 \cdot 10^{-3} = 2.10 \cdot 10^{-3} = 0,02A \quad (21)$$

Избираме $I_{Cmax5,6} = 0,03A$, като токът на покой на T_5 и T_6 се избира от условието:

$$I_{C5,6} = (3 \div 5)I_{Bmax3,4} = (3 \div 5)1,73 \cdot 10^{-3} = 5,2 \div 8,67 \cdot 10^{-3} A \quad (22)$$

избираме $I_{C5,6} = 8 \cdot 10^{-3} A$

Максималният базов ток $i_{Bmax3,4}$ на T_3 и T_4 се отчита чрез графични построения от статичните характеристики на тези транзистори, а ако такива липсват, се определят с израза

$$i_{Bmax3,4} = \frac{i_{Cmax3,4}}{h_{21T3,4}} \approx \frac{0,104}{60} \approx 1,73 \cdot 10^{-3} A$$

Избираме от справочника транзисторите T_5 и T_6 съгласно горните условия:

	За T_6	За T_5
Тип:	BC 450	BC 449
Проводимост:	NPN	PNP
U_{CEmax}	100 V	100 V
I_{Cmax}	0,2 A	0,2 A
f_T	200 MHz	200 MHz
h_{21E}	150	150
P_{tot}	0,2 W	0,2 W

13. Определяне на R_5 и R_6 :

$$R_5 = R_6 = \frac{U_{R5,6}}{I_{C5,6}} = \frac{2V}{8 \cdot 10^{-3} A} = 250\Omega \quad (23)$$

където за $U_{R5,6}$ и $I_{C5,6}$ се заместват определените в т. 4 и 12 стойности.

Избираме стандартна стойност 220 Ω .

14. Избор на диодите D_1 - D_4 . Те са маломощни диоди и изборът им се извършва главно въз основа на максималния ток I_{Dmax} протичащ през тях, който се определя с израза

$$I_{Dmax1-4} \approx I_{Cmax5,6}$$

$$I_{Dmax1-4} \approx 0,03A$$

Избираме диодите $D_1 - D_4$ отговарящи на условията, поставени по-горе: тип 1N4002 100V/1A

15. Избор на диода D_5 . Той е ценеров диод, който се избира въз основа на напрежението на ценеровия пробив U_{Z5} чиято необходима стойност се определя с израза:

$$U_{Z5} = U_{BE5,6} + U_{R5,6} = 0,7 + 2 = 2,7V \quad (24)$$

където за $U_{BE5,6}$ се приема 0,6 - 0,7V.

Избираме диода D_5 отговарящ на горните условия: тип KZ140 (Si)-ценеров

$$U_Z = 2,8V$$

$$I_D = 90mA$$

16. Определяне на R_7 :

$$R_7 \approx \frac{U_{CC} - U_{Z5}}{I_{D5}} = \frac{32 - 2}{0,06} = 500\Omega \quad (25)$$

където I_{D5} е номиналният ток на избрания диод D_5 .

Избираме стандартна стойност 470 Ω .

17. Избор на транзисторите T_7 и T_8 . Те са маломощни транзистори с достатъчно висока честота на преминаване (напр. няколко пъти по-висока от f_h). Избират се главно въз основа на напрежението $U_{C_{\max 7,8}}$ което се определя с израза

$$U_{C_{\max 7,8}} \approx 2U_{CC}$$

$$U_{C_{\max 7,8}} \approx 2.32 \approx 64V$$

Избираме транзисторите T_7 и T_8 по горните условия:

тип - BC117 - силициев, NPN

$$U_{CE} = 120V$$

$$I_C = 200mA$$

$$f_T = 40MHz$$

$$P_{tot} = 300mW$$

$$h_{21} = 30$$

18. Определяне на R_{11} :

$$R_{11} = \frac{U_{BE5,6} + U_{R5,6}}{I_{C7,8}} = \frac{0,7 + 2}{0,001} = 2,7 \cdot 10^3 = 2,7k\Omega \quad (26)$$

където колекторният ток при покой $I_{C7,8}$ на T_7 и T_8 се избира равен на един или няколко милиампера, а за $U_{BE5,6}$ и $U_{R5,6}$ се заместват приетите в (15) и (4) стойности.

19. Определяне на R_{12} :

$$R_{12} = \frac{U_{CC} - U_{BE7,8}}{2I_{C7,8}} = \frac{32 - 0,7}{2 \cdot 0,001} = 15650\Omega = 15,65k\Omega \quad (27)$$

където $U_{BE7,8}$ се приема 0,6 - 0,7 V, а за $I_{C7,8}$ се замества избраната в т. 18 стойност.

Избираме стандартна стойност 15k Ω .

20. Определяне на R_9 и R_{10} . Съпротивлението на тези резистори се избира така, че падът върху тях при протичането на базовите токове в работната точка на T_7 и T_8 да е незначителен. То обикновено е няколко килоома.

Избираме $R_9 = R_{10} = 10k\Omega$

21. Определяне на R_8 :

$$R_8 = R_9 (A_F - 1) = 10 \cdot (94 - 1) = 940k\Omega \quad (28)$$

Избираме стандартна стойност 1M Ω

където A_F е коефициентът на усилване по напрежение на обхванатия с отрицателна обратна връзка усилвател. Този коефициент се определя с израза

$$A_F = \frac{A}{F} = \frac{1885}{20} = 94,25 \quad \text{пъти} \quad (29)$$

където A е коефициентът на усилване по напрежение на усилвателя без обратна връзка, а F - дълбочината на обратната връзка, която може да се избере от различни съображения, но най-често се определя в зависимост от зададения коефициент на нелинейни изкривявания (вж. т. 34). За схемата от фиг. 9.1 коефициентът на усилване A се намира с помощта на приблизителния израз

$$A \approx \frac{1}{2} (S_{5,6} \cdot R_{11} \cdot h_{21T1,2} \cdot h_{21T3,4}) \frac{R_L}{R_5} = 0,5 \cdot 3210^{-3} \cdot 2,7 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 60 \cdot \frac{8}{220} = 1885 \quad (30)$$

където $S_{7,8}$ е стръмността на T_7 и T_8 .

22. Определяне на консумираната от токозахранващите източници мощност P_{CC}

$$P_{CC} \approx \frac{2}{\pi} (i_{C_{\max 1,2}}) U_{CC} = 0,637(2,74)32 = 55,85W \quad (31)$$

23. Определяне на коефициента на полезно действие η :

$$\eta = \frac{P_L}{P_{CC}} = \frac{30}{55,85} = 0,537 = 53,7\% \quad (32)$$

24. Определяне на коефициента на нелинейни изкривявания k_h' . Нелинейните изкривявания се предизвикват главно от крайното (T_1 - T_4) и драйверното (T_5 - T_6) стъпало:

$$K_h' \approx K_{h1,2} + K_{h3,4} + K_{h5,6} \quad (33)$$

Чрез (9.37) се намира общият коефициент k_h' и въз основа на него може да се определи необходимата дълбочина на отрицателната обратна връзка:

$$F = \frac{k_h'}{k_h} = \frac{10}{0,5} = 20 \quad (34)$$

където k_h , е зададената стойност на коефициента на нелинейни изкривявания. Когато не се разполага със статичните характеристики на използваните транзистори, за k_h' се задава стойност от няколко до около 10 %.

25. Определяне на амплитудата на входното напрежение U_{im}

$$U_{im} = \frac{U_{Lm}}{A_F} = \frac{21,9}{95} = 0,23V = 230mV \quad (35)$$

където A_F се замества с определената от (9.33) стойност.

24. Определяне на кондензатора в обратната връзка C_1

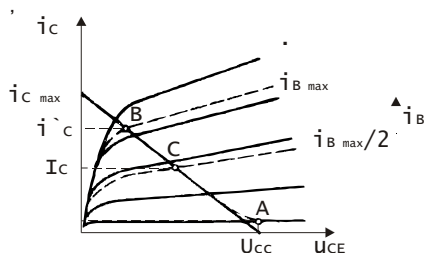
$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_0 R_9} = \frac{1}{2\pi 30 \cdot 10000} = 0,53\mu F \approx 1\mu F \quad (36)$$

25. Определяне стойността на входния кондензатор C_2 :

$$C_2 \geq \frac{1}{2\pi f_H R_8 \sqrt{M_{H1}^2 - 1}} = \frac{1}{2\pi 30 \cdot 10 \cdot 10^3 \sqrt{1,12^2 - 1}} = 1 \cdot 10^{-6} F \quad (37)$$

Приемаме стандартна стойност $1 \mu F$.

За намирането на k_h може да се използва методът на петте ординати. Тъй като драйверното стъпало е с динамичен товар и има голямо изходно съпротивление, при определянето на $k_{h1,2}$ и $k_{h3,4}$ се приема, че T_1 и T_2 съответно T_3 и T_4 се управляват по ток и влиянието на нелинейността на входните характеристики на тези транзистори силно намалява. Тогава се използват само изходните характеристики (фиг. 4), върху които се начертава товарна права с наклон, съответстващ на R_L за T_1 и T_2 и на $h_{21T1,2}$ за T_3 и T_4 . На ординатната ос се нанася намерената с (7) или (19) стойност на i_{Cmax} на съответните транзистори. В т. В се отчита стойността на i_{Bmax} след това от т. С и стойността на тока i'_C отговарящ на $i_{Bmax} / 2$. В зависимост от степента на еднаквост на параметрите на комплементарните транзистори се приема стойност на коефициента на несиметрия между двете рамена на двутактната схема b ($b = 0,05 \div 0,4$) и с помощта на следните изрази се определят



Фиг. 4

необходимите за изчисленията стойности на тока:

$$\begin{aligned} i_{max} &= (1+b)i_{Cmax} \\ i_{min} &= -(1-b)i_{Cmax} \\ i' &= (1+b)i'_C \\ i'' &= -(1-b)i'_C \\ I' &= 2bI_C \end{aligned} \quad (38)$$

където I_C е началният колекторен ток, определен с (4) или (18). Накрая се изчисляват амплитудите на хармоничните съставки с първите четири поредни номера:

$$\begin{aligned} I_{1m} &= \frac{1}{3}(i_{max} - i_{min} + i' - i'') \\ I_{2m} &= \frac{1}{4}(i_{max} + i_{min} - 2I') \\ I_{3m} &= \frac{1}{6}[i_{max} - i_{min} - 2(i' - i'')] \\ I_{4m} &= \frac{1}{12}[i_{max} + i_{min} - 4(i' + i'') + 6I'] \end{aligned} \quad (39)$$

след което се определят $k_{h1,2}$ и $k_{h3,4}$ с помощта на израза:

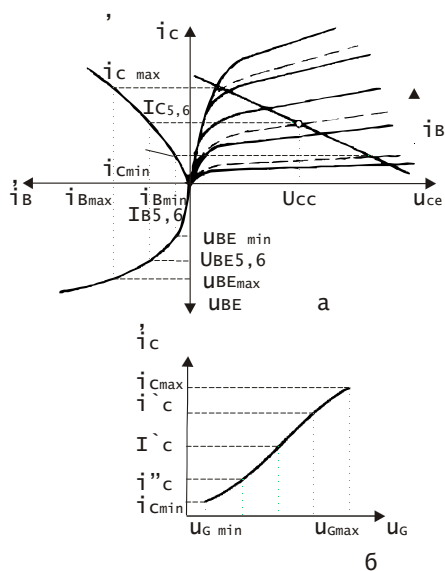
$$k_{h1,2(3,4)} = \frac{\sqrt{I_{2m}^2 + I_{3m}^2 + I_{4m}^2}}{I_{1m}} \quad (40)$$

При определяне на $k_{h5,6}$ е необходимо да се построи проходната характеристика на драйверното стъпало, тъй като входното му съпротивление е съизмеримо с изходното съпротивление на диференциалния усилвател. Тя представлява зависимостта

между колекторния ток i_C и управляващото напрежение на входа на стъпалото u_G което се определя с израза:

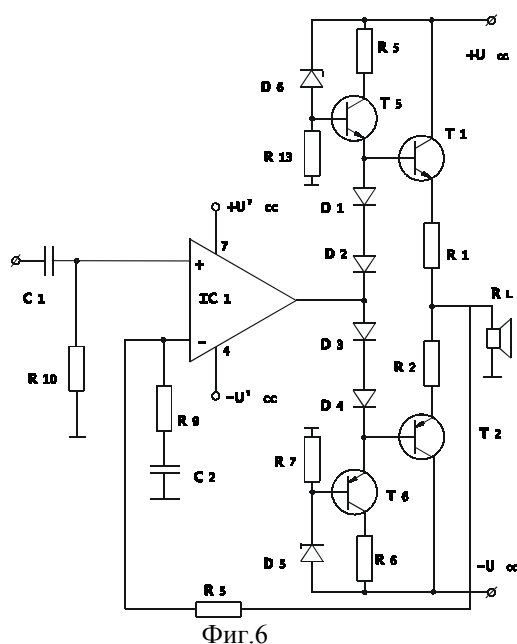
$$u_G = i_B R_G + u_{BE} \quad (41)$$

За построяването ѝ върху изходните статични характеристики на T_5 (фиг. 5 а) през точката с координати $i_C = I_{C5,6}$ и $u_{CE} \approx U_{CC}$ се прекарва товарна права с наклон, съответстващ на съпротивление



Фиг. 5

$h_{21T1}h_{21T3}R_L$. След това, като се използват пресечните точки на товарната права със семейството статични характеристики, се построява динамична характеристика $i_C(i_B)$. Задава се достатъчно голям брой стойности на



Фиг. 6

множество варианти на усилватели на мощност. Проектирането им обаче в общи линии се извършва по гореизложената последователност. На фиг. 6, 7 и 8 са показани три такива варианта.

При схемата от фиг. 6 усилването по напрежение се осъществява от операционен усилвател. Тази схема усилва само променливотокови сигнали и е с по-малка изходна мощност, тъй като транзисторите на крайното стъпало не са съставни. При използването на съответните изрази, напр. (3), (23), (37) и др., трябва да се отчита, че в схемата липсват транзисторите T_3 и T_4 . Понеже диференциалният усилвател е заменен с операционен усилвател, което обстоятелство трябва да се отрази в (34), обикновено F е достатъчно голяма, за да се изпълни условието (42), и A_F може да се определи не въз основа на (33), а с помощта на (43) при зададено u_i . Резисторът R_{10} определя входното съпротивление на усилвателя. Тук R_8 се избира равно на R_{10} , а R_9 се определя чрез

израза

$$R_9 = \frac{R_8}{A_F - 1} \quad (44)$$

При изчисляването на C_1 и C_2 се използват изразите

$$C_1 \geq \frac{1}{2\pi f_b R_{10} \sqrt{M_{b1}^2 - 1}} \quad (45)$$

$$C_2 \geq \frac{1}{2\pi f_b R_9 \sqrt{M_{b1}^2 - 1}} \quad (46)$$

където M_{b1} и M_{b2} се задават като част от общия коефициент M_b .

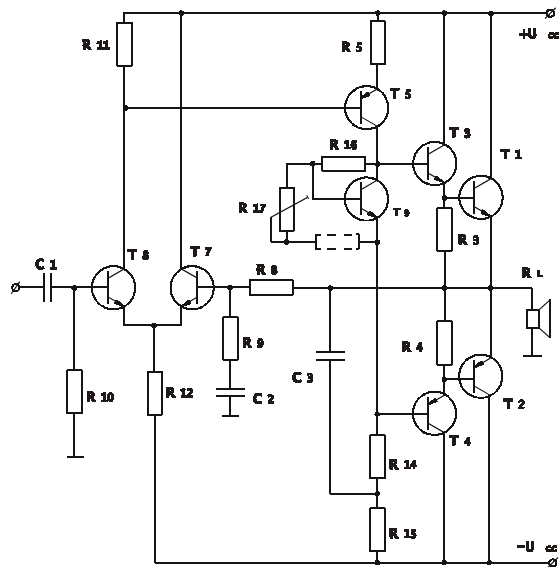
Операционният усилвател може да бъде с универсално приложение и се избира въз основа на коефициента на честотни изкривявания $M_{h,OY}$ за честотата f_h (вж. т. 2.1), максималното изходно напрежение $u_{0max,OY}$, максималния изходен ток $i_{0max,OY}$ и необходимата скорост на нарастване на изходното напрежение SR_{OY} :

$$u_{0max} > U_{Lm} \quad (47)$$

$$i_{0max,OY} > i_{Cmax5,6} \quad (48)$$

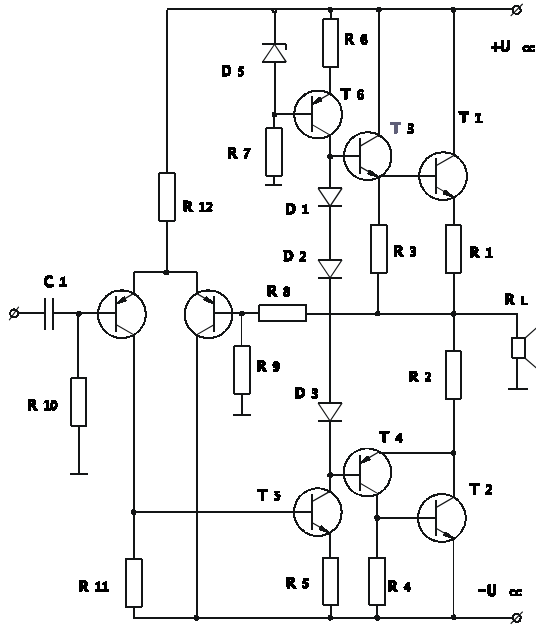
$$SR_{OY} > 2\pi f_h U_{Lm} \quad (49)$$

Ако (47) и (48) не могат да се изпълнят, схемата на крайното стъпало трябва да се усложни, за да се осигури необходимото усилване по напрежение и (или) по ток.



Фиг. 7

Захранващите напрежения за операционния усилвател U'_{CC} могат да се получат от U_{CC} чрез групи, съставени от резистор и ценовер диод, ако $U'_{CC} < U_{CC}$.



Фиг.8

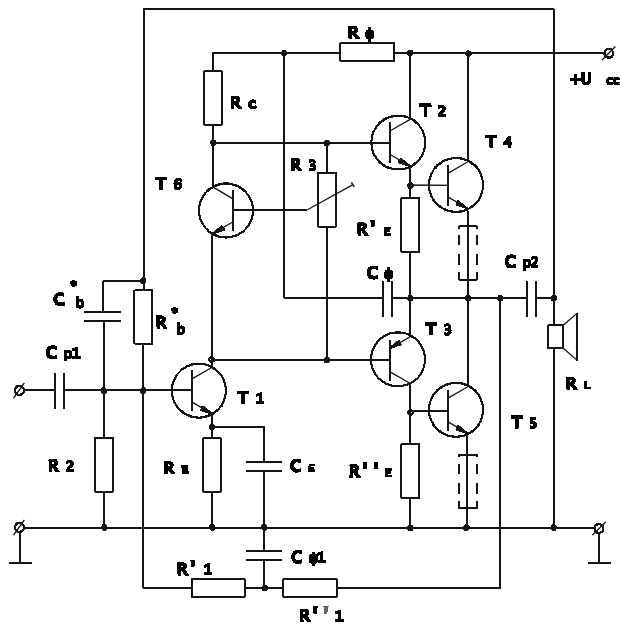
където U_{BE9} се приема 0,6 - 0,7 V.

Елементите R_8, R_9, R_{10}, C_1 и C_2 се избират както при схемата от фиг. 4.

Този вид усилвател може да работи и с еднополярно напрежение, което трябва да бъде равно на удвоеното захранващо напрежение, определено за горните схеми, като вместо R_{10} се включва делител от две еднакви съпротивления към захранване и маса, като тяхната стойност е $R'_{10} = R''_{10} = 2R_{10}$.

При схемата от фиг. 8 T_1 и T_2 са еднотипни транзистори. Елементите ѝ се оразмеряват както при схемата от фиг. 1, но трябва да се има предвид, че преднапрежението за крайното стъпало се осигурява от три, а не от четири диода и че T_7 и T_8 са PNP транзистори.

Схемата на друг вид усилвател на мощност е показана на фиг.9. Крайните транзистори са еднотипни и мощни, и се използва, когато не се разполага с мощни транзистори за комплементарна двойка. Крайните транзистори могат да бъдат по няколко броя в горното и долното рамо и да работят паралелно, възбуджани от комплементарната двойка.



Фиг.9

На фиг. 7 е показана схема, която също усилва само променливотокови сигнали. Динамичният товар на T_5 е реализиран с помощта на обратна връзка тип бутстрап (R_{14}, R_{15}, C_3). За определянето на параметрите на тези елементи се използват изразите:

$$R_{14} \approx \frac{U_{CC} - U_{BE1,2} - U_{BE3,4}}{I_{C5}} - R_{15} \quad (50)$$

$$R_{15} = (20 \div 50)R_L$$

(51)

$$C_3 \geq \frac{5 \div 10}{2\pi f_0 R_{15}} \quad (52)$$

Преднапрежението на крайното стъпало се осигурява от T_9 , който се избира от съображения, подобни на тези при избора на T_5 . За определянето на R_{16} и R_{17} се използват изразите

$$R_{16} \approx \frac{2(U_{BE1,2} + U_{BE3,4}) - U_{BE9}}{U_{BE9}} R_{17} \quad (53)$$

$$R_{17} = \frac{U_{BE9}}{(0,2 \div 0,5)I_{C5}}$$

Сигналят се усилва от транзистора T_1 и се получава от резистора R_C чрез веригата R_ϕ, C_ϕ . Транзисторът T_6 осигурява стабилност на режима, тъй като неговото напрежение колектор-емитер зависи от напрежението между двата прехода база-емитер на предкрайните транзистори. Резисторът R_3 , се използва за регулиране.

В усилвателя са въведени две обратни връзки. Първата от тях е образувана от R'_1 и R''_1 . Тя стабилизира режима и главно осигурява равно разпределение на напрежението между горната и долната половина на крайното стъпало. Това разделяне на R_1 на две части и използването на $C_{\phi 1}$ не допуска обратна връзка по отношение на сигнала.

Сигналната обратна връзка е чрез R^*_β и C^*_β . Те се подбират окончателно при настройката на усилвателя. Такъв е смисълът на тяхното означаване със звездичка.

Резисторите R_E' и R_E'' служат за връзка между крайните транзистори и транзисторите на комплементарната двойка.

Резисторите в емитерите на крайните транзистори, означени с прекъсвана линия, служат

за ограничение на тока и отчасти за подобряване на честотните свойства на T_4 и T_5 . Съпротивленията са със стойност $(0,05 - 0,1)R_L$ с цел да не се губи от изходната мощност.

Пример 2.2: Да се изчисли мощен транзисторен усилвател по схемата на фиг. 9 при следните изходни данни: $P_{out}=60W$; $R_L=4\Omega$; $f_b=60\text{ Hz}$; $f_h=15\text{ kHz}$ при неравномерност — 3 dB и температура на околната среда $t_a=40^\circ\text{C}$.

Може да се спази следният примерен ред.

1. Транзисторите T_4 и T_5 се избират, като се изхожда от допустимата разсейвана мощност, напрежението колектор-емитер U_{CEmax} и колекторния ток I_{Cmax} . Те са:

$$P_{Cmax} > \frac{P_{out}}{4} = \frac{60}{4} = 15W$$

$$U_{CEmax} > E = 2\left(\sqrt{2P_{out}R_L} + U_{CEmin}\right) = 2\left(\sqrt{2 \cdot 60 \cdot 4} + 2\right) = 48V$$

За U_{CEmin} се приема стойност $(1 \div 4)V$.

$$I_{Cmax} > I_{Cm} = \sqrt{\frac{2P_{out}}{R_L}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 60}{4}} = 5,5A$$

На тези изисквания отговаря транзисторът BD130. За него $P_{Cmax}=100\text{ W}$; $U_{CEmax}=100\text{ V}$; $I_{Cmax}=15\text{ A}$; $f_T=1,1\text{ MHz}$; $h_{21e}=20 \div 70$.

2. Токът на крайните транзистори при липса на сигнал се определя с цел да се получат малки нелинейни изкривявания съответно при малка изходна мощност. Използва се зависимостта

$$I_{C0} = (0,05 \div 0,1)I_{Cm} = (0,05 \div 0,1) \cdot 5,5 \approx (0,275 \div 0,55)A$$

Приема се $I_{C0}=0,25\text{ A}$.

3. Съпротивленията на резисторите R_E' и R_E'' се избират от 5 до 10 пъти по-големи от входните съпротивления на транзисторите T_4 и T_5 т.е. на BD130. Получава се

$$h_{11e} \approx \frac{h_{21e max}}{S_0} = \frac{70}{10} = 7\Omega$$

където $S_0 = 40I_{C0} = 40 \cdot 0,25 = 10\text{ A/V}$.

Тогава $R_E' = R_E'' = (5 \div 10)h_{11e} = (5 \div 10) \cdot 7 = 35 \div 70\ \Omega$.

Избира се стандартна стойност $R_E' = R_E'' = 47\ \Omega$. Транзисторите от комплементарната двойка T_2 и T_3 трябва да осигурят необходимия ток за крайните транзистори, при условие че минималното усилване на T_4 и T_5 е $h_{21emin}=20$. Амплитудата на колекторния ток на T_2 и T_3 трябва да отговаря на условието:

$$I_{Cm} = \frac{I_{Cm min}}{h_{21emin kp}} = \frac{5,5}{20} = 0,275A$$

Разсейваната мощност от всеки транзистор на двойката при този ток и определеното в т. 1 захранващо напрежение $E = 48\text{ V}$ е:

$$P_{Cmax} \approx 0,05EI_{Cm} = 0,05 \cdot 48 \cdot 0,275 = 0,660W$$

На тези условия отговарят транзисторите BC 141 и BC 161. Първият е от типа NPN, а вторият — PNP. За тях важат данните: $I_{Cmax}=1\text{ A}$; $P_{Cmax}=0,75\text{ W}$; $h_{21e}=40 \div 250$; $f_T=50\text{ MHz}$.

За транзисторите на комплементарната двойка е от значение и стойността h_{21e} . Тя трябва да е в границите от 30 до 60. По-малките стойности от 30 утежняват режима на транзистора T_1 а по-големите от 60 увеличават температурната нестабилност на съставните транзистори.

5. Токът при липса на сигнал се определя чрез същата формула, която беше използвана в т. 2 за крайните транзистори:

$$I_{C0} = (0,05 \div 0,1)I_{Cm} = (0,05 \div 0,1) \cdot 0,275 \approx (13,75 \div 27,5)mA$$

Избира се $I_{C0} = 15\text{ mA}$.

6. Изискванията към транзистора T_1 не са много строги. Може да се избере например BC 174. Той се характеризира със следните данни: $U_{CEmax}=64\text{ V}$; $I_{Cmax}=0,1\text{ A}$; $P_{Cmax}=0,3\text{ W}$; $h_{21e}=125 \div 500$; $f_T=250\text{ MHz}$.

За определяне на режима и елементите на входното стъпало е необходим входният ток на транзисторите от комплементарната двойка. Той трябва да осигурява необходимия сигнал.

Изходният ток на T_2 и T_3 , изчислен в т. 4, е $I_{Cm} = 0,275\text{ A}$. Входният ток в най-неблагоприятния случай ще бъде:

$$I_{Bm} = \frac{I_{Cm}}{h_{21min}} = \frac{0,275}{40} \approx 7mA$$

Съпротивлението на резисторите $R_C + R_\phi$ се определя от пада на напрежението върху тях и от протичащите токове:

$$R_C + R_\phi = \frac{0,5E - 2U_{B0}}{I_{Bm} + I_{Cmin}}$$

където U_{B0} е напрежението база-емитер при липса на сигнал за транзисторите в рамената (T_2 и T_4 или T_3 и T_5), което се приема $0,7\text{ V}$. Избира се съответно $I_{Cmin}=(0,5\div 1)\text{mA}$. Тогава

$$R_C + R_\phi = \frac{0,5 \cdot 48 - 2,0,7}{7 \cdot 10^{-3} + 10^{-3}} = 2825\Omega$$

За R_C и R_ϕ важат условията:

$$R_C > (20 \div 50)R_L; \quad R_\phi \leq (0,05 \div 0,1)R_C$$

Първото условие произтича от изискването да не се шунтира товарното съпротивление, а второто — от необходимостта да не се нарушава режимът на транзистора T_1 .

Приемат се стандартните стойности $R_C = 2,7\text{ k}\Omega$ и $R_\phi = 150\Omega$. Кондензаторът C_ϕ трябва да има пренебрежимо малко съпротивление в сравнение с R_ϕ за най-ниската честота на сигнала:

$$C_\phi \geq \frac{20}{\omega_b R_\phi} = \frac{3,2}{f_b R_\phi} = \frac{3,2}{60 \cdot 150} \approx 356\mu\text{F}$$

Приема се стандартна стойност $500\mu\text{F}$.

7. Транзисторът за стабилизиране на режима T_6 може да бъде например BC 148. Към него също не се предявяват особени изисквания. Неговото напрежение колектор-емитер се управлява от напрежението база-емитер, получено от полупроводнивия резистор R_3 , който изпълнява ролята на делител. Неговата стойност е $(1\div 3)\text{k}\Omega$. За ограничаване на измененията на R_3 при крайните положения на плъзгача от двете му страни могат да се поставят резистори с постоянно съпротивление $200\text{-}300\Omega$.

8. Съпротивлението R_E се избира $(0,1\div 0,2)R_C$. В т. 6 за R_C беше приета стойността $2,7\text{ k}\Omega$. За R_E може да се приеме 390Ω .

Съпротивленията R_1 и R_2 образуват делител за напрежението $E/2$. Токът в делителя трябва да бъде няколко пъти по-голям от входния ток на транзистора при липса на сигнал.

Колекторният ток на T_1 при липса на сигнал трябва да превишава тока в знаменателя на формулата за изчисляване на $R_C + R_\phi$ който е $I_{Bm} + I_{Cmin} = 7 \cdot 10^{-3} + 10^{-3} = 8\text{mA}$. За T_1 може да се приеме ток $I_{C0} = 10\text{ mA}$. Входният ток I_{B0} се получава при h_{21emin} за T_1 :

$$I_{B0} = \frac{I_{C0}}{h_{21emin}} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{125} = 80 \cdot 10^{-6}\text{ A}$$

Нека токът в делителя е $5\div 10$ пъти по-голям ($I_d = 0,8\text{ mA}$). Тогава чрез напрежението на базата на T_1 спрямо общия проводник и тока в делителя се определя R_2 :

$$R_2 = \frac{R_E I_{C0} + U_{B0}}{I_d} = \frac{390 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{0,8 \cdot 10^{-3}} = 5,75\text{k}\Omega$$

Близката стандартна стойност е $5,6\text{ k}\Omega$.

През $R_1' + R_1''$ освен токът на делителя I_d протича и токът в базата I_{B0} на T_1 . Приложеното напрежение е разликата от $E/2$ и напрежението на базата спрямо общия проводник, т.е.

$$R_1' + R_1'' = \frac{(E/2) - (R_E I_{C0} + U_{B0})}{I_d + I_{B0}} = \frac{24 - (390 \cdot 10 \cdot 10^{-3} + 0,7)}{(0,8 - 0,08) \cdot 10^{-3}} \approx 22\text{k}\Omega$$

Получената стойност се разделя на две части при условието $R_1'' \geq (2\div 50)R_L$, за да не се шунтира товарът. Приемат се $R_1' = 22\text{ k}\Omega$ и $R_1'' = 150\Omega$. За капацитета на филтърния кондензатор се получава

$$C_{\phi 1} \geq \frac{1,6}{f_b R_1'} = \frac{1,6}{60 \cdot 22 \cdot 10^3} \approx 1,2\mu\text{F}$$

Избира се стандартна стойност $2,2\mu\text{F}$.

9. Капацитетите C_{p1} , C_{p2} и C_E се изчисляват по следните съображения.

Кондензаторът C_{p1} трябва да представлява пренебрежимо малко съпротивление спрямо общото входно съпротивление на транзистора T_1 и съпротивлението R_2 свързани паралелно. Определящо е входното съпротивление на транзистора, което е $1\div 2\text{ k}\Omega$. Тогава

$$C_{p1} \geq \frac{0,32}{f_b h_{11e}} = \frac{0,32}{60 \cdot 10^3} \approx 5,33\mu\text{F}$$

Приема се с резерв стандартната стойност $10\mu\text{F}$.

При изчисляването на C_{p2} се взема под внимание R_L . Получава се

$$C_{p2} \geq \frac{0,32}{f_b R_L} = \frac{0,32}{60 \cdot 4} \approx 1333\mu\text{F}$$

По-благоприятната стандартна стойност е $2000\mu\text{F}$.

За определяне на капацитета C_E се използва опростената формула

$$C_E \geq \frac{3E}{f_b R_c} = \frac{3.48}{60.2 \cdot 7.10^3} \approx 890 \mu\text{F}$$

Приема се $C_E = 1000 \mu\text{F}$.

10. Резисторът R_β^* и кондензаторът C_β^* , заедно с входното съпротивление на T_1 създават отрицателна обратна връзка, която намалява нелинейните изкривявания и стабилизира усилването. Техните стойности се подбират при настройката на усилвателя.

За ориентировъчното пресмятане се използва формулата

$$R_\beta^* \approx \frac{KR_{in}}{5 \div 10},$$

където K е коефициентът на усилване на усилвателя без обратна връзка;

R_{in} — еквивалентното входно съпротивление, което в случая е приблизително равно на h_{11e} на T_1 .

Коефициентът на усилване се определя чрез U_{out} и U_{in} на усилвателя, а именно

$$U_{out} = \sqrt{2P_{out} R_L} = \sqrt{2 \cdot 60 \cdot 4} \approx 22\text{V}$$

$$U_{in} = \frac{I_{Bm} h_{11e}}{h_{21e \min}} = \frac{7 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3}{125} \approx 56\text{mV}$$

$$K = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{22}{0,056} \approx 400$$

В случая се приема ориентировъчно дълбочината на обратната връзка $F = 5 \div 10$. За R_β^* се получава

$$R_\beta^* \approx \frac{400 \cdot 10^3}{5 \div 10} = (40 \div 80)\text{k}\Omega$$

Може да се приеме $R_\beta^* = 56 \text{ k}\Omega$.

Капацитетът на кондензатора е до няколко стотици пикофарада. С нарастване на честотата общото съпротивление на R_β^* и C_β^* намалява, увеличава се дълбочината на отрицателната обратна връзка и възможността за появата на самовъзбуждане става много по-малка.

11. За изчисляване на радиатора за охлаждане на крайните транзистори се използва формулата

$$S_p = \frac{1400}{\frac{t_j - t_a}{P_{C_{\max}}} - R_{thjc}}$$

където t_j е зададената температура на колекторния преход в $^\circ\text{C}$, която може да се приеме в случая 75°C ; R_{thjc} — топлинното съпротивление между прехода и корпуса на транзистора в $^\circ\text{C/W}$; за този тип транзистори то е $1,5^\circ\text{C/W}$.

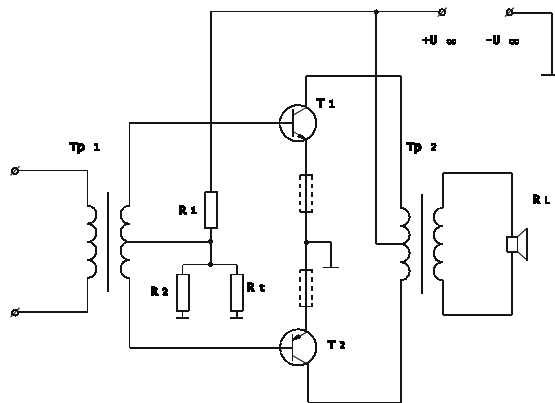
Като се заместят съответните величини, получава се

$$S_p = \frac{1400}{\frac{75 - 40}{15} - 1,5} \approx 1700\text{cm}^2$$

Това е пълната повърхнина на радиатора. Ако за S_p се получи по-малка стойност от повърхнината на транзистора, радиатор не е необходим.

Ако някое от тези крайни стъпала не може да се изпълни заданието, главно поради предварително зададено ниско захранващо напрежение, избираме мостова схема на крайно стъпало. Тя се състои от две еднакви стъпала, които трябва да могат поотделно да развиват половината мощност върху два пъти по-малко товарно съпротивление от зададените.

Друг начин да се направи усилвател на мощност с предварително зададено ниско захранващо напрежение е използването на трансформаторна връзка. Трансформаторната връзка се избягва и не се среща в съвременните решения, поради своите недостатъци - трансформаторът е с големи размери и маса, предизвиква нелинейни изкривявания, ограничава честотната лента и е приемник на смущения, разпространявани чрез магнитни полета. Схемата е сравнително проста (фиг. 10).



Фиг.10

Трансформаторът Tr_1 служи за връзка с източника на сигнала. Понякога се използва и безтрансформаторна връзка. Вторичната намотка на Tr_1 се състои от две симетрични части със среден извод. Благодарение на това към двата крайни транзистора се подават две

напряжения с противоположна полярност. Всеки от тях усилва само единия полупериод на сигнала със синусоидна форма. Резисторите $R_{1,R2}$ и R_t са подбрани по стойност, така че да осигуряват режим клас В. Това не изключва работа в клас А или клас АВ, но на практика те не се използват.

Следващият **пример 2.3** трябва да покаже преди всичко изчислението на трансформаторната връзка: Да се изчисли двутактен усилвател с трансформаторна връзка (фиг. 10) при следните изходни данни: $P_{out} = 10$ W; $R_L=2\Omega$; $f_b=80$ Hz; $f_h=5$ kHz; $E=20$ V; $t_a=40^\circ\text{C}$

1. Избират се подходящи транзистори по P_{Cmax} , U_{CEmax} и I_{Cmax} . Взема се под внимание и коефициентът на полезно действие на изходния трансформатор Tr_2 . Съгласно препоръките в т. 1.2 може да се приеме $\eta_{tr} = 0,8$. Тогава за един транзистор са необходими съответно

$$P_{Cmax} \geq \frac{P_{out}}{4\eta_{tr}} = \frac{10}{4 \cdot 0,8} \approx 3,1\text{W}$$

$$U_{CEmax} \geq \frac{E}{0,35 \div 0,4} = \frac{20}{0,35 \div 0,4} \approx 50 \div 57\text{V} \quad I_{Cmax} > I_{Cm} = \frac{2P_{out}}{\eta_{tr}(E - U_{CEmin})} = \frac{2 \cdot 10}{0,8(20 - 3)} \approx 1,4\text{A}$$

За U_{CEmin} се приемат 3 V, за да се избягнат закривените участъци в началото на изходните характеристики на транзисторите.

На условията за максималните стойности отговаря например транзисторът BD307. Данните за него са: $P_{Cmax} = 10$ W; $U_{CEmax} = 64$ V; $I_{Cmax} = 2,5$ A; $h_{21e} = 50 \div 300$; $f_T = 100$ MHz.

2. Товарното съпротивление за променлив ток на всеки от транзисторите (едното рамо!) е

$$R_{L-} = \frac{(E - U_{CEmin})^2}{P'_{out}} = \frac{(20 - 3)^2}{2 \cdot 12,5} \approx 12\Omega$$

където P'_{out} е приведената мощност към първичната намотка, като се вземат под внимание загубите в трансформатора:

$$P'_{out} = \frac{P_{out}}{\eta_{tr}} = \frac{10}{0,8} = 12,5\text{W}$$

3. За избягване на големите нелинейни изкривявания при малки стойности на сигнала се приема токът в работната точка на транзисторите да не е нула, а да отговаря на условието

$$I_{C0} = (0,05 \div 0,1)I_{Cm} = (0,05 \div 0,1) \cdot 1,4 = 70 \div 140\text{mA}$$

Приема се $I_{C0} = 100$ mA.

Токът във веригата на базата при $h_{21e min}$ е

$$I_{B0} = \frac{I_{C0}}{h_{21emin}} = \frac{100 \cdot 10^{-3}}{50} = 2\text{mA}$$

Токът във веригата на делителя може да бъде (5÷10) пъти по-голям от I_{B0} , т.е. $I_d = 10$ mA.

За силициевы транзистори в режим клас В обикновено се приема $U_{B0} = 0,1 \div 0,2$ V.

Тогава за свързаните паралелно съпротивления R_2 и R_t се получава

$$R_{II} = \frac{R_2 R_t}{R_2 + R_t} = \frac{U_{B0}}{I_d} = \frac{0,15}{10 \cdot 10^{-3}} = 15\Omega$$

Резисторът R_t е термистор. Температурният коефициент α_T е около 3 %. За изчислението на R_2 и R_t се използват формулите

$$m_H = 1 - \frac{2,2 \cdot 10^{-3}(t_a - 20)}{U_{B0}} = 1 - \frac{2,2 \cdot 10^{-3}(40 - 20)}{0,15} \approx 0,7$$

$$m_t = 1 - \frac{\alpha_T}{100}(t_a - 20) = 1 - \frac{3}{100}(40 - 20) = 0,4$$

$$R_2 = \frac{R_{II} m_H (1 - m_t)}{m_H - m_t} = \frac{15 \cdot 0,7(1 - 0,4)}{0,7 - 0,4} = 21\Omega$$

Приема се стандартната стойност $R_2 = 22 \Omega$.

$$R_t = \frac{R_2 R_{II}}{R_2 - R_{II}} = \frac{22 \cdot 15}{22 - 15} = 47\Omega$$

$$R_1 = \frac{E - U_{B0}}{I_d} = \frac{20 - 0,15}{10 \cdot 10^{-3}} = 1985\Omega$$

Приема се стандартната стойност $R^*_1 = 1,8$ kΩ. С този резистор обикновено се установява режимът при настройката на усилвателя.

4. Средната стойност на тока е

$$I_{cp} = \sqrt{\frac{0,05P'_{out}}{R_{L\sim}}} = \sqrt{\frac{0,05 \cdot 12,5}{12}} \approx 0,23A$$

5. Входната мощност на сигнала може да се определи чрез тока и входното съпротивление, към което трябва да се прибави и съпротивлението R_{π} .

Входният ток при $h_{21e \min}$ е:

$$I_{Bm} = \frac{I_{Cm}}{h_{21e \min}} = \frac{1,4}{50} = 0,028A$$

Входното съпротивление е пренебрежимо малко спрямо R_{π} . По тази причина

$$P'_{in} = \frac{I_{Bm}^2 R_{\pi}}{2} = \frac{0,028^2 \cdot 15}{2} \approx 6mW$$

Към първичната намотка на входния трансформатор T_{p1} трябва да постъпи сигнал с мощност

$$P_{in} = \frac{P'_{in}}{\eta_{tp}} = \frac{6 \cdot 10^{-3}}{0,75} 8mW$$

За предпочитане е тази стойност да се увеличи още повече, за да има по-голям резерв. Може да се приеме дори $P_{in} = 20 W$.

6. Електрическите параметри на изходния трансформатор T_{p2} се определят чрез следните формули:

За преводното отношение

$$n = \frac{W_2}{\frac{W_1}{2}} \sqrt{\frac{R_L}{\eta_{tp} R_{L\sim}}} = \sqrt{\frac{2}{0,8 \cdot 12}} \approx 0,456$$

Съпротивленията за постоянен ток за вторичната намотка и за половината от първичната намотка са:

$$r_2 = 0,42R_L \frac{1 - \eta_{tp}}{\eta_{tp}} = 0,42 \cdot 2 \frac{1 - 0,8}{0,8} = 0,21\Omega$$

$$r_{\pi} = 0,58R_{L\sim} (1 - \eta_{tp}) = 0,58 \cdot 12 (1 - 0,8) \approx 1,4\Omega$$

Индуктивността на половината от първичната намотка зависи от долната гранична честота и съпротивленията $R_{L\sim}$ и r_{π} . Тя няма да предизвика спадане на честотната характеристика с повече от 1 dB, ако се определи чрез формулата

$$L_{\pi} \geq \frac{0,32(R_{L\sim} - r_{\pi})}{f_b} = \frac{0,32(12 - 1,4)}{80} \approx 42mH$$

Параметрите на входния трансформатор T_{p1} се получават при изчисляване на предшестващото (драйверното) стъпало.

7. Повърхността на радиатора се определя както в пример 1.7, където са дадени съответни пояснения:

$$S_p = \frac{1400}{\frac{75 - 40}{3,1} - 1,5} \approx 143cm^2$$

Резисторите, означени на схемата с прекъсвани линии, създават отрицателна обратна връзка по ток. Тя донякъде изравнява токовете в рамената, но по-важно е двата транзистора да се подберат с еднакви параметри. Колкото по-добра е симетрията между двете рамена, толкова по-малки са нелинейните изкривявания.

От индуктивността, обусловена от разсейването на магнитния поток, зависи спадането на усилването при високи честоти. Тя трябва да бъде възможно по-малка и това се постига при конструирането на трансформатора.

Крайни стъпала с интегрални схеми

Нискочестотните интегрални усилватели намират широко приложение не само в радиоприемници, магнетофони и телевизионни приемници, но се използват и в редица други битови и професионални апаратури. Построени са въз основа на схеми, подобни на схемите на усилватели на мощност, изпълнени с дискретни елементи. При това най-често крайните им стъпала са двутактни и работят в режим клас АВ, близо до клас В.

При проектирането на усилватели с интегрални схеми обикновено се използват препоръчаните от производителя схеми, дадени в съответните каталози. Освен това трябва да се обърне внимание на следните особености:

Главен проблем на мощните интегрални усилватели е топлоотвеждането. Те се произвеждат с металостъклен или пластмасови корпуси. Усилвателите с мощност до 1W най-често работят без охладителни радиатори. Когато е металостъклен, той следва да се закрепва към подходящ радиатор. Пластмасовите корпуси са снабдени с медна шина, която се запоява към печатната платка или се закрепва по подходящ начин към допълнителен радиатор.

Връзката между отделните стъпала в интегралните мощни нискочестотни усилватели е галванична, т.е. те са постояннотокови усилватели. В тях се срещат същите схемни решения, както в операционните усилватели (съставни транзистори, диференциални усилватели, емитерни повторители и т.н.). Разликата в изходните стъпала на един операционен усилвател и на един мощен нискочестотен усилвател с ИС е в размерите и конструкцията на изходните транзистори, които в мощния усилвател са по-големи, защото работят с големи токове. Площта, която те заемат върху полупроводниковата подложка, може да надмине площта на всички останали интегрални елементи, взети заедно. Поради това, че изработването на мощни PNP транзистори е свързано с определени трудности, изходните транзистори в мощните интегрални усилватели са NPN.

В интегралните мощни нискочестотни усилватели има вградени резистори и специални изводи за свързване на външни елементи, осигуряващи развързваща филтрация между стъпалата. Със същата цел отделните стъпала са свързани с отделни изводи към отрицателния полюс на хранящия източник. Поради това, че през изходното стъпало протичат големи токове (до няколко ампера), съединяването на тези изводи е предвидено в повечето случаи да се извършва извън интегралната схема.

За предпазване от прегряване, което води до повреждане, по-мощните интегрални нискочестотни усилватели имат вградени схеми за термична защита. При интегрални усилватели с твърде големи мощности се предвижда защита за крайните транзистори срещу претоварване.

Интегралните усилватели обикновено се монтират върху печатни платки. При реализирането на печатната платка трябва да се имат предвид някои общи правила.

Тези правила са следните:

- платката да бъде изпълнена по възможност в най-компактен вид;

- за намаляване на взаимното влияние между отделните вериги печатните проводници трябва да бъдат къси и разстоянието между успоредните проводници да не е много малко;

- изводите на градивните елементи да бъдат колкото може по-къси;

- елементите, имащи връзка с входа на схемата, да бъдат разположени колкото е възможно по-далеч от изхода;

- ако има възможност, изходът и входът трябва да се разделят със замесена шина;

- замасяващата шина не трябва да образува затворен кръг, за да не се появяват паразитни токове;

- трябва да се внимава особено с избора на пасивните градивни елементи, които да гарантират добра работа. Недопустимо е използването на елемент със съмнително качество;

- добре е всеки кондензатор и резистор, който ще се използва към интегралната схема, да бъде проверен внимателно и да се намери действителната му стойност. Това се отнася особено за елементите на честотнозависимите обратни връзки;

- спойките трябва да бъдат сигурни, не се допускат студени спойки;

- не се препоръчва използването на цокли за интегралните схеми (те трябва да бъдат директно запоени);

- недопустимо е надвишаването на граничните стойности на хранящото напрежение;

- не трябва да се превишава допустимата разсейвана мощност;

- не трябва да се допуска обратно храняване (размяна на полюсите на хранящия токоизточник);

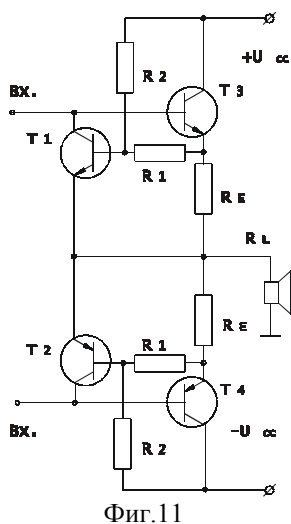
- необходимо е да се избягва късо съединение на изводите в изхода на интегралния усилвател;

- при запояване на изводите на интегралната схема върху

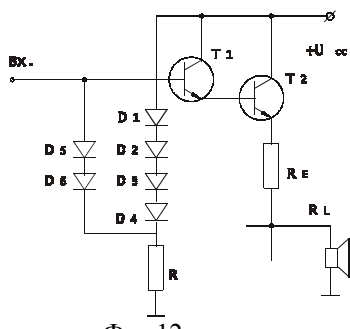
печатната платка хранящият токоизточник не трябва да бъде включен.

Вериги за защита в крайните транзистори. В мощните интегрални схеми са вградени вериги за защита от претоварване. Защитата на крайните транзистори в мощните усилватели с дискретни елементи може да се осъществи чрез различни схеми.

На фиг. 11 е показано ограничаване на входния ток, когато изходният ток се увеличи. При нарастване на изходния ток падът на напрежението върху резисторите R_E се увеличава и подадените напрежения към базите на транзисторите T_1 и T_2 ги отпушват. В резултат на това входните токове към T_3 и T_4 се намаляват. Съпротивленията R_E при нормална работа трябва да създават незначителен пад на напрежението, който да



Фиг. 11



Фиг. 12

запушва съответния транзистор на входа. Тяхната стойност се подбира най-добре при настройката на усилвателя.

Схемата на фиг. 12 важи за едното рамо на краен усилвател. Диодите D_1 и D_4 и резисторът R създават прагово напрежение при нормален сигнал. При това напрежение диодите D_5 и D_6 са запушени. Недопустимото превишаване на входния сигнал отпушва тези диоди, а те от своя страна го ограничават.

3. ОРАЗМЕРЯВАНЕ НА ПРЕДУСИЛВАТЕЛИ

3.1. ПРЕДУСИЛВАТЕЛИ С ОПЕРАЦИОННИ УСИЛВАТЕЛИ

Предусилвателите усилват сигнала до необходимото ниво за възбуждане на крайния усилвател или на следващото стъпало. Те трябва да имат преди всичко равномерна честотна характеристика, малки собствени шумове и да не се влияят от смущения. От тях зависи най-вече отношението сигнал/шум (S/N) на целия усилвател.

Тези усилватели са маломощни. Най-често от тях се изисква да имат голямо входно и малко изходно съпротивление. Малко по-особени са изискванията към входните стъпала, които приемат сигнала от съответния източник. Това ще бъде пояснено при съответните изчисления.

Предусилвателите с операционни усилватели се отличават в схемно отношение с простота, а, от друга страна, осигуряват голямо усилване, сравнително голямо входно и малко изходно съпротивление.

Най-напред ще бъде показано изчисляването на междинни, а след това — на входни стъпала.

Пример 3.1.1. Да се изчисли нискочестотен предусилвател при следните изходни данни: $A_{UF} > 30$ dB; $f_b = 40$ Hz; $f_h = 20$ kHz; $U_{cc} = \pm 12$ V; $R_L = 2$ k Ω .

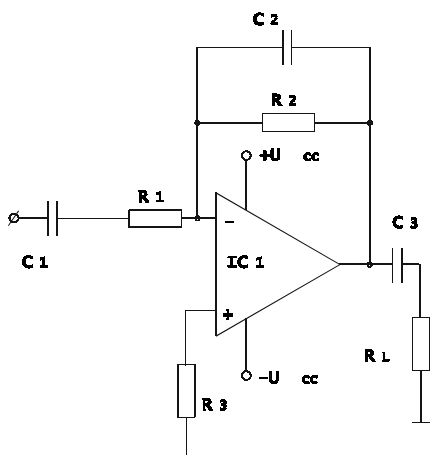
При гранична стойност на честотата 1 MHz и усилване $A_{UF} \approx 100$ dB, т.е. 10 000 пъти, тъй като зависимостта е почти линейна, при 20 kHz усилването трябва да бъде $A_{UF} < 10^6 / 2 \cdot 10^4$ или 34 dB. Следователно при усилване 30 dB може да се осигури лента 20 kHz.

Примерната схема на усилвателя е дадена на фиг. 13. Кондензаторите C_1 и C_3 са разделителни, а C_2 служи за затихването при честоти, които са по-високи от f_h . Усилвателят е *инвертиращ*, т.е. изходният сигнал ще бъде с обратна полярност спрямо входния. На схемата са означени и изводите на корпуса.

2. Съпротивлението R_2 трябва да бъде поне 3÷10 пъти по-голямо от товарното съпротивление и по-малко от максималната стойност, която за операционните усилватели с биполарни транзистори е 1÷2 M Ω . В конкретния случай може да се избере $R_2 = 270$ k Ω .

От зависимостта за коефициента на усилване $A_{UF} = R_2/R_1$ се определя

$$R_1 = \frac{R_2}{A_{UF}} = \frac{270 \cdot 10^3}{50} = 5,4 \text{ k}\Omega$$



Фиг. 13

Избира се стандартната стойност $R_1 = 5,6$ k Ω . При тази стойност се получава усилване 48 пъти или приблизително 34 dB.

Входното съпротивление на стъпалото е равно на R_1 . От друга страна, трябва да е спазено условието

$$R_1 \leq \frac{0,1 U_{in}}{I_{in}}$$

Например при $U_{in} = 100$ mV и $I_{in} = 1,5$ mA се получава $R_1 \leq 6,7$ k Ω .

3. Чрез резистора R_3 се въздейства на поляризиращите токове на двата входа с цел на изхода на ОУ да се получи постоянно напрежение при липса на сигнал, което да е близко до нула. За определянето на R_3 се използва формулата

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{5,6 \cdot 10^3 \cdot 270 \cdot 10^3}{5,6 \cdot 10^3 + 270 \cdot 10^3} \approx 5,5 \text{ k}\Omega$$

Избира се стандартната стойност $R_3 = 5,6$ k Ω . Благодарение на това условие съпротивленията към двата входа са еднакви.

4. Капацитетите на кондензаторите C_1 , C_2 и C_3 се определят чрез зависимостите:

$$C_1 \geq \frac{1}{\omega_b R_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 40 \cdot 5,6 \cdot 10^3} \approx 0,71 \mu\text{F}$$

Приема се $C_1 = 1 \mu\text{F}$

$$C_2 \geq \frac{1}{\omega_h R_2} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 270 \cdot 10^3} \approx 30 \text{ pF}$$

Приема се $C_2=33\text{pF}$

$$C_3 \geq \frac{1}{\omega_b R_L} = \frac{1}{2\pi \cdot 40 \cdot 2 \cdot 10^3} \approx 2\mu\text{F}$$

Непосредствено към изводите 4 и 7 за захранване на операционния усилвател се включват кондензатори с капацитет $0,1\mu\text{F}$.

Приложение в практиката намира и *неинвертиращия* операционен усилвател. При него входният и изходният сигнал са с еднаква полярност. Схемата е дадена на фиг. 1.9. Чрез резисторите R_1 и R_2 се създава дълбока отрицателна обратна връзка. Входното съпротивление е голямо, тъй като обратната връзка е дълбока и последователна. Въпреки това съпротивлението R_3 е определящо, защото е свързано паралелно на входа.

Ако инвертиращият вход (-) се свърже непосредствено или чрез резистор с изхода на операционния усилвател, се получава повторител, т.е. усилвател, чийто коефициент на усилване на напрежението е почти единица; усилват се само токът и мощността.

Изчислението на неинвертиращия усилвател ще бъде показано също с конкретна задача.

Пример 3.1.2. Да се изчисли усилвателят, чиято схема е дадена на фиг. 14, при следните изходни данни: $R_L=1\text{ k}\Omega$; $f_b=50\text{Hz}$; $f_h=10\text{kHz}$; $A_{UF}>80$ $U_{CC} = \pm 14\text{ V}$

1. Нека използваме пак операционния усилвател 741. Може да се избере и друг тип, но това няма принципно значение за изчисленията. Усилването с обратна връзка е $A_{UF} > 80$ пъти. Честотната лента от 1 MHz ще се намали също толкова пъти и ще спадне до $12,5\text{ kHz}$. В действителност ще бъде по-широка в резултат на обратната връзка!

2. Доказано е, че усилването на неинвертиращия усилвател е

$$A_{UF} = \frac{R_2}{R_1} + 1$$

Тъй като по задание $A_{UF} = 80$, единицата може да се пренебрегне и се получава

$$A_{UF} \approx \frac{R_2}{R_1}$$

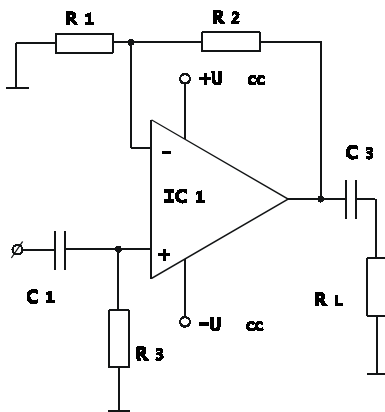
Избира се R_2 много по-голямо от R_L и по-малко от R_{in} например $R_2 = 470\text{ k}\Omega$. Тогава

$$R_1 = \frac{470 \cdot 10^3}{80} = 5,9\text{ k}\Omega$$

Съответната стандартна стойност е $R_1 = 5,6\text{ k}\Omega$. При тази стойност на R_1 усилването е около 84 пъти.

3. Резисторът R_3 се определя чрез зависимостта

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{5,6 \cdot 10^3 \cdot 470 \cdot 10^3}{5,6 \cdot 10^3 + 470 \cdot 10^3} \approx 5,5\text{ k}\Omega$$



Фиг.14

Приема се $R_3=5,6\text{ k}\Omega$ (ролята на R_3 е обяснена в пример 1.9!).

Очевидно е, че входното съпротивление на стъпалото е равно на R_3 .

4. Капацитетът на кондензатора C_1 се определя чрез формулата

$$C_1 \geq \frac{0,32}{f_b R_3} = \frac{0,32}{50 \cdot 5,6 \cdot 10^3} \approx 1,1\mu\text{F}$$

Приема се $C_1 = 1\mu\text{F}$. Този кондензатор трябва да представлява малко съпротивление при долната гранична честота в сравнение с R_3 .

Аналогични са съображенията при определяне на C_2 но в сравнение с R_L . Получава се

$$C_2 \geq \frac{0,32}{f_b R_L} = \frac{0,32}{50 \cdot 10^3} = 6,4\mu\text{F}$$

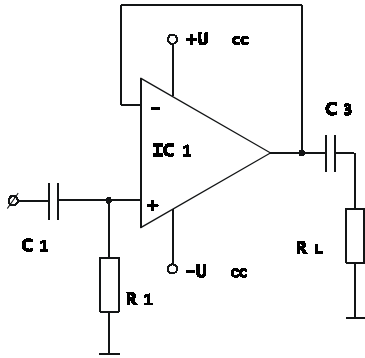
Приема се $C_2 = 10\mu\text{F}$

Изчислението на *повторител с операционен усилвател* е сравнително просто. Това проличава на пръв оглед и от самата схема (фиг. 1.10).

Пример 3.1.3. Да се изчисли повторител с операционен усилвател, чиято схема е дадена на фиг.15. Долната гранична честота е $f_b = 40\text{ Hz}$, а товарното съпротивление — $R_L = 2\text{ k}\Omega$.

1. Нека използваме същия операционен усилвател 741. Коефициентът на усилване при обратна връзка е $A_{UF} \approx 1$. Избираме захранващо напрежение, близко до номиналното, но по-малко от него с цел да се осигури резерв, т.е. $U_{CC} = \pm 12\text{ V}$

2. Резисторът R_1 може да бъде съизмерим с входното съпротивление на операционния усилвател. За осигуряване на голямо входно съпротивление на стъпалото, което е съществено свойство на повторителя, приема се $R_1 \approx R_{in}$. За $\mu A 741$ $R_{in} = 1 \div 2 \text{ M}\Omega$. Възможно е $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$

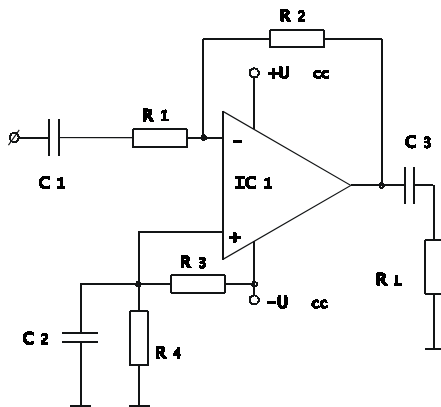


Фиг.15

Операционният усилвател може да се захрани от еднополярен източник, а не от два източника с противоположна полярност и средна точка, която служи за общ проводник. Захранването от един източник изисква също средна точка. Единият подход е при неинвертиращия усилвател да се използва *делител*, задаващ постоянно напрежение, равно на половината от захранващото напрежение на неинвертиращия вход, а последователно на съпротивлението за обратна връзка, което е свързано към маса се свързва достатъчно голям кондензатор и стъпалото може да усилва само променливотокови сигнали, а за постояннотокови коефициента на усилване е точно 1 и по този начин се поддържа напрежение, равно на половината от захранващото и на изхода. В този случай входното съпротивление на стъпалото се определя от делителя и е равно на паралелната комбинация на двете съпротивления и тъй като те са равни по стойност - на половината от стойността на двяко от тях. Добре е паралелната комбинация на резисторите на входния делител да бъде равна на паралелната комбинация на резисторите за обратна връзка, за да се изравнят входните офсетови токове на ОУ. Друго решение е чрез използване на *стабилитрони* за създаване на средна точка. Те допускат до един и половина пъти по-голяма консумация от ОУ при запазване на стабилността на напрежението в средната точка.

Много често входът на операционния усилвател се свързва към верига, която служи за получаването на изходно напрежение, равно на напрежението от еднополярния източник за захранване. Това решение ще бъде показано в следващите два примера.

Пример 3.1.4. Да се изчисли инвертиращ усилвател, чиято схема е дадена на фиг. 16 при следните изходни данни: $A_{UF} = 50$; $f_b = 60 \text{ Hz}$; $f_h = 8000 \text{ Hz}$; $R_L = 2 \text{ k}\Omega$; $E = 18 \text{ V}$



Фиг.16

$$A_{UF} = 10^{A_{UF}[\text{dB}]/20}$$

3. Кондензаторът C_1 трябва да представлява пренебрежимо малко съпротивление спрямо R_1 при долната гранична честота. Ето защо

$$C_1 \geq \frac{0,32}{f_b R_L} = \frac{0,32}{60 \cdot 6,8 \cdot 10^3} = 0,8 \mu\text{F}$$

Приема се $C_1 = 1 \mu\text{F}$.

3. Кондензаторите C_1 и C_2 са разделителни. Техните капацитети зависят от f_b и съответно от R_1 и R_2 . За да бъдат пренебрежимо малки съпротивления спрямо R_1 и R_2 и да не се губи значителна част от сигнала върху тях, тъй като се влошава честотната характеристика при ниски честоти, използват се формулите

$$C_1 \geq \frac{0,32}{f_b R_1} = \frac{0,32}{40 \cdot 10^6} = 8 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

Един по-голям резерв е допустим и може да се приеме $C_1 = 0,1 \mu\text{F}$.

$$C_2 \geq \frac{0,32}{f_b R_L} = \frac{0,32}{40 \cdot 2 \cdot 10^3} = 4 \mu\text{F}$$

Приема се $C_2 = 4,7 \mu\text{F}$.

Операционният усилвател може да се захрани от еднополярен източник, а не от два източника с противоположна полярност и средна точка, която служи за общ проводник. Захранването от един източник изисква също средна точка. Единият подход е при неинвертиращия усилвател да се използва *делител*, задаващ постоянно напрежение, равно на половината от захранващото напрежение на неинвертиращия вход, а последователно на съпротивлението за обратна връзка, което е свързано към маса се свързва достатъчно голям кондензатор и стъпалото може да усилва само променливотокови сигнали, а за постояннотокови коефициента на усилване е точно 1 и по този начин се поддържа напрежение, равно на половината от захранващото и на изхода. В този случай входното съпротивление на стъпалото се определя от делителя и е равно на паралелната комбинация на двете съпротивления и тъй като те са равни по стойност - на половината от стойността на двяко от тях. Добре е паралелната комбинация на резисторите на входния делител да бъде равна на паралелната комбинация на резисторите за обратна връзка, за да се изравнят входните офсетови токове на ОУ. Друго решение е чрез използване на *стабилитрони* за създаване на средна точка. Те допускат до един и половина пъти по-голяма консумация от ОУ при запазване на стабилността на напрежението в средната точка.

Много често входът на операционния усилвател се свързва към верига, която служи за получаването на изходно напрежение, равно на напрежението от еднополярния източник за захранване. Това решение ще бъде показано в следващите два примера.

Пример 3.1.4. Да се изчисли инвертиращ усилвател, чиято схема е дадена на фиг. 16 при следните изходни данни: $A_{UF} = 50$; $f_b = 60 \text{ Hz}$; $f_h = 8000 \text{ Hz}$; $R_L = 2 \text{ k}\Omega$; $E = 18 \text{ V}$

1. Избираме операционния усилвател $\mu A 741$. При $f_T = 1 \text{ MHz}$ и усилване $A_{UF} = 50$ горната му гранична честота спада до $f'_h = \frac{f_T}{A_{UF}} = \frac{10^6}{50} = 20 \text{ kHz}$, т.е. $f'_h > f_h$.

2. Резисторите R_1 и R_2 определят усилването. Избира се $R_2 = 330 \text{ k}\Omega$. Тази стойност е много по-голяма от товарното съпротивление и по-малка от входното.

Тогава

$$R_1 = \frac{R_2}{A_{UF}} = \frac{330 \cdot 10^3}{50} = 6,6 \text{ k}\Omega$$

Приема се стандартната стойност $R_1 = 6,8 \text{ k}\Omega$.

Трябва да се забележи следното. Когато A_{UF} е зададено в децибели, необходимо е да се превърне в число чрез използване на известната зависимост

4. Резисторите R_3 и R_4 са с еднакви съпротивления. Избират се съобразно захранващото напрежение от 30 до 100 k Ω . Приемат се $R_3=R_4 = 47$ k Ω .

5. Кондензаторът C_2 изглажда пулсациите. Капацитетът се определя чрез зависимостта

$$C_2 \geq \frac{3,2}{f_b R_4} = \frac{3,2}{60 \cdot 47 \cdot 10^3} = 1,13 \mu\text{F}$$

Приема се $C_2=2,2$ μF .

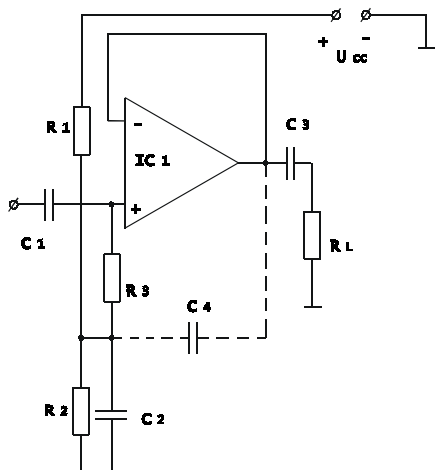
6. Разделителният кондензатор C_3 трябва да представлява пренебрежимо малко съпротивление в сравнение с R_L за честотата f_b , т.е.

$$C_3 \geq \frac{0,16}{f_b R_L} = \frac{0,16}{60 \cdot 2 \cdot 10^3} = 1,33 \mu\text{F}$$

Приема се $C_3 = 2,2$ μF .

Пример 3.1.5. Да се изчисли неинвертиращият усилвател (повторител), чиято схема е дадена на фиг. 17 при $f_b = 40$ Hz; $R_L = 1$ k Ω ; $E = 24$ V

Делителят е съставен от резисторите R_1 и R_2 . Кондензаторът C_2 свързва резистора R_3 към общия проводник и изглажда пулсациите. При тази връзка входното съпротивление на стъпалото се определя от съпротивлението R_3 . *Другият вариант* е да се премахне C_2 и общата точка на R_2 и R_3 да се свърже чрез C_4 с изхода на усилвателя. Тъй като коефициентът на усилване е почти единица, върху R_3 няма да въздейства напрежение и да предизвиква протичането на ток през него, т.е. входното съпротивление на стъпалото се определя от входното съпротивление на операционния усилвател.



Фиг. 17

Изчислението на елементите се извършва в следната примерна последователност.

1. Избират се съпротивленията на делителя $R_1=R_2$ в границите от 30 до 100 k Ω . Нека приемем $R_1=R_2=39$ k Ω . По-малката стойност осигурява по-голяма стабилност на тока в делителя (при зададеното захранващо напрежение 24 V може да се избере стойност и до 70k Ω).

2. При необходимост от голямо входно съпротивление, т.е. *вариантът на схемата без кондензатора* C_2 , приема се например $R_3=100$ k Ω и се определя C_4 по формулата

$$C_2 \geq \frac{3,2}{f_b R_2} = \frac{3,2}{40 \cdot 39 \cdot 10^3} = 2,05 \mu\text{F}$$

Приема се $C_4 = 2,2$ μF . Това означава, че C_4 ще бъде пренебрежимо малко съпротивление спрямо R_2 при долната гранична честота.

Другият вариант, при който *липсва* C_4 изисква C_2 да представлява много малко съпротивление спрямо R_2 при същата честота, т.е. ще има същата стойност $C_2 = 2,2$ μF .

3. Разделителният кондензатор C_3 трябва да отговаря на подобно условие спрямо товарното съпротивление:

$$C_3 \geq \frac{0,32}{f_b R_L} = \frac{0,32}{40 \cdot 10^3} = 8 \mu\text{F}$$

Приема се $C_3 = 10$

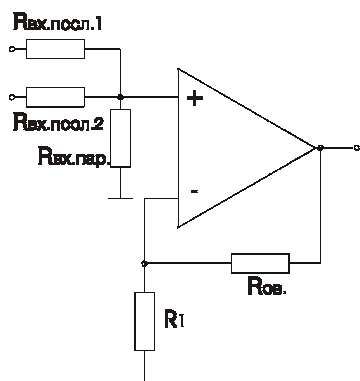
3.1.6. Оразмеряване на смесител.

Смесителят представлява устройство с няколко входа и един изход. На входовете се подават различни сигнал-например, от няколко микрофона, от различни инструменти, от микрофони, инструменти и възпроизвеждащ тон източник и др., а на изхода се получава сигнал, представляващ сумата от всички тези сигнали. Схемата на един неинвертиращ смесител, изпълнен с операционен усилвател е показана на фиг. 18

Усилването на смесителя трябва да бъде 2. Коефициента на усилване на неинвертиращ смесител с операционен усилвател е:

$$k_U = \frac{R_F}{R_1} + 1$$

Следователно, ако $R_F=R_1$, коефициентът на усилване ще бъде равен на 2. Избираме



Фиг. 18

$$R_1 = R_F = 100\text{k}\Omega$$

Стойността на R_2 трябва да бъде равна на паралелната комбинация на R_F и R_1 . Тогава:

$$R_2 = \frac{R_1}{2} = \frac{100}{2} = 50\text{k}\Omega$$

Избираме стандартна стойност 47 k Ω .

Входното съпротивление на смесителя е равно на R_2 . Тогава за входния кондензатор получаваме:

$$C_{\text{вх.1}} = C_{\text{вх.2}} \geq \frac{1}{2\pi f_H R_{\text{вх.}} \sqrt{M_{\text{H1}}^2 - 1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 20.47 \cdot 10^3 \sqrt{1,06^2 - 1}} = 0,48 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

Избираме стандартна стойност 1 μF .

3.2. ПРЕДУСИЛВАТЕЛИ С ТРАНЗИСТОРИ

3.2.1. Двустъпален усилвател с директна връзка

Схемата е дадена на фиг.19. Тя ще работи със захранващо напрежение 32 V и ще има усилване 28 пъти.

Избираме транзисторите 2Т3168 и 2Т3308. Техните параметри са:

тип	2Т3168 С	2Т3308 С
проводимост	NPN	PNP
U_{CEmax}	25V	25V
$I_{\text{сmax}}$	100 mW	100 mW
h_{21E}	380	420
U_{BEsat}	0,8V	0,83V
h_{11E}	15 k Ω	15 k Ω

Най-напред определяме напрежението на колектора в работната точка:

$$U_C = 0,5U_{\text{CC}} = 0,5 \cdot 32 = 16\text{V}$$

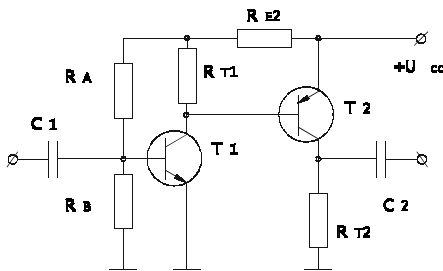
Приемаме колекторния ток равен на 4 mA. Тогава колекторния резистор, върху който трябва да пада половината от захранващото напрежение или 16V е:

$$R_{\text{T2}} = \frac{16}{4 \cdot 10^{-3}} = 4\text{k}\Omega$$

Приемаме стандартна стойност 4,7 k Ω .

Истинската стойност на колекторния ток е $I_C = 16:4,7 = 3,4$ mA.

Тъй като необходимото усилване е 28, а общото усилване на двутранзисторната структура е 70% от произведението на усилването на двата транзистора, то:



Фиг.19

$$k_{U1} \cdot k_{U2} = \frac{27,7}{0,7} = 39,57 \approx 40 \text{ пъти}$$

Приемаме, че едното стъпало ще усилва 5 пъти, а другото-8.

За да осигурим усилване 5 пъти, трябва:

$$R_{\text{E2}} = \frac{R_{\text{T2}}}{k_{U2}} = \frac{4700}{5} = 940\Omega$$

Приемаме стандартна стойност 1 k Ω .

Тогава $k_{U2} = 4,7$ пъти и необходимата стойност на k_{U1} е 8,51

пъти

Токът през R_{E2} е сумата от колекторния и базовия ток. Тъй като коефициентът на усилване по ток на транзистора е много

голям (420), то базовия ток може да бъде пренебрегнат и пада на напрежение върху R_{E2} е:

$$U_{\text{E2}} = I_C \cdot R_{\text{E2}} = 3,4 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot 10^3 = 3,4\text{V}$$

Разликата в напреженията на базата и емитера на T_2 трябва да бъде 0,5 V. Тъй като T_2 е PNP тип, потенциала на базата трябва да бъде по-малко положителен от този на емитера. Последния е 32-3,4=+28,6 V. Следователно потенциалът на базата трябва да бъде 28,1 V, което е и напрежението на колектора T_1 в работната точка.

Стойността на R_B е зададена чрез входния импеданс- 46 k Ω . Използуваме най-близката стандартна стойност- 47 k Ω . Съгласно формулата, дадена в раздел 2, R_{E1} е:

$$R_{\text{E1}} = \frac{R_B}{5 \div 20} = \frac{47}{20} = 2,35 \approx 2,2\text{k}\Omega$$

От тук за колекторния резистор получаваме:

$$R_{T1} = R_{E1} \cdot k_{U1} = 2200 \cdot 8,51 = 18,7 \approx 18 \text{ k}\Omega$$

При необходим пад на напрежение върху R_{T1} , равен на 3,9 V, токът в колекторната верига е:

$$I_C = \frac{U_{R_{T1}}}{R_{T1}} = \frac{3,9}{18 \cdot 10^3} = 0,2 \text{ mA}$$

Поради високия коефициент на усилване по ток на транзистора, отново пренебрегваме базовите токове и приемаме, че тока през емитерния резистор е равен на колекторния ток на T_1 . Тогава:

$$U_{Re1} = 0,2 \cdot 2,2 = 0,44 \text{ V}$$

$$U_{BT1} = U_{RE1} + 0,5 = 0,44 + 0,5 = 0,94 \text{ V}$$

За да се получи такъв пад върху резистора R_B , токът през него трябва да бъде:

$$I_{RB} = \frac{U_{RB}}{R_B} = \frac{0,94}{47000} = 0,02 \text{ mA}$$

Стойността на резистора R_A трябва да бъде такава, че при протичане на ток 0,02 mA, падът върху него да е 31,6 V. Следователно:

$$R_A = \frac{31,06}{0,02 \cdot 10^{-3}} = 1,5 \text{ M}\Omega$$

Входния прехвърлящ кондензатор има стойността:

$$C_{BX} = \frac{1}{2\pi f_H R_B \sqrt{M_H^2 - 1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 46000 \sqrt{1,06^2 - 1}} = 0,01 \mu\text{F}$$

Приемаме стандартна стойност 0,1 μF

$$C_{ИЗХ.} = \frac{1}{2\pi f_H R \cdot \sqrt{M_H^2 - 1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 10000 \sqrt{1,06^2 - 1}} = 0,046 \mu\text{F}$$

Избираме стандартна стойност 1 μF

3.2.2. Еднотранзисторно усилвателно стъпало по схема ОЕ, показано на фиг.20. Неговото оразмеряване става по следния начин:

1. Избираме захранващото напрежение. Приемаме захранващото напрежение на целия предусилвател да бъде 15V, което се осигурява с помощта на филтърната група:

$$U_{CC} = 15 \text{ V}$$

2. Избираме транзистор. Изборът става по допустимото напрежение колектор-емитер, по коефициент на шума и по честота на преминаване, която трябва да бъде няколко десетки пъти по-висока от f_B . По тези изходни данни избираме транзистор 2Т3169С, чиито параметри са:

$$U_{CEmax.} = 25 \text{ V}; C_{b,c} = 6 \text{ pF}; I_{Cmax.} = 100 \text{ mA}; h_{21} = 540; P_{tot.} = 200 \text{ mW}; S = 23 \text{ mS};$$

$$f = 150 \text{ MHz}; h_{11} = 24 \text{ k}\Omega; r_{bb'} = 5 \Omega; F^4 = 10 \text{ dB}; h_{22} = 30 \text{ mS}$$

3. Избираме напрежението колектор-емитер $U_{CE} = 5 \text{ V}$ и колекторния ток $I_C = 1 \text{ mA}$.

4. Избираме напрежението на емитера $U_E = (0,1 \div 0,2) U_{CC} = 0,2 \cdot 15 = 3 \text{ V}$

5. Определяме стойността на колекторното съпротивление:

$$R_C = \frac{U_{CC} - U_{CE} - U_E}{I_C} = \frac{15 - 5 - 3}{1 \cdot 10^{-3}} = 7 \cdot 10^3 \Omega = 7 \text{ k}\Omega$$

Избираме стандартна стойност 6,8 k Ω .

6. Определяме токът на базата:

$$I_B = \frac{I_C}{h_{21E}} = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{540} = 1,85 \cdot 10^{-6} = 1,85 \mu\text{A}$$

7. Определяме токът през делителя:

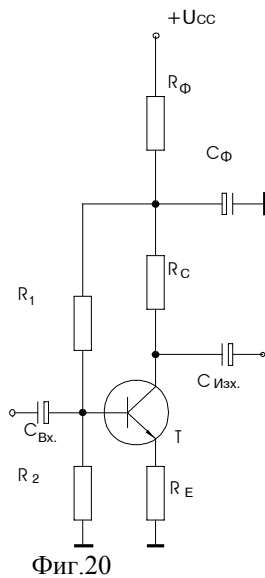
$$I_d = (5 \div 10) I_B = 10 \cdot 1,85 = 18,5 \mu\text{A}$$

8. Изчисляваме резисторите на делителя:

$$R_1 = \frac{U_{CC} - U_E - U_{BE}}{I_d + I_B} = \frac{15 - 3 - 0,62}{(18,5 - 1,85) \cdot 10^{-6}} = 0,7 \cdot 10^6 \Omega$$

избираме стандартна стойност 680 k Ω .

Тук стойността на U_{BE} е отчетена от характеристиката на фиг.21 на транзистора за приетата стойност на колекторния ток.

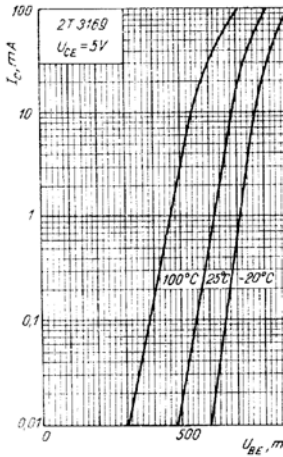


Фиг.20

$$R_2 = \frac{U_E + U_{BE}}{I_D} = \frac{3 + 0,62}{18,5 \cdot 10^{-6}} = 0,196 \cdot 10^6 \Omega$$

Приемаме стандартна стойност 180 kΩ.

9. Изчисляваме емитерния резистор:



Фиг.21

$$R_E = \frac{U_E}{I_C} = \frac{3}{1,1 \cdot 10^{-3}} = 3 \text{ k}\Omega$$

10. Определяне на входното съпротивление на стъпалото:

Входното съпротивление на транзистора е $R_i \approx h_{11} = 24 \text{ k}\Omega$

Входното съпротивление на делителя е:

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{680 \cdot 180}{680 + 180} = 142,3 \text{ k}\Omega$$

Тогава входното съпротивление на стъпалото е:

$$R_{iA} = \frac{24 \cdot 142,3}{24 + 142,3} = 20,5 \text{ k}\Omega$$

11. Определяне на изходното съпротивление на стъпалото:

Изходното съпротивление на транзистора е:

$$R_0 \approx \frac{1}{h_{22}} = \frac{1}{30 \cdot 10^{-6}} = 33,33 \text{ k}\Omega$$

Изходното съпротивление на стъпалото е:

$$R_{oA} = \frac{R_0 R_C}{R_0 + R_C} = \frac{6,8 \cdot 33,33}{6,8 + 33,33} = 5,65 \text{ k}\Omega$$

12. Коэффициентът на усилване по напрежение е:

$$A_U = S \frac{R_{oA} R_L}{R_{oA} + R_L} = 23 \cdot 10^{-3} \frac{5,65 \cdot 2,2}{5,65 + 2,2} \cdot 10^3 = 36,4 \text{ пъти}$$

13. Оразмеряване на изходния прехвърлящ кондензатор.

$$C_{изх.} \geq \frac{1}{2\pi f_b (R_{oA} + R_L) \sqrt{M_{изх.}^2 - 1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 30 (5,65 + 2,2) \cdot 10^3 \sqrt{1,2^2 - 1}} = 1,019 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

Приемаме стандартна стойност 2,2 μF.

3.2.3. Проектирането на емитерен повторител (фиг.22) става по следния ред:

1. Избор на транзистор.

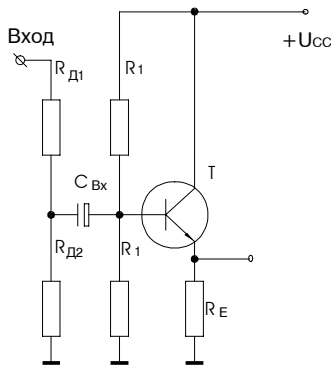
Изборът става по допустимото напрежение колектор-емитер, по коэффициент на шума (понеже става дума за входно стъпало) и по честота на преминаване, която трябва да бъде няколко десетки пъти по-висока от f_B . По тези изходни данни избираме транзистор 2Т3169С, чиито параметри са:

$U_{CEmax.} = 25 \text{ V}$; $I_{Cmax.} = 100 \text{ mA}$; $C_{b,c} = 6 \text{ pF}$; $h_{21} = 540$; $P_{tot.} = 200 \text{ mW}$; $S = 23 \text{ mS}$; $f = 150 \text{ MHz}$; $h_{11} = 24 \text{ k}\Omega$; $r_{bbv} = 51 \Omega$; $F^4 = 10 \text{ dB}$; $h_{22} = 30 \text{ mS}$

2. Определяне на захранващото напрежение-приемаме захранващото напрежение на целия предусилвател-15V.

3. Определяне на емитерното съпротивление.

$$R_E = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{I_C} = \frac{15 - 3}{0,5 \cdot 10^{-3}} = 24000 \Omega = 24 \text{ k}\Omega$$



Фиг.22

Тук $U_{CE} = 2-3 \text{ V}$ и $I_C = 0,1-0,5 \text{ mA}$ се избират с цел минимален шум.

4. Определяне коэффициента на предаване по напрежение:

$$K = \frac{(1 + h_{21})(R_T | R_0 | R_E)}{R_d + h_{11} + (1 + h_{21})(R_T | R_0 | R_E)} = \frac{(1 + 540)(2,5 \cdot 10^3 | 33 \cdot 10^3 | 24 \cdot 10^3)}{0 + 24 \cdot 10^3 + (1 + 540)(2,5 \cdot 10^3 | 33 \cdot 10^3 | 24 \cdot 10^3)}$$

$$K = \frac{541 \cdot 2 \cdot 10^3}{24 \cdot 10^3 + 541 \cdot 2 \cdot 10^3} = 0,979 \text{ пъти}$$

$$\text{Тук } R_0 \approx \frac{1}{h_{22}} = \frac{1}{30 \cdot 10^{-6}} = 33333 \Omega \approx 33 \text{ k}\Omega$$

5. Определяне входното съпротивление на транзистора:

$$R_i = h_{11} + (1 + h_{21})(R_0 | R_E | R_T) = 24 \cdot 10^3 + (1 + 540)(33 \cdot 10^3 | 24 \cdot 10^3 | 2,5 \cdot 10^3)$$

$$R_1 = 1165 \text{ k}\Omega$$

6. Оразмеряване на входния делител:
Най-напред определяме базовия ток:

$$I_B = \frac{I_C}{h_{21E}} = \frac{0,5 \cdot 10^{-3}}{460} = 1,08 \cdot 10^{-6} \text{ A}$$

Тока през делителя е:

$$I_1 = (5 \div 10) I_B = 10 \cdot 1,08 \cdot 10^{-6} = 10,8 \cdot 10^{-6} \text{ A}$$

Съпротивленията на делителя са:

$$R_1 = \frac{U_{CC} - (U_E + U_{BE})}{I_1 + I_B} = \frac{15 - (6 + 0,7)}{(10,8 + 1,08) \cdot 10^{-6}} = \frac{5,3}{11,88 \cdot 10^{-6}} = 698 \cdot 10^3 \Omega$$

избираме стандартна стойност 680 kΩ.

$$R_2 = \frac{U_E + U_{BE}}{I_1} = \frac{6 + 0,7}{10,8 \cdot 10^{-6}} = 620 \text{ k}\Omega$$

7. Определяне на входното съпротивление на стъпалото:

Входното съпротивление на стъпалото се определя от паралелно свързаните съпротивления на базовия делител и входното съпротивление на транзистора:

$$R_{вх.} = R_1 \parallel R_2 = 1165 \parallel 680 \parallel 620 = 253,6 \text{ k}\Omega$$

8. Определяне изходното съпротивление на стъпалото:

$$R_{оА} = \frac{R_{оЕ} R_E}{R_{оЕ} + R_E} = \frac{44,4 \cdot 24 \cdot 10^3}{44,4 + 24 \cdot 10^3} = 44,3$$

а от своя страна изходното съпротивление на транзистора при схема ОК е:

$$R_{оЕ} = \frac{R_{GB} + h_{11}}{h_{21}} = \frac{0 + 24 \cdot 10^3}{540} = 44,4 \Omega$$

В тази формула R_{GB} е паралелната комбинация на базовия делител и изходното съпротивление на източника на сигнал. Приемаме, че изходното съпротивление на източника на сигнал е нула.

9. Оразмеряване на входния и изходен кондензатор:

$$C_{вх.} \geq \frac{1}{2\pi f_H R_{вх.} \sqrt{M_{H1}^2 - 1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 253,6 \cdot 10^3 \sqrt{1,039^2 - 1}} = 0,13 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

Избираме стандартна стойност 1 μF.

$$C_{изх.} \geq \frac{1}{2\pi f_H (R_{оА} + R_L) \sqrt{M_H^2 - 1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 30 \cdot (44,3 + 20,5 \cdot 10^3) \sqrt{1,12^2 - 1}} = 0,512 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

И тук избираме стандартната стойност 1 μF.

10. Оразмеряване на филтърната група.

Падът на напрежение върху резистора R_Φ е:

$$U_{R\Phi} = U_{CC} - U_{зхр. П. У.} = 30 - 15 = 15 \text{ V}$$

Общият консумиран ток от предусилвателя е :

$$I_{пв} = I_{у.ст.} + I_{Еп.ЕП} = 1 + 0,5 = 1,5 \text{ mA}$$

Тогава:

$$R_\Phi = \frac{U_{R\Phi}}{I_{пв}} = \frac{15}{1,5 \cdot 10^{-3}} = 1 \text{ k}\Omega$$

Стойността на филтърния кондензатор е:

$$C_\Phi \geq \frac{5 \div 10}{2\pi f_b R_\Phi} = \frac{10}{2\pi \cdot 30 \cdot 1 \cdot 10^3} = 53 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

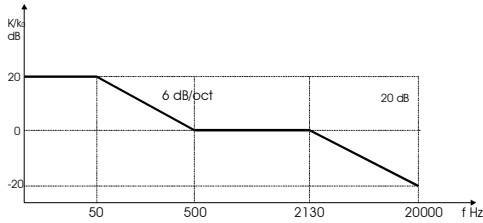
Избираме стандартна стойност 100 μF.

11. Номинално входно напрежение на целия усилвател:

$$U_{вх. ном.} = \frac{U_L}{K_{ум} \cdot K_{пв} \cdot K_{еп}} = \frac{20}{88,0 \cdot 979,36,4} = 6,38 \cdot 10^{-3} \text{ V}$$

4. ОРАЗМЕРЯВАНЕ НА ЧЕСТОТНИ КОРЕКТОРИ

4.1. Изчисление на честотен коректор за магнитна грамофонна доза (RIAA коректор).



Фиг.23

Сигналят преди записване на грамофонната плоча се подлага на предварителна корекция, която е стандартизирана RIAA корекция. При възпроизвеждане сигнала, постъпващ от магнитна доза, трябва да претърпи обратна корекция, за да се получи равномерна честотна характеристика. Идеализираната крива е показана на Фиг.23., като точките на промяната на характера на кривата са стандартизирани.

Както се вижда от фиг.23 честотната характеристика на предусилвателя за магнитна доза има интегриращ характер, като типичните срезове се определят от по-рано посочените времеконстанти $\tau_1 = 3180\mu s(50\text{Hz})$, $\tau_2 = 18\mu s(500\text{Hz})$ и

$\tau_3 = 75\mu s(2130\text{Hz})$. Чувствителността на дозата се дава за 1 kHz (средни честоти) и в повечето случаи е в рамките на 2 до 3 mV т.е. твърде ниска, което предопределя голям коефициент на усилване. При ниски честоти нивото е с 20 dB (10 пъти) по-ниско (0,2-0,3 mV), което налага още по-голямо усилване в честотна област, особено чувствителна към брумове смущаващи сигнали. При високи честоти напрежението нараства и за 20 kHz е 20-30 mV, което пък спомага за подобряването на отношението сигнал/високочестотен шум, дължащ се на силно интегриращо действие на усилвателя за честоти, по-високи от 2 kHz

Тъй като сигналят от динамична доза е слаб ($1 \div 3$ mV), то задължително трябва да е подложен на усилване. Поради тази причина в практиката са се наложили основно активни коректори.

Активните коректори се делят на два основни типа - инвертиращи и неинвертиращи. Сериозен недостатък на инвертиращия коректор е, че импедансът на звукоотнемателя участва във веригата на обратната връзка. Това означава, че при различни магнитни дози с различни параметри кривата на корекцията ще бъде различна, което е нежелателно. За това оразмеряването ще бъде направено по схема на активен неинвертиращ коректор - Фиг. 24.

Избираме изходното напрежение на RIAA коректора да бъде 100 mV. Тогава коефициентът на усилване за 1 kHz ще бъде:

$$H_{1\text{kHz}} = \frac{U_{\text{изх.}}}{U_{\text{вх.}}} = \frac{100 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 10^{-3}} = 33$$

1. За пресмятане на елементите първоначално се избира R_1 произволно от 50 до 500 Ω . Избирам $R_1 = 150 \Omega$.

2. Избира се коефициент на усилване за ниски честоти типично

$$H_0 = 9,9 H_{1\text{kHz}} = 9,9 \cdot 33 = 327$$

3. R_2 се изчислява по следната формула:

$$R_2 = \frac{243(H_0 - 10)}{3105} \cdot R_1 = \frac{243(327 - 10)}{3105} \cdot 150 = 3,720 \text{ k}\Omega$$

Избирам стандартна стойност $R_2 = 3,6 \text{ k}\Omega$.

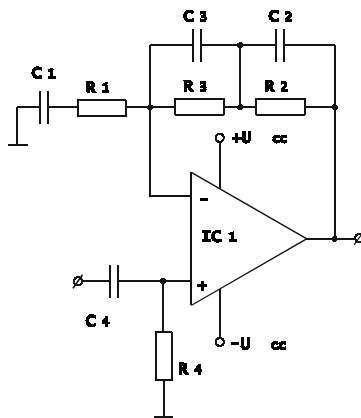
4. R_3 се изчислява по следната формула:

$$R_3 = (H_0 - 1)R_1 - R_2 = (327 - 1) \cdot 150 - 3720 = 45,18 \text{ k}\Omega$$

Избирам стандартна стойност $R_3 = 47 \text{ k}\Omega$.

5. R_2 и C_2 трябва да образуват $\tau_2 = 75\mu s$. Тогава:

$$C_2 = \frac{\tau_2}{R_2} = \frac{75 \cdot 10^{-6}}{3,6 \cdot 10^3} = 20,8 \text{ nF}$$



Фиг.24

Избирам стандартна стойност $C_2=22 \text{ nF}$.

6. R_3 и C_3 трябва да образуват $\tau_1 = 3180\mu\text{s}$. Тогава:

$$C_3 = \frac{\tau_1}{R_3} = \frac{3180 \cdot 10^{-6}}{47 \cdot 10^3} = 67 \text{ nF}$$

Избирам стандартна стойност $C_3=68 \text{ nF}$.

7. C_1 се смята по следната формула:

$$C_1 = \frac{7959}{R_1} = \frac{7959}{150} = 53,06\mu\text{F}$$

Избирам стандартна стойност $C_1=47\mu\text{F}$.

По препоръка на П. Шкритек, R_4 трябва да бъде $47\text{k}\Omega$, което удовлетворява заданието.

8. За намаляване усилването за честоти под 20 Hz се изчислява кондензаторът C_4 .

$$C_4 = \frac{1}{2\pi f R_4} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 47 \cdot 10^3} = 0,17\mu\text{F}$$

Избирам стандартна стойност $C_4=220 \text{ nF}$.

Тъй като сигналите от динамичната доза са много слаби, избирам за усилвателен елемент нискошумящ операционен усилвател NE5534A, който има и български аналог. Схемата на активен неинвертиращ коректор с изчислените стойности е показана на *Фиг. 2.5*.

4.2. Изчисление на тонкоректори за ниски и високи честоти

В областта на средните честоти (около 1kHz) предавателната функция е неизменна, а на крайните честоти 20Hz и 20kHz тя може да се регулира в пределите на $\pm 20\text{dB}$.

Графиката на предавателната функция може приблизително да се разглежда, като състояща се от няколко участъка, всеки от които представлява характеристика с наклон 6dB/oct .

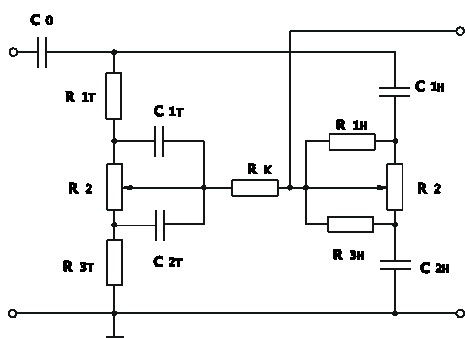
Променливият коефициент a определя вида на характеристиката: при максимален подем - $a=1$, без подем или спад - $a=0,5$, а при максимален спад - $a=0$. Практически смисъл на коефициента a е гълът на завъртане на потенциометъра: крайно ляво положение - $a=0$, средно положение - $a=0,5$, крайно дясно положение - $a=1$.

Пасивните коректори работят, като честотно зависими делители на напрежение, имащи собствено затихване.

Максималното повдигане на ниските честоти е

$$\Delta H_{T_{\max}} \approx \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_1} = \frac{C_1}{C_2}$$

като честотите f_{1T} и f_{2T} са:



Фиг.25

$$f_{1T} \approx \frac{1}{2\pi R_3 C_2}$$

$$f_{2T} \approx \frac{1}{2\pi R_1 C_2}$$

При максимален спад честотите f_{1T} и f_{2T} са:

$$f_{1T} \approx \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

$$f_{2T} \approx \frac{1}{2\pi R_2 C_1}$$

Равномерната област се получава при

$$\frac{R_{21}}{R_{22}} = \frac{C_2}{C_1}$$

при което коефициентът на предаване е:

$$H_0 = \frac{R_3}{R_1 + R_3} = \frac{R_{22}}{R_2}$$

Формулите са валидни при условието $R_2 \gg R_1 \gg R_3$ и симетричност на корекциите.

Потенциометърът R_2 трябва да има логаритмична характеристика, като в средно положение отношението на съпротивленията на рамената трябва да бъде: $R_{21}=0,9R_2$ и $R_{22}=0,1R_2$.

Електрическата схема на коректорът за високи честоти е показана на *Фиг. 25*.

За него максималното ΔH е:

$$\Delta H_{H_{\max}} \approx 1 + \frac{C_2}{C_1} = \frac{C_2}{C_1} = \frac{R_3}{R_1}$$

Честотите f_{1H} и f_{2H} за максимален подем са:

$$f_{1H} \approx \frac{1}{2\pi R_3 C_2}$$

$$f_{2H} \approx \frac{1}{2\pi R_3 C_1}$$

Честотата f_{1H} за максимален спад е:

$$f_{1H} \approx \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

За равномерната област е в сила:

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{R_{21} |R_1}{R_{22} |R_3}$$

като коефициента на предаване е:

$$H_0 = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

Формулите са валидни при условието $R_2 \gg R_1 \gg R_3$. Потенциометърът R_2 трябва да има логаритмична характеристика, като в средно положение отношението на съпротивления на рамената трябва да бъде: $R_{21} = 0,9R_2$ и $R_{22} = 0,1R_2$.

Пример 4.2.1. Ще изчислим пасивен коректор с граници на регулиране ± 15 dB. Приемам запас 5 dB и изчислявам за граници на регулиране ± 20 dB.

Коректорът с граници на регулиране на ниски и високи честоти ± 20 dB се изчислява по стандартна схема за $\Delta H_{\max} = 10$

1. Първоначално се избират потенциометри - като правило за унификация те се избират еднакви. Избирам стандартна стойност за $R_2 = 100$ k Ω . Във формулите индекс "Т" означава ниски честоти, а индекс "Н" - високи честоти.

$$2. R_{1T} = R_{1H} = 0,1R_2 = 0,1 \cdot 100 \text{ k}\Omega = 10 \text{ k}\Omega$$

$$3. R_{3T} = R_{3H} = 0,01R_2 = 0,01 \cdot 100 \text{ k}\Omega = 1 \text{ k}\Omega$$

$$4. \text{ За } f_{2T} \text{ Шкритек препоръчва честота } 50 \text{ Hz.}$$

Тогава:

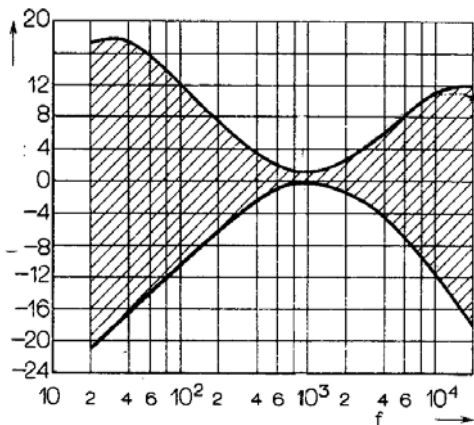
$$C_{1T} = \frac{159 \cdot 10^3}{f_{2T} \cdot R_2} [\text{nF}], \text{ където}$$

R_2 е в килооми, C_{1T} в нанофаради, а f_{2T} в херци.

$$C_{1T} = \frac{159 \cdot 10^3}{50 \cdot 100} = 31,8 \text{ nF}$$

Избирам най - близка стандартна стойност $C_{1T} = 33 \text{ nF}$.

$$5. C_{2T} = 10C_{1T} = 10 \cdot 31,8 \cdot 10^{-9} = 318 \text{ nF}$$



Фиг.26

Избирам най - близка стандартна стойност $C_{2T} = 330$

nF.

6. За f_{2H} П. Шкритек препоръчва 10 kHz. Тогава:

$$C_{2H} = \frac{159 \cdot 10^3}{f_{2H} \cdot R_2}, \text{ където}$$

R_2 е в килооми, C_{2H} в нанофаради и f_{2H} в килохерци.

$$C_{2H} = \frac{159 \cdot 10^3}{10 \cdot 100} = 159 \text{ nF}$$

Избирам стандартна стойност $C_{2H} = 150 \text{ nF}$.

7. $C_{1H} = 10C_{2H}$

$$C_{1H} = \frac{C_{2H}}{10} = \frac{150 \cdot 10^{-9}}{10} = 15 \text{ nF}$$

8. Включения между потенциометрите резистор R_k е за развръзка и се изчислява по следната формула:

$$R_k = \frac{R_2}{10} = \frac{100 \cdot 10^3}{10} = 10 \text{ k}\Omega$$

9. Кондензаторът C_0 служи за намаляване на смуцаващите сигнали с честота под 15 Hz. Изчислява се по формулата:

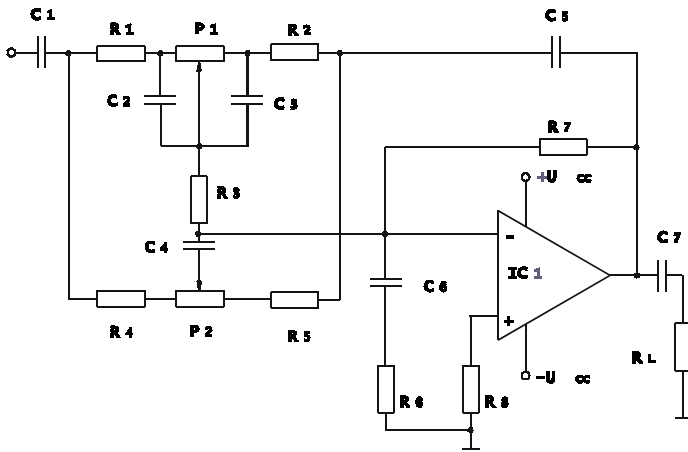
$$C_0 \approx \frac{1}{2\pi f R_{2T}} = \frac{1}{2\pi \cdot 15 \cdot 100 \cdot 10^3} = 0,1 \mu\text{F}$$

Примерна честотна характеристика на такъв регулатор е показана на фиг.26

За да има по-големи граници на регулиране на тонкоректора, предното стъпало трябва да бъде с малко изходно съпротивление. За тази цел между усилвателя и тонкоректора се включва емитерен повторител. Това неудобство се избягва с помощта на коректор, при който регулиращите елементи са включени във веригата на обратната връзка. Схемата на такъв коректор е показана на фиг.27. Регулирането на честотната характеристика се извършва чрез потенциометрите P_1 и P_2 . При движение на плъзгачите наляво се получава спадане, а надясно — подем на характеристиката. Потенциометърът P_1 е за ниските, а P_2 — за високите честоти.

Изчислението ще бъде показано чрез формули, които *важат за обхват на регулиране* до ± 20 dB.

Пример 4.2.2. Да се изчисли комбиниран тонкоректор за ниски и високи честоти, включен във веригата на обратната връзка на операционния усилвател. Обхватът на регулиране за честотите $f_b = 50$ Hz и $f_h = 10$ kHz е ± 20 dB.



Фиг.27

Използва се схемата на фиг. 25. Стойностите на елементите са отбелязани след изчислението. Редът е следният.

1. Избира се съпротивлението на P_1 между 50 и 100 k Ω . Може да се приеме $P_1 = 100$ k Ω . Характеристиките на потенциометрите P_1 и P_2 трябва да са линейни.

За P_2 се използва зависимостта

$$P_2 \geq 3,7P_1 = 3,7 \cdot 100 \cdot 10^3 = 370 \text{ k}\Omega$$

Приема се $P_2 = 510$ k Ω .

2. Съпротивленията на резисторите R_1, R_2 и R_3 трябва да отговарят на условието

$$R_1 = R_2 = R_3 = 0,11 \cdot P_1 = 0,11 \cdot 100 \cdot 10^3 = 11 \text{ k}\Omega$$

Приема се $R_1 = R_2 = R_3 = 10$ k Ω .

Предназначението на R_3 е да намали взаимното влияние между веригите за

коригиране на ниските и високите честоти.

3. Резисторите R_4 и R_5 също са с еднакви съпротивления:

$$R_4 = R_5 = 0,04 \cdot P_1 = 0,04 \cdot 100 \cdot 10^3 = 4 \text{ k}\Omega$$

Приема се $R_4 = R_5 = 3,9$ k Ω .

4. Кондензаторите C_1 и C_5 са разделителни. Може да се приеме $C_1 = C_5 = 1 \mu\text{F}$.

5. Капацитетът на кондензаторите C_2 и C_3 се определя чрез зависимостта

$$C_2 = C_3 = \frac{0,16}{f_b P_1} = \frac{0,16}{50 \cdot 100 \cdot 10^3} = 32 \text{ nF}$$

Приема се $C_2 = C_3 = 33$ nF.

6. Капацитетът на кондензатора C_4 зависи от f_h и P_1 . За определянето му се използва формулата

$$C_4 = \frac{4,34}{f_h P_1} = \frac{4,34}{10 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^3} = 4,34 \text{ nF}$$

Избира се $C_4 = 4,7$ nF.

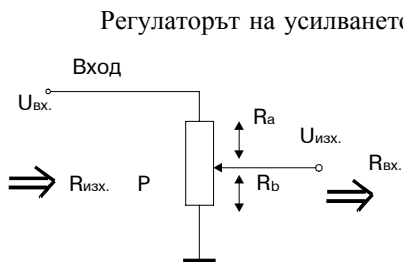
Резисторите R_7 и R_8 са свързани с режима на операционния усилвател. Може да се приеме $R_7 = 10P_1 = 10 \cdot 100 \cdot 10^3 = 1$ M Ω и $R_8 \approx 10$ k Ω .

Веригата, съставена от R_6 и C_6 , е за честотна компенсация против самовъзбуждане при напълно включен тонкоректор за високи честоти. Примерните стойности са:

$$R_6 \approx 3 \text{ k}\Omega; \quad C_6 \approx 1 \text{ nF}$$

Усилването на тонкоректора заедно с операционния усилвател при средно положение на плъзгачите на P_1 и P_2 е единица. (0dB).

4.3. Тонкомпенсиран регулатор на усилването



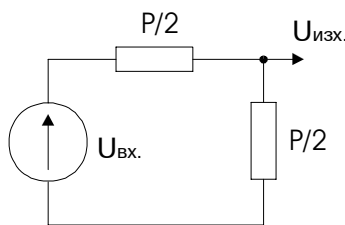
Фиг.28

Регулаторът на усилването е абсолютно необходим на всеки усилвател. По същество той регулира по ниво максималния възможен сигнал в дадена точка на усилвателя, като по този начин към крайното стъпало си подава различен по ниво сигнал, респективно в изхода се получава различна мощност. Както се вижда от фиг.28 това е променлив делител на напрежението $U_{вх.}$. Съгласно зависимостта:

$$U_{изх.} = \frac{R_b \cdot U_{вх.}}{R_a + R_b}$$

Сумата $(R_a + R_b)$ е стойността на целия потенциометър и най-общо тя не се избира произволно. Ако приемем, че $R_{вх.}$ на следващото стъпало е много по-голямо от $R_{изх.}$ на предходното стъпало, т.е. $R_{вх.} \gg R_{изх.}$, което практически винаги е изпълнено, то максималното вътрешно съпротивление на потенциометъра ще бъде тогава, когато $R_a = R_b = \frac{P}{4}$ и ще бъде (съгласно теоремата на Тевенен-Нортон):

$$R_{изх. P \max.} = R_a \parallel R_b = \frac{P/2 \cdot P/2}{P/2 + P/2} = \frac{P}{4}$$

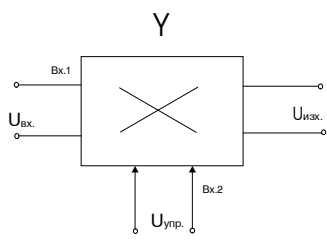


Фиг.29

т.е., когато потенциометъра е в средно положение. Следователно точната стойност може да се избере съгласно равенството:

$$R_{вх.} \geq \frac{P}{4}$$

Това означава, че потенциометъра може да бъде до 4 пъти по-високоомен от входното съпротивление на следващото стъпало, което е оптималната стойност. Много често се избира $P \approx R_{вх.}$, но в този случай $R_{вх.}$ ненужно се шунтира от P.



Фиг.30

Пред вид на това, че P е колкото електронен, толкова и механичен елемент, желателно е той да бъде поставен в точка, където нивото е високо, за да се подобри отношението сигнал/шум от плъзгача. Най-удачното място е пред крайното стъпало. Също от гледна точка на подобряването на отношението сигнал/шум е недопустимо през потенциометъра да протича постоянна съставна на тока.

Регулиране може да се осъществи и по чисто електронен начин (фиг.30). На вх.1 на четири квадрантния умножител "У" се подава входния сигнал $U_{вх.}$, а на вх.2 се подава постоянно напрежение $U_{упр.}$, което зависи от желаната изходна мощност, понеже:

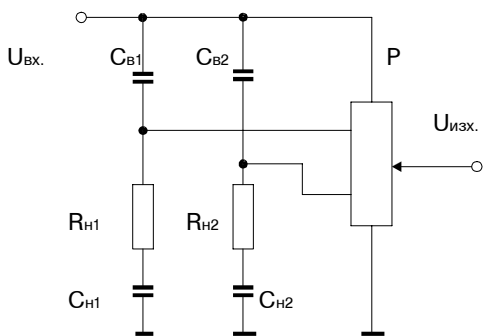
$$U_{изх.} \cdot U_{вх.} \cdot U_{упр.}$$

За даден момент $U_{упр.} = k = \text{const.}$ (постоянно напрежение) и тогава:

$$U_{изх.} = k \cdot U_{вх.}$$

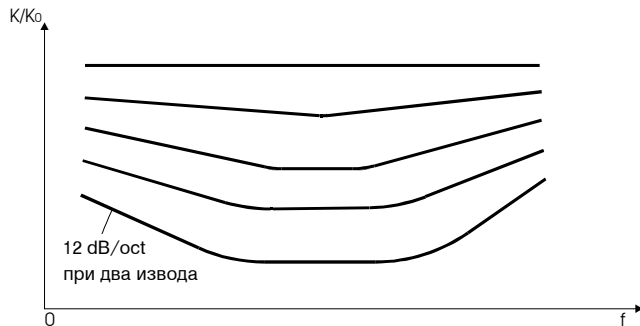
т.е. на лице е желаната промяна. По същество умножителя У внася разликата в усилването и ако $k=0$, то $U_{изх.}=0$.

От изследванията на много учени (Вебер, Фехнер, Флетчър, Мансон) е известно, че човешкото ухо не е "линейно". То възприема гръмкостта на звука общо взето по логаритмичен закон. За да се възприеме линейното преместване на плъзгача на потенциометъра и като линейно изменение на субективното усещане за гръмкостта, потенциометъра трябва да има логаритмичен закон за изменение на съпротивлението, а не линеен.



Фиг.31

Нещо повече, човешкото ухо има и различна честотна чувствителност, която зависи от гръмкостта. Добрите усилватели имат така наречената физиологична честотна компенсация на гръмкостта - LOUDNESS, която или е постоянно включена, или може и да се изключва. На фиг.31 е показана схема на физиологичен регулатор на усилването. Потенциометърът Р е снабден с два междинни извода (понякога един или три), към които се включват кондензаторите $C_{в1}$ и $C_{в2}$, компенсиращи намаляващата с намаляването на нивото на звука



Фиг.32

чувствителност на ухото за високите честоти, както и групите $R_{н1}C_{н1}$ и $R_{н2}C_{н2}$ - за ниските честоти.

Точните стойности се определят в зависимост от стойността на потенциометъра, респективно от мястото на допълнителните изводи по специални номограми, но могат и да се изчислят по предварително зададени честотни срезове съгласно кривите на Флетчър и Мансон. Семейство честотни характеристики за различно положение на плъзгача (усилване) е показано на фиг.32. При движение на плъзгача от дясно на ляво тоест, при увеличаване на усилването, действието на всички групи намалява.

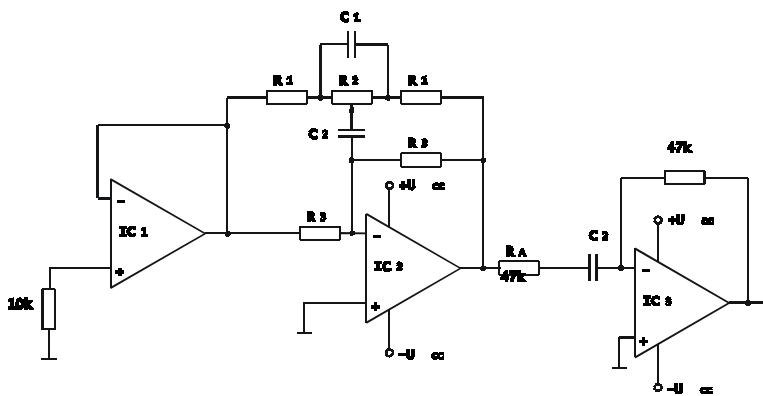
4. Еквалайзери

Пример за еквалайзер е дадения на фиг. 33 октавен еквалайзер с фиксиран качествен фактор. Централната честота на всеки от филтрите е:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{2R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}$$

$$H_0 = -1$$

Елементите на схемата са:



Фиг 33

$$C_2 = \frac{1}{20\pi f_0 R_2} \sqrt{3\Delta H - 1}$$

$$C_1 = 10C_2$$

$$R_1 = \frac{3R_2}{\Delta H - 1}$$

$$R_3 = 10R_2$$

$$Q = \sqrt{\frac{3\Delta H - 1}{9,6}}$$

Тук R_2 се избира произволно.

ΔH е максималният отскок, а Q е качествения фактор на филтъра. За октавен еквалайзер е благоприятно повдигане $\Delta H=3\div 5$. Филтрите за отделните октави се свързват паралелно.

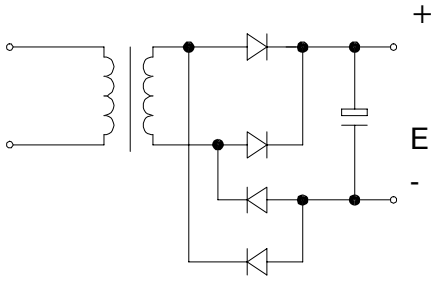
Недостатък на схемата е

сумирането на шума на отделните филтри, което изисква използването на нискошумящи операционни усилватели.

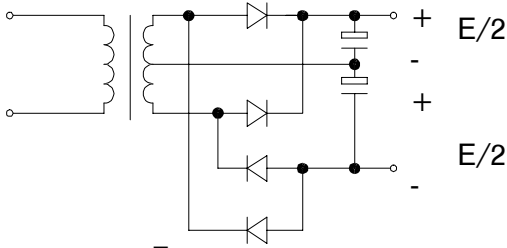
5. Оразмеряване на захранването.

Необходимата стойност на захранващото напрежение беше се определя по дадените в разделите за оразмеряване на крайните стъпала. Консумацията на предусилвателите може да се пренебрегне поради своята малка в сравнение с тази на крайните стъпала стойност. Самото оразмеряване на изправителя и трансформатора е предмет на дисциплината токозахранващи устройства. Тук ние ще дадем начина на определяне на изходните параметри, необходими за оразмеряването им.

На практика захранващото напрежение E не се стабилизира, тъй като това би довело до увеличаване на



А



Б

Фиг.34

общата загубна мощност за целия усилвател, което е неефективно. Едно типично захранване е показано на фиг.34 без средна точка (а) и със средна точка (б). Реалната външна характеристика на такова захранване е показана на фиг.35. Тук $E_{п.х.}$ е захранващото напрежение, което се установява при протичане на тока на покой $I_{покой}$, R_0 е вътрешното съпротивление на захранването, а I_0 е средния консумиран ток. В сила е равенството:

$$E = E_{п.х.} - R_0 I_0$$

или

$$E = E_{п.х.} - R_0 \frac{I_m}{\pi}$$

Вторичната намотка трябва да бъде за напрежение U_{II} :

$$U_{II} = E_{п.х.} / \sqrt{2} + 2U_{диод}$$

където :

$E_{п.х.}$ - захранващото напрежение на празен ход на усилвателя.

$U_{диод}$ - падът на напрежение върху всеки диод в изправителния мост-1V.

Вторичната намотка трябва да се изчисли за ток:

$$I_{effII} = \frac{P_{гр.min}}{U_{II}} \text{ при пълен товар.}$$



Фиг.35

6. Справочни данни

Стандартни стойности на резистори и кондензатори

10 %	5 %		2 %				1 %						
1,0	1,0	3,9	1,00	1,96	3,83	7,50	1,00	1,40	1,96	2,74	3,83	5,36	7,50
1,2	1,1	4,3	1,05	2,05	4,02	7,87	1,02	1,43	2,00	2,80	3,92	5,49	7,68
1,5	1,2	4,7	1,10	2,15	4,22	8,25	1,05	1,47	2,05	2,87	4,02	5,62	7,87
1,8	1,3	5,1	1,15	2,26	4,42	8,66	1,07	1,50	2,10	2,94	4,12	5,76	8,06
2,2	1,5	5,6	1,21	2,37	4,64	9,09	1,10	1,54	2,15	3,01	4,22	5,90	8,25
2,7	1,6	6,2	1,27	2,49	4,87	9,53	1,13	1,58	2,21	3,09	4,32	6,04	8,45
3,3	1,8	6,8	1,33	2,61	5,11		1,15	1,62	2,26	3,16	4,42	6,19	8,66
3,9	2,0	7,5	1,40	2,74	5,36		1,18	1,65	2,32	3,24	4,53	6,34	8,87
4,7	2,2	8,2	1,47	2,87	5,62		1,21	1,69	2,37	3,32	4,64	6,49	9,09
5,6	2,4	9,1	1,54	3,01	5,90		1,24	1,74	2,43	3,40	4,75	6,65	9,31
6,8	2,7		1,62	3,16	6,19		1,27	1,78	2,49	3,48	4,87	6,81	9,53
8,2	3,0		1,69	3,32	6,49		1,30	1,82	2,55	3,57	4,99	6,98	9,76
	3,3		1,78	3,48	6,81		1,33	1,87	2,61	3,65	5,11	7,15	
	3,6		1,87	3,65	7,15		1,37	1,91	2,67	3,74	5,23	7,32	

ПАРАМЕТРИ НА ТРАНЗИСТОРИ

Маломощни биполярни транзистори ($U_{CE} = 5 \text{ V}$, $I_c = 1 \text{ mA}$)

Озн. 2TXXXX	Тип	$U_{CE \text{ max}}$ V	$I_{C \text{ max}}$ mA	P_{tot} mW	f_T MHz	$C_{B'C}$ pF	h_{21}	S mS	h_{11} k Ω	r_{bb} Ω	F^4 dB
3167B	N	45	100	≈ 200	150	6	285	32	9	50	10
3168B	N	25	100	≈ 200	150	6	340	34	10,0	51	10
3169C	N	25	100	≈ 200	150	6	540	23	24,0		10
3237B	N	45	100	≈ 300	150	4,5	340	36	9,5	41	10
3238 B	N	20	100	≈ 300	150	4,5	370	35	10,5	54	10
3307B	P	45	100	300	100	6	285	38	7,5	20	?,?
3308B	P	25	100	300	100	6	310	38	8,1		10
3309B	P	20	100	300	100	6	275	40	7	46	4
3511B	N	18	150	≈ 200	120	6	170	43	4	47	
3512Г	N	18	150	≈ 200	120	6	405	37	11,0	69	5
3513 ³	N	20	150	250	125	8	≥ 1000				
3604B	N	18	200	≈ 200	300	4	69	38	1,8	30	
3606Г	N	18	100	≈ 200	200	4	125	40	3,1	36	
3608 B	N	30	200	≈ 200	300	4	59	33	1,8	33	

Средномощни и мощни биполярни транзистори

Озн. 2ТХХХХ	Тип	$P_{\text{сmax}}$ W	$u_{\text{CE max}}$ V	I_{Cmax} А
6551	N	0,8	50	0,5
6821	P	0,6	50	0,5
9139	N	8	80	1
9140	P	8	80	1
7237	N	25	80	2
7238	P	25	80	2
7537	N	40	80	4
7538	P	40	80	4
7637	N	60	80	8
7638	P	60	80	8
7046	N	120	400	8
7055	N	117	60	15
7067 ³	N	150	120	16

7. Ползвана литература

1. **Барт, П. В.** *Ni-Fi схемотехника*. С., Техника, 1975
2. **Василев, В. Б.** *Усилвателни устройства*. С., Техника, 1982
3. **Иванов, А.** *Висококачествени транзисторни нискофреkwотни усилватели*. С., Техника, 1975
4. **Ленк, Дж.** *Наръчник по съвременни полупроводникови усилватели*. С., Техника, 1978
5. **Ненов, Г. Д.** *Усилвателни устройства*. С., Техника, 1974
6. **Ненов, Г. Д.** *Усилватели*. С., Техника, 2000
7. **Рачев, Д.** *Въпроси на Ni-Fi любителя*. С., Техника, 1975
8. **Стефанов, Н. Й.** *Токоизправители и стабилизатори*. С., Техника, 1981
9. **Стойков, П. Г.** *Електроник 2*. С., Техника, 1987
10. **Стойков, П. Г.** *Електроник 2*. С., Техника, 1987
11. **Шкритек, П.** *Справочное руководство по звуковой схемотехнике*, М., Мир, 1991
12. **Доц.к.т.н. Лиля А.Доневска, доц.к.т.н. инж.Николай Т.Чамов** *Електронни аналогови устройства* София, Техника, 1994 год.
13. **В.Златаров** и др. *Ръководство за курсово проектиране по електронни аналогови схеми и устройства* - София, Техника, 1993.
14. **Джон Ленк** *Наръчник по опростено проектиране на схеми с полупроводникови елементи* - София, Техника, 1981 г
15. **инж.Генчо М.Кондарев** и др. *Справочник по полупроводникови прибори и интегрални схеми* София, Техника, 1988 г.