

ЛИЛА
ДОНЕВСКА
ДИМИТЪР
СТАМЕНОВ
НИКОЛАЙ
ЧАМОВ

РЪКОВОДСТВО ПО ЕЛЕКТРОННИ АНАЛОГОВИ СХЕМИ И УСТРОЙСТВА



ТЕХНИКА

Доц. к.т.н. инж.
ЛИЛА А.
ДОНЕВСКА

Доц. к.т.н. инж.
ДИМИТЪР И.
СТАМЕНОВ

К.т.н. инж.
НИКОЛАЙ Т.
ЧАМОВ

РЪКОВОДСТВО ПО ЕЛЕКТРОНИ АНАЛОГОВИ СХЕМИ И УСТРОЙСТВА

ЛАБОРАТОРНИ УПРАЖНЕНИЯ

**ДЪРЖАВНО
ИЗДАТЕЛСТВО
„ТЕХНИКА“
СОФИЯ, 1988**

УДК 621.3(075.8)

В ръководството се разглеждат принципът на действие, особеностите и методите за измерване на параметрите и характеристиките на някои основни аналогови схеми и устройства — постоянноточкови и импулсни усилватели, генератори на хармонични трептения, линейни операционни схеми, функционални преобразуватели и др.

Ръководството е предназначено за студентите от специалност електронна техника и микроелектроника и изчислителна техника от факултета по радиоелектроника при ВМЕИ „Ленин“.

Упражнения 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 и 14 са написани съвместно от Л. Донева и Д. Стаменов, а упражнения 10, 11, 12

13 и 15 — от Н. Чамов.

© Лиля Андреева Донева
Димитър Илиев Стаменов
Николай Трифонов Чамов, 1983
с/о Jusaator, Sofia

УВОД

Общи сведения за изследването на електронни аналогови схеми и устройства. Експерименталното изследване на електронните схеми се свежда до измерване на основните им параметри, които дават сведения за техните свойства. Такива параметри са например коефициентът на усилване, входното и изходното съпротивление, честотната, фазовата и преходната характеристика, коефициентите на изкривявания на предавания сигнал и др. За тяхното определяне обикновено на входа на изследваното устройство се подава сигнал с известни характеристики и се измерва изходният сигнал, който дава данни за реакцията на схемата. След допълнителна обработка на получените резултати, а понякога и непосредствено се определят търсените параметри.

Като източници на входен сигнал обикновено се използват генератори на синусоидно напрежение или генератори на напрежение с правоъгълна форма. Те най-често са с малко изходно съпротивление и имат възможност за стъпално и плавно регулиране на амплитудата и честотата на изходното напрежение.

За измерване и наблюдаване на изходния сигнал се използват електронни волтметри и осцилоскопи. Електронните волтметри имат голямо входно съпротивление и малък входен капацитет, поради което почти не влияят върху работата на изследваната схема. Измервателните им обхвати могат да се изменят в широки граници. Електронните осцилоскопи, които имат аналогични свойства, позволяват визуалното наблюдение на изходния сигнал. С тях може да се определи не само формата на изследваните сигнали, но понякога и да се измерват с достатъчна точност амплитуди и времеви интервали.

За определяне на режимите на усилвателните елементи в измервателните постановки се свързват и постояннотокови волтметри и амперметри.

Понякога се използват и уреди, които непосредствено измерват определен параметър: уреди за измерване на коефициента на нелинейни изкривявания, честотомери и други устройства, които дават допълнителна информация и спомагат за цялостното изучаване на изследваната схема.

За храняване на стъпалата се използват мрежови токоизправителни устройства, които, за да осигурят нормални условия за работа, трябва да са електронно стабилизирани и да позволяват изменение на хранящото напрежение в широки граници.

Във всяко упражнение са дадени методични указания за провеждане на експерименталните изследвания.

Упътвания за провеждане на лабораторните упражнения и изготвяне на протоколите:

1. По време на лабораторните упражнения най-строго трябва да се спазват правилата за техническа безопасност.

2. За пълноценното провеждане на лабораторните упражнения необходимо студентите предварително да се подготвят за тях, като се запознаят с принципа на действие на изследваното стъпало и прочат посочената литература по съответните въпроси.

3. Преди започване на упражнението студентите трябва да разучат макета, измервателните уреди и другите елементи от измервателната постановка. След това те трябва да ги свържат така, че да се осигури нормална работа на макета.

За да се избегнат някои паразитни явления, общият нулев проводник на измервателната постановка трябва да се свърже с клемата „маса“ на таблото на лабораторната маса.

За да се избегне претоварването на измервателните уреди и на макета, необходимо е преди включването на захранващите напрежения измервателните апарати да се превключат на безопасен обхват, а регулаторите на входното напрежение и захранващото напрежение да се поставят на минимално показание.

За да се намали грешката при измерване, желателно е обхватът на измервателните уреди да се превключва по възможност рядко, а показанията да са в дясната част на скалата. За това трябва предварително да се прецени кой е най-подходящият обхват за работа.

Включването на захранващите напрежения става, след като ръководителят на упражнението провери схемата.

4. Упражнението трябва да се извършва в последователността, която е дадена в заданието. След завършването на всяка точка резултатите трябва да бъдат проверени от ръководителя и едва тогава да се пристъпи към изпълнението на следващата точка.

5. При неправилно функциониране или при повреда на някои от елементите на измервателната постановка е необходимо веднага да бъде уведомен ръководителят на упражнението. Същото се прави и когато се получават големи отклонения от очакваните резултати.

6. След всяко упражнение се съставя протокол, в който се отразяват резултатите от измерването. Протоколът трябва да съдържа схемата на измервателната постановка и на изследваните стъпала или устройства, заданието, данните от измерването и необходимите изчисления, графичните зависимости и някои изводи и обяснения на особеностите на получените резултати.

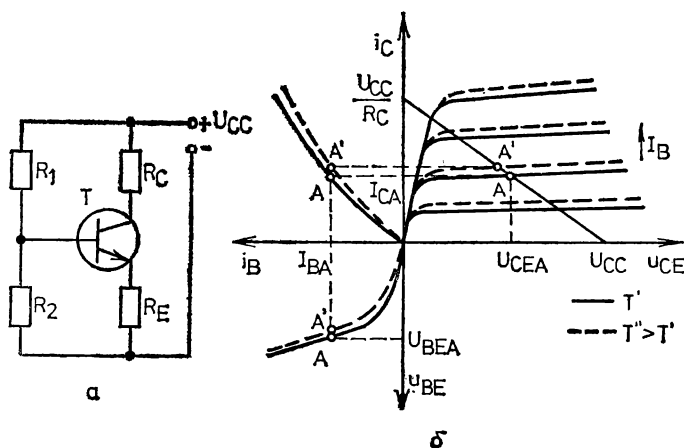
При изчисляването на всяка величина се дава и съответната формула.

При графичното построяване мащабите трябва да се подбират така, че да се добие най-голяма прегледност, а особените места на кривите да са ясно изразени. Ако някои от величините се изменят в широки граници, удобно е за тази променлива да се избере логаритмичен мащаб.

ИЗСЛЕДВАНЕ НА НЕСТАБИЛНОСТТА НА ТОКА В РАБОТНАТА ТОЧКА НА ТРАНЗИСТОРНИ СЪТПАЛА

I. ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

Когато към едно транзисторно сътпало са подадени захранващите напрежения и на входа на сътпалото липсва управляващ сигнал, през транзистора протичат токовете I_C и I_B , съответно I_D и I_G ($\approx \wedge$), а между електродите му се установяват напреженията

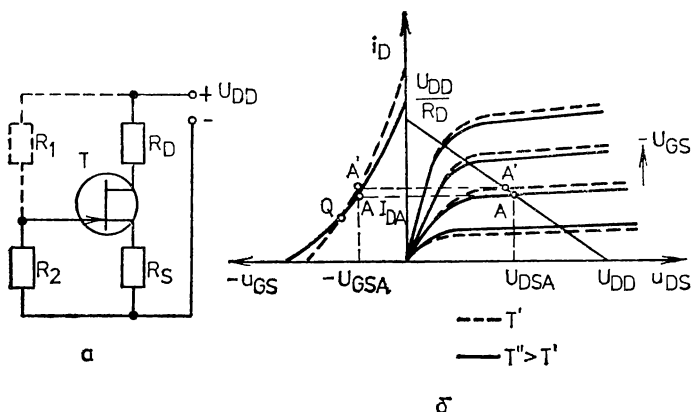


Фиг. 1.1

U_{CE} и U_{BE} , съответно U_{DS} и U_{GS} . Тези величини определят *работната точка* на сътпалото при покой. На фиг. 1.1 а е показана основната схема на захранване на биполярен транзистор с един източник, а на фиг. 1.1 б — положението на работната точка (за режим клас А) в полетата на различните семейства статични характеристики на транзистора. Работната точка А лежи винаги върху товарната права за постоянен ток, като координатите ѝ са I_{CA} , U_{CEA} , I_{BA} и U_{BEA} . Положението на работната точка за сътпало с полеви транзистор (фиг. 1.2 а) е показано на фиг. 1.2 б.

Мястото на работната точка при покой се изменя под влиянието на различни дестабилизиращи фактори — изменение на захранващото

напрежение и на параметрите на околната среда (температура, радиоактивност и др.), стареене, отклонение на параметрите на отделните екземпляри транзистори от номиналните им стойности за дадения тип и др. Обикновено най-силно е въздействието на промените на температурата.



Фиг. 1.2

Влияние на температурата. При повишаване на температурата колекторният ток на биполярните транзистори се увеличава и работната точка се измества нагоре по товарната права, като заема положение A' (фиг. 1.1 б). При полевите транзистори с повишаване на температурата токът нараства или намалява в зависимост от това, дали работната точка се намира над или под т. нар. термостабилна точка (т. Q на фиг. 1.2 б).

При биполярните транзистори колекторният ток I_C (следователно и напрежението между колектора и емитера U_{CE}) се влияе косвено от температурата чрез температурните зависимости на обратния колекторен ток I_{CBO} , статичния коефициент на усилване по ток h_{21E} , напрежението на емитерния преход U_{BE} и съпротивлението на колекторния преход r_c . При схема с общ емитер

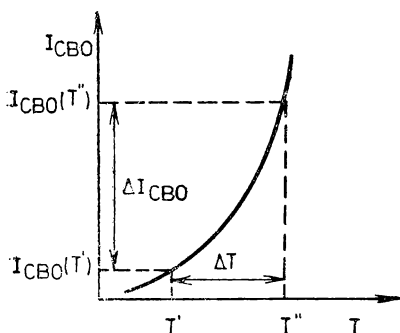
$$(1.1) \quad I_C = h_{21E} I_B + (1 + h_{21E}) I_{CBO} + \frac{U_{CE}}{r_c} (1 + h_{21E}).$$

Влиянието на U_{BE} върху I_C е отразено неявно в (1.1) чрез члена, в който участва I_B . Понеже r_c зависи сравнително слабо от температурата и е относително голямо, влиянието му може да се пренебрегне.

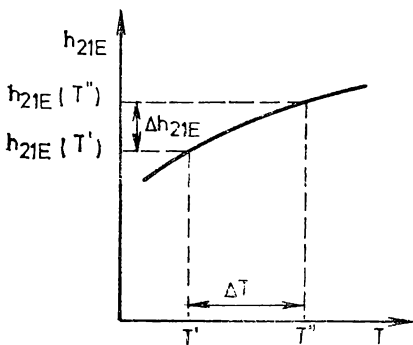
Параметрите I_{CBO} , h_{21E} и U_{BE} зависят по различен начин от температурата.

Обратният колекторен ток I_{CBO} нараства при увеличаване на температурата по експоненциален закон (фиг. 1.3). На практика изменението ΔI_{CBO} се определя

чрез измерване или като се приеме с известно приближение, че при промяна на температурата с 10°C той се изменя два пъти при германиеви транзистори и три пъти при силициевите транзистори. При номинална (станда) температура обаче I_{CBO} на силициевите транзистори (например няколко стотици пикоампера) е с 3—4 поря-



Фиг. 1.3



Фиг. 1.4

дка по-малък, отколкото I_{CBO} на германиевите транзистори. Ето защо при силициевите транзистори влиянието на I_{CBO} върху температурните промени на I_C може да се пренебрегне.

Коефициентът на усилване по ток h_{21E} също нараства при увеличаване на температурата (фиг. 1.4). Изменението на h_{21E} се определя чрез измерване или графично, като се използват публикуваните в каталозите зависимости на h_{21E} от температурата T . Може да се приложи и приблизителната формула

$$(1.2) \quad \Delta h_{21E} \approx b h_{21E}(T_{\text{ном}}) \Delta T,$$

където $T_{\text{ном}}$ е номиналната температура (например 25°C), а коефициентът $b = (0,004 \div 0,006) 1/^{\circ}\text{C}$.

Напрежението на емитерния преход U_{BE} трябва да се намалява при повишаване на температурата, за да се поддържа постоянен емитерният ток I_E , съответно колекторният ток I_C ($I_C \approx I_E$), тъй като тогава характеристиката $I_E(U_{BE})$ се измества наляво (фиг. 1.5). Тази промяна на U_{BE} може да се определи чрез измерване или с изрза

$$(1.3) \quad \Delta U_{BE} = \epsilon \Delta T,$$

където коефициентът ϵ е около $-2,2 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$. Ако по някакъв начин U_{BE} се поддържа постоянно, при нарастване на температурата I_C се увеличава (фиг. 1.5).

Промяната на I_C (и съответно на U_{CE}) в работната точка при изменение на температурата в зададен обхват ΔT може да се определи освен чрез измерване също и въз основа на намерените по описания начин величини ΔI_{CBO} , Δh_{21E} и ΔU_{BE} с изрза

$$(1.4) \quad \Delta I_C = S_T \left[\Delta I_{CBO} + \frac{I_C}{h_{21E}(1+h_{21E})} \Delta h_{21E} + \frac{|U_{BE}|}{R_E + R_B} \right],$$

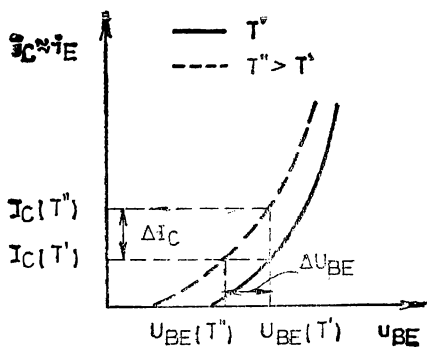
където R_E и $R_B = R_1 \parallel R_2$ са съответно съпротивленията в емитерната и базовата верига (фиг. 1.1a).

Коефициентът на температурна нестабилност на колекторния ток в работната точка S_T се дава с формулата

$$(1.5) \quad S_T = \frac{1 + h_{21E}}{1 + \frac{R_E}{R_E + R_B} h_{21E}}$$

В зависимост от съотношението между R_E и R_B коефициентът S_T се изменя в следните граници:

$$(1.6) \quad 1 \leq S_T \leq 1 + h_{21E}$$



Фиг. 1.5

На практика S_T се избира със стойност от 2 до 10.⁶ За да бъде малък S_T , т. е. за да има стъпалото добра температурна стабилност, R_E трябва да е относително голямо, а R_B — относително малко.

Работната точка може да се стабилизира при промяна на температурата по няколко начина — чрез въвеждане на постояннотокова отрицателна обратна връзка (фиг. 1.6 б, в, г), чрез използване на термочувствителни елементи (фиг. 1.6 д, е) или чрез термоста-

тиране.

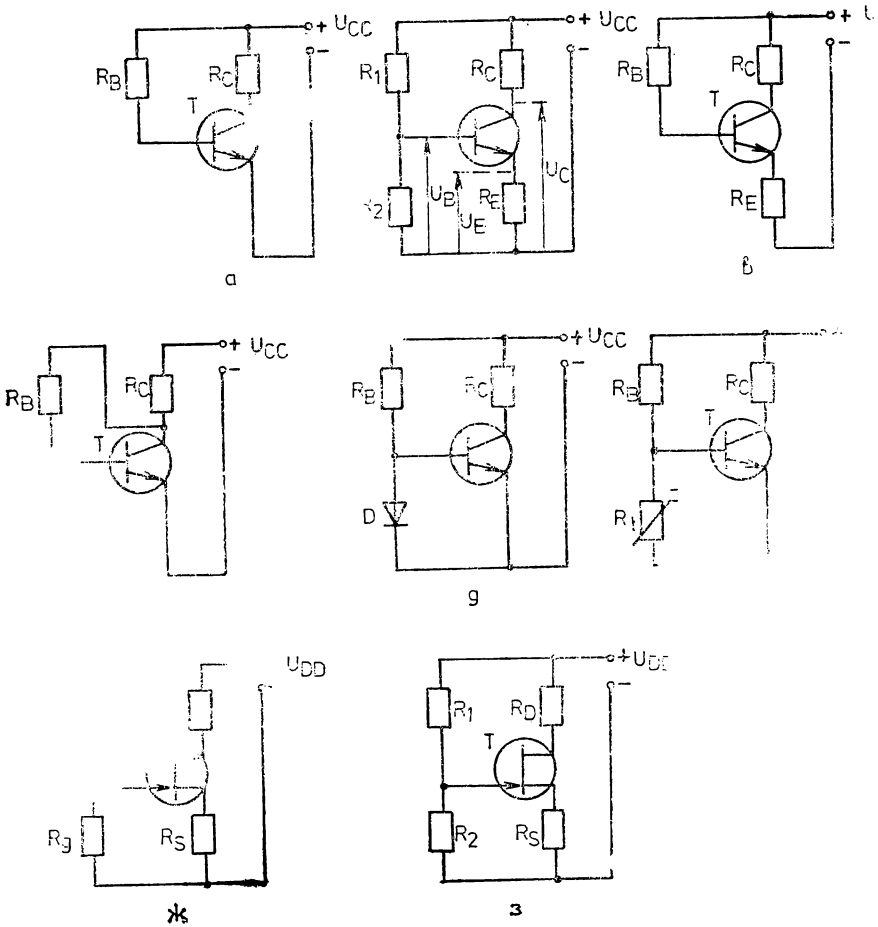
Схема с неизменен базов ток (фиг. 1.6а). При тази схема базовият ток е постоянен (при $U_{CC} \gg U_{BE}$ и в сила $I_B \approx U_{CC}/R_B$) и почти не зависи от температурните промени на U_{BE} . Измененията на h_{21E} при промяна на температурата обаче влияят силно върху I_C и стабилността на стъпалото е твърде малка. Понеже при тази схема $R_E = 0$, от (1.5) следва, че за нея

$$(1.7) \quad S_T = 1 + h_{21E}$$

Ет защо въпреки простотата си и голямото входно съпротивление, което тази схема осигурява, тя се използва рядко.

Схеми с последователна отрицателна обратна връзка по постоянен ток (фиг. 1.6 б, в). При тези схеми обратната връзка се реализира чрез съпротивлението R_E . Необходимият потенциал на базата спрямо общия проводник в схемата от фиг. 1.6 б се получава с делителя $R_1 - R_2$, чиито съпротивления трябва да са достатъчно малки, за да може токът през него да е значително по-голям от I_B . Потенциалът на базата тогава не зависи от промените на I_B . Стабилизиращото действие на обратната връзка се обяснява по следния начин. Когато с повишаване на температурата се увеличава токът I_C , потенциалът на емитера също нараства. Напрежението U_{BE} намалява, тъй като потенциалът на базата е постоянен. Това води до намаление на тока I_B , което се противопоставя на нарастването на тока I_C . Дълбочината на обратната връзка, а следователно и стабилността на стъпалото, е толкова по-голяма, колкото по-голямо е съпротивлението R_E . Разсъжденията за влиянието на R_B и R_E се потвърждават от израза (1.5), който се използва за определяне на S_T за тази схема.

Схемата от фиг. 1.6 *в* има по-малък брой елементи, но при нея стабилността е по-малка, понеже необходимият постоянен ток режим на стъпалото се осигурява при относително голямо R_B . За тази схема S_T също се изчислява с (1.5).



Фиг. 1.6

Схема с паралелна отрицателна обратна връзка по постоянно напрежение (фиг. 1.6 *г*). Броят на елементите в тази схема е същият както при схемата от фиг. 1.6 *а*, но наличието на обратна връзка води до подобрене на стабилността ѝ. Това се обяснява по следния начин. Увеличаването на температурата и свързаното с него нарастване на тока I_C води до понижаване на потенциала на колектора и следователно до намаляване на тока I_B . В резултат на това

увеличението на I_C се компенсира в определена степен. Коефициентът S_T за тази схема може да се определи приблизително с израза (1.5), в който вместо R_E се замества R_C .

Схеми с термокомпенсация (фиг. 1.6 д, е). При този вид схеми температурните изменения на I_C се компенсират чрез термочувствителни елементи с положителен температурен коефициент (позистори, ценови диоди), ако са включени на мястото на R_1 и R_E , или с отрицателен температурен коефициент (термистори, диоди, транзистори в диодно свързване), ако са включени на мястото на R_2 . Последните намират по-голямо приложение. Стабилизиращото действие на термочувствителните елементи в схемите от фиг. 1.6 д и е се обяснява така. Когато се увеличи температурата, съпротивлението на термочувствителния елемент намалява, което води до понижаване на U_{BE} , а оттам и до намаляване на I_B . В резултат на това частично се компенсира увеличението на I_C .

Схеми за стабилизация на работната точка на стъпала с полеви транзистори (фиг. 1.6 ж, з). При съставянето на тези схеми са валидни същите съображения, които са в сила при стъпала с биполарни транзистори. Изменението на положението на работната точка поради отклонението на характеристиката $I_D (U_{GS})$ при промяна на температурата (фиг. 1.2 б) може да се компенсира най-ефикасно чрез въвеждането на отрицателна обратна връзка по постоянен ток. В схемата от фиг. 1.6 ж такава обратна връзка се създава чрез R_S . Тук обаче този резистор служи преди всичко за получаване на автоматично преднапрежение в гейтовата верига. Ето защо понякога R_S може да не е достатъчно голямо, за да осигури необходимата стабилност на тока I_D . В такъв случай за R_S се избира по-голяма стойност, а за да се избегне нежеланото повишаване на преднапрежението (което би могло да измести работната точка в област с недостатъчна стръмност) потенциалът на гейта се избира различен от нула и се осигурява чрез делител (фиг. 1.6 з). Така при запазване на зададеното преднапрежение се постига по-голяма стабилност.

Влияние на други дестабилизиращи фактори. При постоянна температура положението на работната точка може да се промени главно поради изменение на захранващото напрежение или на параметрите на транзистора от стареене или при замянната му с друг екземпляр. За най-често използваната схема на постояннотоково захранване на транзистор със стръмност S (фиг. 1.6 б) са в сила следните изрази:

$$(1.8) \quad U_B = (U_{CC} - I_B R_1) \frac{R_2}{R_1 + R_2};$$

$$(1.9) \quad U_E \approx I_C R_E;$$

$$(1.10) \quad U_C = U_{CC} - I_C R_C;$$

$$(1.11) \quad U_{BE} = U_B - U_E;$$

$$(1.12) \quad U_{CE} = U_C - U_E.$$

Поради обратната връзка токът $I_C \approx S U_{BE}$ се определя от израза (вж. и (1.11) и (1.9))

$$(1.13) \quad I_C = \frac{SU_B}{1+SR_E}.$$

От (1.13) се вижда, че една евентуална промяна на U_B , която може да се дължи на нестабилност на U_{CC} или на изменение на R_1 и R_2 (вж. (1.8)), води до изменение на I_C и на положението на работната точка (вж. и (1.12) и (1.10)):

$$(1.14) \quad \Delta I'_C = \frac{S\Delta U_B}{1+SR_E}.$$

От (1.13) се вижда още, че I_C се изменя също и при промяна на параметрите на транзистора (например поради замаяната му при повреда):

$$(1.15) \quad \Delta I''_C = \frac{U_B \Delta S}{(1+S E)^2}.$$

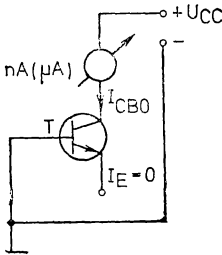
Изрази (1.14) и (1.15) показват, че обратната връзка компенсира по-ефективно промените на параметрите на транзистора (в случая — S), определящи пряко дълбочината и, отколкото промените на U_B , т. е. на U_{CC} или на R_1 и R_2 .

Аналогични изводи могат да се направят и за стъпалата с полеви транзистори.

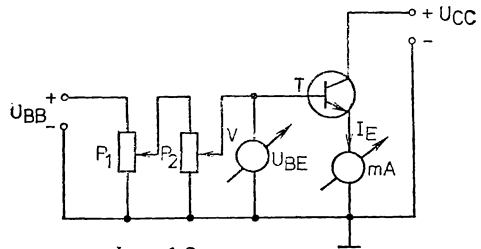
II. ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО И МЕТОДИКА НА ИЗМЕРВАНЕ

Целта на упражнението е:

1. Да се определят експериментално първичните изменения ΔI_{CBO} , Δh_{21E} и ΔU_{BE} при промяна на температурата за типовете транзистори, използвани в изследваните стъпала, и резултатите да се сравнят с теоретично получените.



Фиг. 1.7



Фиг. 1.8

Определяне на ΔI_{CBO} . Схемата на измерване е дадена на фиг. 1.7. Измерването се извършва, като с чувствителен амперметър (микроамперметър за германиеви транзистори и наноамперметър за силициевии транзистори) се отчита I_{CBO} за няколко температури в определен температурен обхват (от $T_{ном}$ до T_{max}). За всяка стойност на T изменението ΔI_{CBO} се определя по следния начин:

$$(1.16) \quad \Delta I_{CBO} = I_{CBO}(T) - I_{CBO}(T_{ном}).$$

Определене на Δh_{21E} . С уред за измерване на коефициента на усилване по ток на транзистори се измерва h_{21E} за температурите в обхвата от $T_{\text{ном}}$ до T_{max} . Предварително се установява избраният постоянен токов режим на транзисторите в отделните стъпала. По аналогия с (1.16) за Δh_{21E} се получава

$$(1.17) \quad \Delta h_{21E} = h_{21E}(T) - h_{21E}(T_{\text{ном}}).$$

Определяне на ΔU_{BE} . По схемата от фиг. 1.8 при $U_{CC} = U_{CEA}$ и при номинална температура чрез потенциометрите $P_1 - P_2$ се установява ток $I_E = I_{CA} + I_{BA} \approx I_{CA}$. С волтметра V се измерва напрежението $U_{BE}(T_{\text{ном}})$. Температурата се повишава до следващата стойност от зададения температурен обхват, с $P_1 - P_2$ отново се установява ток $I_E = I_{CA}$ и се измерва новата стойност $U_{BE}(T)$. Тогава

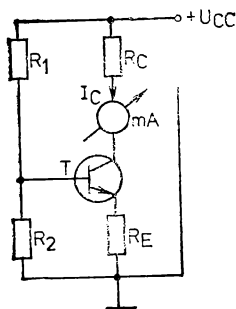
$$(1.18) \quad \Delta U_{BE} = U_{BE}(T) - U_{BE}(T_{\text{ном}}),$$

$$(1.19) \quad \epsilon = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta T},$$

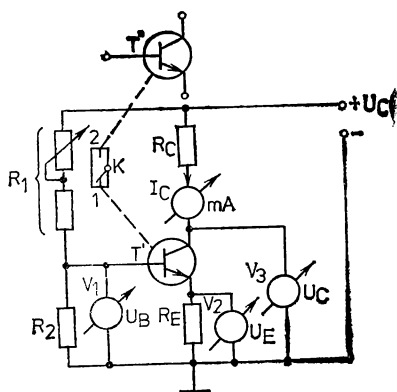
където $\Delta T = T - T_{\text{ном}}$.

2. За показанията на фиг. 1.6 варианти на схеми на транзисторни стъпала да се измерят измененията на колекторния (дрейновия) ток за различните точки от температурния обхват и да се сравнят с теоретично получените. Примерна схема на измерване е показана на фиг. 1.9. Изменението $\Delta I_{C(D)}$ се определя от израза

$$(1.20) \quad \Delta I_{C(D)} = I_{C(D)}(T) - I_{C(D)}(T_{\text{ном}}).$$



Фиг. 1.9



Фиг. 1.10

3. Да се измерят параметрите на работната точка на стъпало, изградено по основната схема на захранване (фиг. 1.10), и да се определи изменението на колекторния ток при промяна на съпротивленията в базовата верига и на параметрите на транзистора, като ре-

зультатите се сравнят с изчисленията. За целта при включен транзистор T' чрез промяна на R_1 се установява зададената работна точка A и за нея с измервателните уреди се отчитат колекторният ток и потенциалите на електродите I_{CA} , U_{BA} , U_{EA} и U_{CA} . При друга стойност на R_1 се отчитат новите стойности I'_C , U'_B , U'_E , U'_C . Изменението на колекторния ток е

$$(1.21) \quad \Delta I'_C = I_{CA} - I'_C.$$

Установява се отново колекторен ток I_{CA} , съответстващ на първоначалната работна точка. Включва се транзисторът T'' и се отчитат новите стойности I''_C , U''_B , U''_E , U''_C . В този случай изменението на колекторния ток е

$$(1.22) \quad \Delta I''_C = I_{CA} - I''_C.$$

III. ЗАДАНИЕ

1. Да се разучи макетът, да се начертаят схемите на изследваните стъпала и да се отчетат стойностите на съпротивленията и типът на транзисторите.

2. Да се свържат към макета измервателните уреди и захранващият източник.

3. Да се измери изменението на обратния колекторен ток ΔI_{CBO} на германиев и силициев транзистор за няколко точки в зададен температурен обхват от $T_{\text{ном}}$ до T_{max} . За целта да се използва схемата от фиг. 1.7. Да се отчете I_{CBO} при $T_{\text{ном}}$ (стаяна температура), след което монтажната платка да се постави в термостат, с който да се установят зададените температури. Изменението ΔI_{CBO} се определя с (1.16). Получените резултати да се запишат в табл. 1.1 и да се сравнят с изчислените по приблизителния начин, описан в раздел I на упражнението. Да се построи зависимостта $I_{CBO}(T)$ за двата типа транзистори.

Таблица 1.1

$T, ^\circ\text{C}$		T_1	T_2		T_{max}
$I_{CBO}, \text{ nA } (\mu\text{A})$					
$\Delta I_{CBO}, \text{ nA } (\mu\text{A})$	Измерени				
	Изчислени				

4. Да се измери изменението на коефициента на усилване по ток Δh_{21E} на изследваните в т. 3 транзистори. С уреда за измерване на коефициент на усилване по ток при зададените стойности на I_{CA} и U_{CEA} да се измери h_{21E} при $T_{\text{ном}}$, а след това и при останалите температури от т. 3 на заданието. За определяне на Δh_{21E} се използва-

ва (1.17). Получените резултати да се нанесат в табл. 1.2 и да се сравнят с теоретично изчислените по (1.2). Да се построи зависимостта $h_{21E}(T)$ за двата типа транзистори.

Таблица 1.2

$T, ^\circ\text{C}$		T_1	T_2	...	T_{max}
h_{21E}					
Δh_{21E}	Измерени				
	Изчислени				

5. Да се измери изменението на напрежението на емитерния преход ΔU_{BE} на изследваните в предните точки транзистори. Схемата за измерване е дадена на фиг. 1.8. Измененията ΔU_{BE} се определят чрез (1.18), а ϵ — чрез (1.19). Резултатите да се нанесат в табл. 1.3 и да се сравнят с теоретично изчислените по (1.3) при зададена стойност на ϵ . Да се построят зависимостите $U_{BE}(T)$ и $\epsilon(T)$.

Таблица 1.3

$T, ^\circ\text{C}$		T_1	T_2		T_{max}
U_{BE}, mV					
$\Delta U_{BE}, \text{mV}$	Измерени				
	Изчислени				
$\epsilon, \text{mV}/^\circ\text{C}$					

6. Да се изследва температурната нестабилност на работната точка на няколко стъпала с биполярни (силициеви и германиеви) и полеви транзистори, построени по схеми от типа на показаните на фиг. 1.6. Като се използва примерната схема от фиг. 1.9, да се измери колекторният (дрейновият) ток в работната точка за граничните стойности на температурния обхват — $T_{\text{ном}}$ и T_{max} ($I_{C(D)}(T_{\text{ном}}) = I_{C(D)A}$) и да се определи изменението $\Delta I_{C(D)}$ чрез (1.20). Резултатите да се нанесат в табл. 1.4 и да се сравнят с изчислените по формула (1.4), която е валидна за схемите с биполярни транзистори. В (1.4) да се заместят експериментално определените стойности на първичните изменения ΔI_{CBO} , Δh_{21E} и ΔU_{BE} и стойностите на I_C и h_{21E} , определени при номинална температура. Коефициентът S_T се изчислява в зависимост от вида на схемата по формули (1.5) или (1.7).

Таблица 1.4

Схема		1	2	
$I_{C(D)}(T_{\text{ном}})$, mA				
$I_{C(D)}(T_{\text{мах}})$, mA				
S_T				
$\Delta I_{C(D)}$, mA	Измерени			
	Изчислени			

7. При зададени U_{CC} , R_2 , R_C , R_E , I_{CA} , I_{BA} , S и при $R_1=R'_1$ да се изчислят U_{BA} , U_{EA} , U_{CA} , U_{BEA} и U_{CEA} с формулите (1.8), (1.9), (1.10), (1.11) и (1.12). Да се реализира схемата от фиг. 1.10 при положение 1 на ключа K (включен транзистор T') и да се измерят I_{CA} , U_{BA} , U_{EA} и U_{CA} , след което измерванията да се сравнят с изчисленията. Резултатите да се нанесат в табл. 1.5.

Таблица 1.5

R_1	Тран- зистор		U_B , V	U_E , V	U_C , V	U_{BE} , V	U_{CE} , V	I_C , mA	ΔI_C , mA
R'_1	T'	Изчислени						—	—
		Измерени							—
R''_1	T'	Изчислени						—	
		Измерени							
R'_1	T''	Изчислени	—					—	
		Измерени							

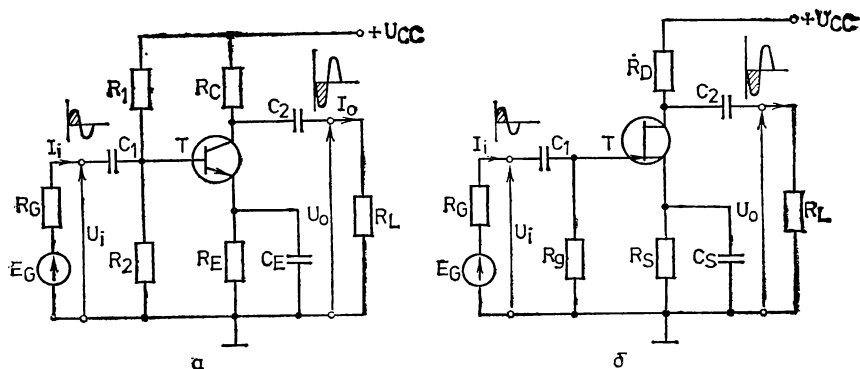
8. При $R_1=R''_1$ да се изчисли новата стойност U'_B , да се определи $\Delta U_B = U_{BA} - U'_B$ и по (1.14) да се изчисли $\Delta I'_C$. Да се измерят I'_C , U'_B , U'_E , U'_C и да се определи $\Delta I'_C$ чрез (1.21). Да се сравнят изчисленията с измерванията и резултатите да се нанесат в табл. 1.5.

9. При зададено изменение ΔS и при $R_1=R'_1$ да се изчисли $\Delta I''_C$ по (1.15). Да се възстанови стойността R'_1 на съпротивлението R_1 и да се превключи ключът K на положение 2 (включен транзистор T''). Да се измерят новите стойности I''_C , U''_B , U''_E , U''_C и да се определи $\Delta I''_C$ чрез (1.22). Да се сравнят изчисленията с измерванията и резултатите да се нанесат в табл. 1.5.

ИЗСЛЕДВАНЕ НА УСИЛВАТЕЛНИ СЪПЛАЛА ПО СХЕМА С ОБЩ ЕМИТЕР И ПО СХЕМА С ОБЩ СОРС.

ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

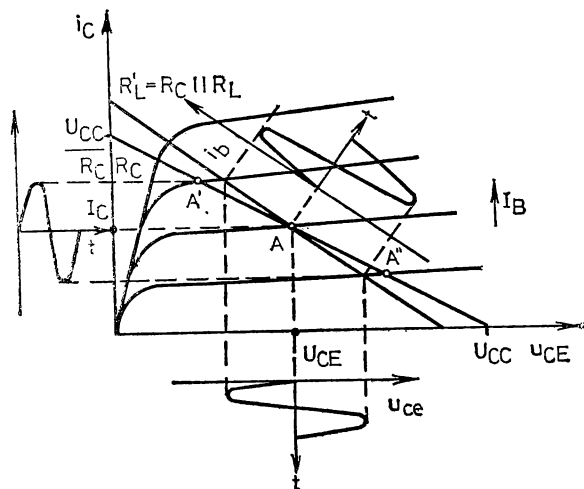
Схемите с общ емитер (ОЕ) и общ сорс (ОС) намират много широко приложение за реализиране на усилвателни съпала, тъй като осигуряват голямо усилване по напрежение, по ток и по мощност. При усилване на променливи сигнали обикновено се използва т. нар. RC -връзка между отделните съпала (RC -усилватели), защото при такъв вид връзка се постига простота на схемата и относително широка честотна лента. На фиг. 2.1а е показана принципната схема на едностъпален RC -усилвател с биполярен транзистор, свързан по схема с ОЕ, а на фиг. 2.1б — с полеви транзистор, свързан по схема с ОС.



Фиг. 2.1

Свързаните към транзистора пасивни елементи осигуряват необходимия режим на работа на усилвателното съпало. През резистора $R_{C(D)}$, който представлява товарно съпротивление по постоянен ток, се прилага захранващото напрежение към колектора (дрейна) на транзистора. Този резистор определя наклона на товарната права по постоянен ток и оказва пряко влияние върху положението на работната точка. Заедно с външния товар определя еквивалентното товарно съпротивление по променлив ток $R'_L = R_C \parallel R_L$ (съответно $R'_L = R_D \parallel R_L$), а следователно и големината на усиления сигнал. (Вижда се, че при директно прилагане на захранващото напрежение към колектора или дрейна ($R_C = 0$, $R_D = 0$) променливото изходно напрежение би било равно на нула.) При съпалото с биполярен транзистор делителят $R_1 - R_2$ задава заедно с R_E базовото преднапрежение, а чрез преднапрежението и базовия ток в работната точка. При съпалото с полеви транзистор гейтовото преднапрежение се получава автоматично върху R_S и се прилага към гейта през R_G . Резисторът

$R_{E(S)}$ създава отрицателна обратна връзка по постоянен ток, която стабилизира работната точка. Влиянието на тази обратна връзка върху променливите съставки на сигнала се избягва чрез шунтирането на $R_{E(S)}$ с кондензатора $C_{E(S)}$, който има достатъчно голям капацитет.



Фиг. 2.2

тет. Така се предотвратява намалението на коефициента на усилване. Кондензаторите C_1 и C_2 разделят стъпалото по постоянен ток от източника на сигнала и товара или от съседните стъпала при многостъпални усилватели.

За нормална работа на стъпалото е необходимо да се избере подходяща работна точка. На фиг. 2.2 са показани статичните изходни характеристики на биполярен транзистор, в полето на които са построени и товарните прави по постоянен и променлив ток. По подобен начин изглеждат съответните характеристики и при стъпалото с полеви транзистор (вж. и фиг. 1.2 б). При усилване на двуполярен сигнал работната точка трябва да се намира в средата на товарната права (т. A). Тогава се получава максимално неизкривено изходно напрежение. Ако работната точка се измести в т. A' или т. A'' и ако амплитудата на входния сигнал се запази непроменена, изходният сигнал се ограничава отгоре или отдолу. Когато работната точка е избрана правилно, при увеличаване на входния сигнал ограниченията настъпват едновременно отгоре и отдолу.

Работата на стъпалото при променлив входен сигнал се определя от динамичната товарна права по променлив ток, чийто наклон е по-голям от този на товарната права по постоянен ток (фиг. 2.2). За усилвателните свойства на стъпалото се съди по следните основни качествени показатели: коефициент на усилване по напрежение, кое-

коэффициент на усилване по ток, входно съпротивление, изходно съпротивление, честотна и преходна характеристика, коэффициент на нелинейни изкривявания (незначителен при малки входни сигнали), динамичен обхват и др. В упражнението се изследват първите четири параметъра.

Коефициент на усилване по напрежение A_U . За стъпалото с биполярен транзистор тази величина се определя от израза

$$(2.1) \quad A_U = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{h_{21}R_L}{h_{11} + \Delta h R'_L} \approx -\frac{h_{21}R_L}{h_{11}} = -SR'_L,$$

където $\Delta h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}$ (h_{11} , h_{12} , h_{21} , h_{22} и S са съответно h — параметрите и стръмността на транзистора).

Съответният израз за стъпало с полеви транзистор със стръмност S е следният:

$$(2.2) \quad A_U = -SR'_L.$$

За отчитане на влиянието на съпротивлението на генератора на входния сигнал R_G вместо $A_U = U_o/U_i$ се използва т. нар. пълнен коефициент на усилване по напрежение $A = U_o/E_G$. При стъпалото с биполярен транзистор влияние оказва и съпротивлението в базовата верига $R_B = R_1 \parallel R_2$:

$$(2.3) \quad A = -\frac{R_B}{R_G + R_B} \frac{h_{21}R'_L}{R'_G + h_{11} + \Delta h R'_L},$$

където $R'_G = R_G \parallel R_B$.

При стъпалото с полеви транзистор е в сила приблизителното равенство

$$(2.4) \quad A \approx A_U = -SR'_L,$$

тъй като обикновено R_G е значително по-малко както от входното съпротивление на транзистора, така и от R_B .

Отрицателният знак във формулите за A_U и A отразява свойството на схемата с ОЕ (ОС) да дефазира на 180° изходното напрежение спрямо входното, което може да се обясни физически (например за схемата с ОЕ) по следния начин. Ако се приеме, че в разглеждания момент входното напрежение става по-положително, то и потенциалът на базата ще стане по-положителен, отколкото е бил дотогава. Това ще доведе до нарастване на базовия и съответно на колекторния ток. Ще нарастне и напрежението върху R_C , поради което потенциалът на колектора ще стане по-отрицателен спрямо стойността си до този момент. Следователно при положителни изменения на входното напрежение измененията на изходното напрежение са отрицателни, т. е. налице е обръщане на фазата.

Коефициент на усилване по ток A_I . За стъпалото с биполярен транзистор е в сила изразът

$$(2.5) \quad A_I = \frac{R_B}{R_B + h_{11}} \frac{h_{21}}{1 + h_{22}R'_L} \frac{R_C}{R_C + R_L},$$

като е прието, че A_I се определя от отношението I_o/I_i (вж. фиг. 2.1 а).

При стъпалото с полеви транзистор този коефициент не се използва, тъй като входният ток е пренебрежимо малък.

Входно съпротивление R_{iA} . При стъпалото с биполярен транзистор входното съпротивление се определя с израза

$$(2.6) \quad R_{iA} = R_B \parallel \frac{h_{11} + \Delta h R_L'}{1 + h_{22} R_L'} \approx R_B \parallel h_{11} \approx h_{11}.$$

За стъпалото с полеви транзистор входното съпротивление се определя от R_g , понеже входното съпротивление на самия транзистор е много голямо:

$$(2.7) \quad R_{iA} \approx R_g.$$

Изходно съпротивление R_{oA} . За стъпалото с биполярен транзистор то се дава с израза

$$(2.8) \quad R_{oA} = \frac{h_{11} + R_G}{\Delta h + h_{22} R_G} \parallel R_C \approx R_C,$$

а за стъпалото с полеви транзистор — с израза

$$(2.9) \quad R_{oA} = r_{ds} \parallel R_D,$$

където r_{ds} е изходното съпротивление на транзистора.

Всички дадени дотук формули са валидни при средни честоти. Те показват, че параметрите на стъпалото зависят освен от собствените елементи още и от R_G и R_L или от параметрите на съседните стъпала при многостъпални усилватели.

II. ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО И МЕТОДИКА НА ИЗМЕРВАНЕ

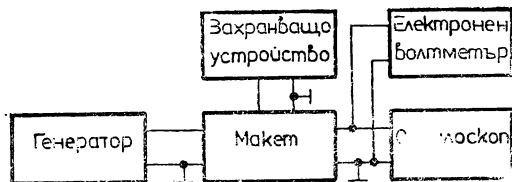
Целта на упражнението е:

1. Да се разучат схемите на изследваните стъпала и да се обясни предназначението на елементите им.

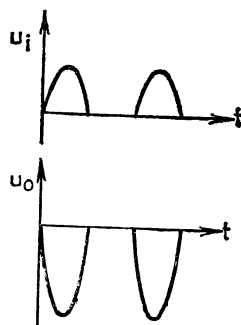
2. Да се изследва влиянието на положението на работната точка върху работата на стъпалата. За целта след като усилвателят се свърже към измервателните уреди и захранващото устройство по блоковата схема, показана на фиг. 2.3, от генератора се подава входен синусоиден сигнал с такава амплитуда, че на изхода на усилвателя да се получи максимално неограничено напрежение. Формата на изходното напрежение се наблюдава на осцилоскопа. Проверява се дали работната точка, чиито параметри ($I_{C(D)}$, $U_{BE(GS)}$, $U_{CE(DS)}$) се измерват по схемата от фиг. 1.10, е избрана оптимално. В този случай при по-нататъшно увеличаване на входния сигнал ограничението на изходното напрежение трябва да настъпи едновременно отгоре и отдолу. След това, без да се променя първоначално установения входен сигнал, работната точка се измества в няколко зададени поло-

жения и се наблюдават ограниченията на изходното напрежение, които се появяват отгоре или отдолу.

3. Да се наблюдава дефазирането на 180° на изходното напрежение спрямо входното, което настъпва при стъпалото с ОЕ (ОС). За



Фиг. 2.3



Фиг. 2.4

целта паралелно на R_G се свързва диод, чрез който при зададена стойност на входното напрежение се ограничават едната полуwave. Формата на входното и изходното напрежение се наблюдава на осцилоскопа (фиг. 2.4).

4. Да се измерят коефициентите на усилване по напрежение A_U и A и да се снемат зависимостта им от R_L . За тази цел на входа на усилвателя се подава от генератора напрежение със зададена стойност (фиг. 2.3). С електронния волтметър се измерват напреженията E_G , U_i и U_o . Коефициентите A_U и A се определят от отношенията

$$(2.10) \quad A_U = \frac{U_o}{U_i},$$

$$(2.11) \quad A = \frac{U_o}{E_G}.$$

Измерванията се повтарят при различни товарни съпротивления R_L и се снемат зависимостите $A_U(R_L)$ и $A(R_L)$.

5. Да се измерят входното и изходното съпротивление. Тези съпротивления се измерват по косвен начин като се има предвид, че $R_{iA} = U_i/I_i$ и $R_{oA} = (U_{\text{отк}} - U_o)/I_o$ (вж. фиг. 2.5).

Измерване на R_{iA} . Тъй като директното измерване на I_i е свързано със затруднения, той се определя чрез измерване на пада върху R_G . Този пад се намира по следния начин (фиг. 2.5):

$$(2.12) \quad I_i R_G = E_G - U_i.$$

С електронния волтметър се измерват напреженията E_G и U_i и въз основа на (2.12) се определя R_{iA} :

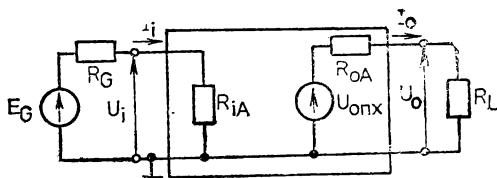
$$(2.13) \quad R_{iA} = \frac{U_i}{E_G - U_i} R_G.$$

Измерване на R_{oA} . Изходният ток I_o също не се измерва директно, а се определя, като се измери при $R_L = \infty$ изходното напрежение на празен ход $U_{o\text{нх}}$ (вж. фиг. 2.5) и изходното напрежение U_o при зададено товарно съпротивление R_L . От фиг. 2.5 се вижда, че в сила равенството

$$(2.14) \quad R_{oA} = \frac{U_{o\text{нх}} - U_o}{I_o}$$

Като се има предвид, че $I_o = U_o / R_L$ за R_{oA} се получава изразът

$$(2.15) \quad R_{oA} = \left(\frac{U_{o\text{нх}}}{U_o} - 1 \right) R_L.$$



Фиг. 2.5

С електронния волтметър се измерват напреженията $U_{o\text{нх}}$ и U_o и по формула (2.15) се определя изходното съпротивление.

6. Да се определи коефициентът на усилване по ток A_I и зависимостта му от R_L . За целта се използват резултатите от измерванията, описани в т. 4 и 5, като A_I се определя по формулата

$$(2.16) \quad A_I = A_U \frac{R_i A}{R_L}.$$

III. ЗАДАНИЕ

1. Да се разучи макетът и да се начертае схемата му.
2. По блоковата схема от фиг. 2.3 да се свържат към макета измервателните уреди и захранващото устройство.
3. Чрез промяна на R_1 (фиг. 1.10) в стъпалото с биполярен транзистор да се установи зададен колекторен ток I_{CA} . При $R_L = \infty$ от генератора да се подаде входно напрежение с честота 1000 Hz (която остава непроменена до края на упражнението) и такава амплитуда, че да се получи максимален неограничен изходен сигнал. Входното напрежение да се увеличава плавно и да се провери дали ограниченията на изходния сигнал настъпват едновременно отгоре и отдолу. Да се установи ток $1,5I_{CA}$, а след това и $0,5I_{CA}$ и при първоначално установената амплитуда на входното напрежение да се наблюдават настъпилите ограничения на изходния сигнал. Всички наблюдения да се повторят при зададена стойност на R_L . Подобни изследвания да се направят и за стъпалото с полеви транзистор. Да се начертае формата на наблюдаваните криви.
4. Да се възстанови токът I_{CA} , който да не се променя до края на упражнението. Паралелно на R_G да се включи диод и да се провери дали усилвателят обръща фазата на входния сигнал. Да се начертае формата на входното и изходното напрежение.
5. От генератора да се подаде напрежение E_G със зададена стойност и при $R_L = \infty$ да се измерят с електронния волтметър напреже-

Таблица 2.1

Схема		A_U	A	$RiA, k\Omega$	$RoA, k\Omega$
ОЕ	Изчислени				
	Измерени				
ОС	Изчислени				
	Измерени				

6. Да се снимат зависимостите $A_U(R_L)$ и $A(R_L)$. Измерванията да се извършат както в т. 5 на заданието при няколко зададени стойности на R_L . Резултатите да се нанесат в табл. 2.2 и да се начертаят графиките на $A_U(R_L)$ и $A(R_L)$.

Таблица 2.2

Схема	$R_L, k\Omega$	E_G, mV	U_i, mV	U_o, V	A_U	A
ОЕ	R_{L1}					
	R_{L2}					
ОС	R'_{L1}					
	R'_{L2}					

7. Като се използват измерените величини от т. 5 на заданието, с (2.13) да се определи R_{iA} . Получените стойности да се сравнят с изчислените по (2.6) и (2.7). Резултатите да се нанесат в табл. 2.1.

8. Да се измерят с електронния волтметър $U_{отк}(R_L = \infty)$ и U_o при зададена стойност на R_L и с (2.15) да се определи R_{oA} . Получените стойности да се сравнят с изчислените по формули (2.8) и (2.9). Резултатите да се запишат в табл. 2.1.

9. Като се използват резултатите от т. 6 и т. 7 на заданието

за стъпалото с ОЕ, от (2.16) да се намери зависимостта $A_I(R_L)$ и да се сравни с изчисленията по формула (2.5). Резултатите да се нанесат в табл. 2.3.

Таблица 2.3

$R_L, \text{ k}\Omega$		R_{L1}	R_{L2}	
A_I	Изчислени			
	Измерени			

ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ 3

**ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЧЕСТОТНИТЕ
И ПРЕХОДНИТЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ
НА УСИЛВАТЕЛНИ СЪПАЛА
ПО СХЕМА С ОБЩ ЕМИТЕР
И ПО СХЕМА С ОБЩ СОРС**

I. ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

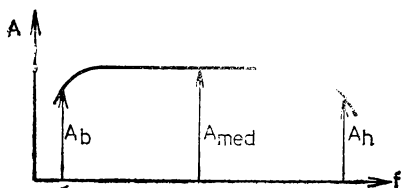
Поради наличието на реактивни елементи в схемата и поради честотната зависимост на параметрите на транзисторите параметрите на разглежданите усилвателни стъпала (фиг. 2.1 а и б) също са функция на честотата, съответно на времето. Най-голям интерес представлява изменението на коефициента на усилване при промяна на честотата или в течение на времето. В зависимост от вида на усилвания сигнал за оценка на тези изменения се използват т. нар. честотни (при хармонични сигнали) и преходни (при импулсни сигнали) характеристики.

Честотни характеристики. В честотните области, в които влиянието на реактивните елементи не може да се пренебрегне, коефициентът на усилване се представя като комплексна величина. Зависимостта на модула му от честотата се нарича *амплитудно-честотна характеристика* (изследвана в това упражнение), а зависимостта на фазата му от честотата — *фазово-честотна характеристика*.

На фиг. 3.1 е показана амплитудно-честотната характеристика на един RC -усилвател, от която се вижда, че коефициентът на усилване силно се променя в областта на ниските и на високите честоти. За количествена оценка на тези изменения се използва коефициентът на честотни изкривявания M , определен с израза

$$(3.1) \quad M = \frac{A_{med}}{A},$$

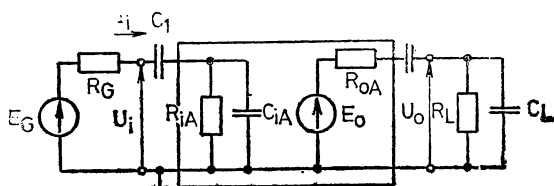
където A_{med} е коефициентът на усилване при средни честоти (при които реактивните елементи не влияят), а A — коефициентът на усилване при произволна честота от изследвания честотен обхват. При



Фиг. 3.1

графичното изобразяване на амплитудно-честотните характеристики обикновено се представя относителният коефициент на усилване \hat{A} , който е обратно пропорционален на M :

$$(3.2) \quad \hat{A} = \frac{A}{A_{med}} = \frac{1}{M}.$$



Фиг. 3.2

Честотните свойства на един RC -усилвател по схема с ОЕ (фиг. 2.1а) и по схема с ОС (фиг. 2.1б) могат да се обяснят с помощта

на заместващата схема, показана на фиг. 3.2, която е валидна и за двете стъпала. За простота на фиг. 3.2 не е показана групата $R_E - C_E$ ($R_S - C_S$), чието влияние е разгледано отделно.

Честотни изкривявания при ниски честоти. При ниските честоти (f_b) влияние оказват веригите, в които участвуват разделящите кондензатори C_1 и C_2 и емитерният (сорсовият) кондензатор $C_{E(S)}$.

С понижаване на честотата реактивното съпротивление $\frac{1}{\omega C_1}$ рас-

те и става съизмеримо с R_{iA} (капацитетът C_{iA} е много малък и не оказва влияние при ниски честоти). Получава се честотно зависим делител за входното напрежение. Поради това с понижаване на честотата все по-малка част от U_i постъпва на входа на усилвателя и пълният коефициент на усилване по напрежение намалява. Влиянието на C_2 се обяснява по аналогичен начин, като честотно зависимият делител се образува от $\frac{1}{\omega C_2}$ и съпротивленията в изходната верига.

Съответните коефициенти на честотни изкривявания при ниски честоти се дават с формулите

$$(3.3) \quad M_{b, C1} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_b \tau_{b, C1}}\right)^2}; \quad M_{b, C2} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_b \tau_{b, C2}}\right)^2}$$

където $\tau_b, c_1 = C_1(R_G + R_{iA})$ и $\tau_b, c_2 = C_2(R_{oA} + R_L)$, а R_{iA} и R_{oA} се определят с (2.6), (2.7), (2.8) и (2.9).

Кондензаторът $C_{E(s)}$ внася изкривявания за ниски честоти поради това, че в тази честотна област реактивното му съпротивление нараства и става съизмеримо с $R_{E(s)}$. Тогава отрицателната обратна връзка започва да действа и по променлив ток и коефициентът на усилване намалява. Коефициентът на честотни изкривявания поради влиянието на $C_{E(s)}$ се определя с формулата

$$(3.4) \quad M_{b, CE(s)} = \sqrt{\frac{(1 + SR_{E(s)})^2 + (\omega_b \tau_{E(s)})^2}{1 + (\omega_b \tau_{E(s)})^2}},$$

където $\tau_{E(s)} = C_{E(s)}R_{E(s)}$.

Едновременното влияние на трите кондензатора се отразява с общия коефициент на честотни изкривявания при ниски честоти, който се определя с приблизителния израз

$$(3.5) \quad M_b \approx M_{b, c_1} M_{b, c_2} M_{b, CE(s)}.$$

Направените разглеждания показват, че M_b е толкова по-малък, колкото по-голям е капацитетът на C_1 , C_2 и $C_{E(s)}$.

Честотни изкривявания при високи честоти. При високи честоти (f_h) основно влияние оказват честотните свойства на транзисторите. Освен това изкривявания се внасят и поради наличието на паразитни монтажни капацитети и реактивни съставки на товарното и генераторното съпротивление. Това влияние се отразява по обобщен начин с капацитетите C_{iA} и C_L (фиг. 3.2).

С повишаване на честотата реактивното съпротивление на входния капацитет $\frac{1}{\omega C_{iA}}$ намалява, поради което намалява коефициен-

тът на предаване на входната верига, а следователно и пълният коефициент на усилване по напрежение. По аналогичен начин се обяснява и влиянието на C_L . Съответните коефициенти на честотни изкривявания при високи честоти се дават с формулите

$$(3.6) \quad M_{hi} = \sqrt{1 + (\omega_h \tau_{hi})^2}; \quad M_{ho} = \sqrt{1 + (\omega_h \tau_{ho})^2},$$

където $\tau_{hi} \approx C_{iA}(R_G \parallel R_{iA})$ и $\tau_{ho} \approx C'_L(R_{oA} \parallel R_L)$. Входният капацитет се определя от капацитетите на транзисторите: $C_{iA} \approx C_{b'e}(gs) + C_{b'c}(gd)(1 + A_U)$, а капацитетът C'_L — от изходния капацитет на стъпалото и монтажния капацитет: $C'_L = C_L + C_o + C_m$.

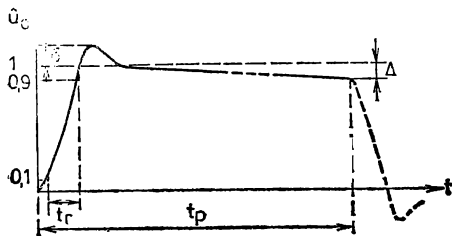
Общият коефициент на честотни изкривявания при високи честоти се дава с приблизителния израз

$$(3.7) \quad M_h \approx M_{hi} M_{ho}.$$

Вижда се, че M_h е толкова по-малък, колкото по-високо честотни са използваните транзистори и колкото по-малък е товарният капацитет.

Преходна характеристика. Преходна характеристика на един

усилвател се нарича зависимостта на изходното му напрежение от времето, когато на входа му действа напрежение $e_G(t) = E_G 1(t)$, където $1(t)$ е единична функция на времето. При такова входно напрежение преходната характеристика показва всъщност каква е зависимостта на коефициента на усилване от времето.



Фиг. 3.3

Преходната характеристика служи за оценка на изкривяванията, които стъпалото внася при усилване на импулсни сигнали. Преходните изкривявания, подобно на честотните, се дължат на наличието на реактивни елементи в усилвателя. Различават се два вида *преходни изкривявания* — изкривявания на фронтите и изкривявания на плоската част на импулса (възникващи

поради преходните процеси в областта на малките и съответно на големите времена). За първите се съди главно по *времето на фронта* t_r (или t_f) и *отскока* δ , а за вторите — по *спадането на плоската част* Δ .

На фиг. 3.3 е показана част от преходната характеристика на един RC-усилвател по схема с ОЕ (ОС) за интервал от време, равен на продължителността t_p на отрицателен входен импулс с идеална правоъгълна форма. За удобство изходното напрежение е представено в относителни стойности $\hat{u}_0 = u_0/U_0$, където $U_0 = E_G A$ е установената стойност на изходното напрежение в интервал от време, когато реактивните елементи не влияят. От фигурата се виж как се определят величините t_r , δ и Δ : $t_r = t_{\hat{u}_0 = 0,9} - t_{\hat{u}_0 = 0,1}$, $\delta = u_{\text{max}} - 1$ и $\Delta = 1 - \hat{u}_0(t_p)$.

Величините t_r и δ зависят от елементите, които внасят честотни изкривявания при високи честоти, а Δ — от елементите, които определят изкривяванията при ниски честоти.

От фиг. 3.2 се вижда, че след постъпване на правоъгълен импулс u_i и u_0 ще достигнат установените си стойности едва когато C_{iA} и C_L се презаредят напълно. Следователно t_r зависи от тези capacitети. Количествено това влияние се определя с формулите

$$(3.8) \quad t_{ri} = 2,2\tau_{hi}; \quad t_{ro} = 2,2\tau_{ho}.$$

Пълната стойност на t_r се определя от приблизителния израз

$$(3.9) \quad t_r \approx \sqrt{t_{ri}^2 + t_{ro}^2}.$$

Дадените при (3.6) изрази за τ_{hi} и τ_{ho} показват, че по-малко t_r се получава, когато се използват по-високочестотни транзистори и когато C_L е по-малък.

Спадането на плоската част Δ зависи от C_1 , C_2 и $C_{E(s)}$. От фиг. 3.2 става ясно, че I_i и $I_{o_{\text{max}}}$ всъщност са токовете на презареждане на

C_1 и C_2 . С течение на времето тези токове намаляват. Съответно спада и U_o . За определяне на това спадане се използват изразите

$$(3.10) \quad \Delta_{C1} \approx \frac{t_p}{\tau_{b, C1}}; \quad \Delta_{C2} \approx \frac{t_p}{\tau_{b, C2}}.$$

Влиянието на $C_E(s)$ се обяснява по следния начин. При постъпване например на отрицателен входен импулс отначало (докато изминат t_r) $C_E(s)$ се презарежда незначително. Докато трае импулсът потенциалът на базата (гейта) остава постоянен (разбира се, след изтичане на t_r), а напрежението на $C_E(s)$ започва да спада с течение на времето. Напрежението $u_{BE}(GS)$ постепенно нараства. Увеличава се и колекторният (дрейновият) ток, което води до допълнително спадане на плоската част на положителния изходен импулс. Това спадане се определя с изрза

$$(3.11) \quad \Delta_{CE(s)} \approx \frac{St_p}{C_E(s)}.$$

За пълната стойност на Δ е в сила приблизителният израз

$$(3.12) \quad \Delta \approx \Delta_{C1} + \Delta_{C2} + \Delta_{CE(s)}.$$

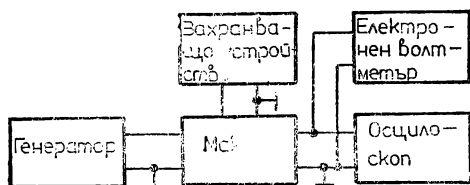
Очевидно е, че Δ ще е толкова по-малко, колкото капацитетът на C_1 , C_2 и $C_E(s)$ е по-голям.

II. ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО И МЕТОДИКА НА ИЗМЕРВАНЕ

Целта на упражнението е:

1. Да се снимат амплитудно-честотните характеристики на RC -усилвател по схема с ОЕ и по схема с ОС и да се изследва влиянието на елементите на схемите върху тези характеристики. Амплитудно-честотните характе-

ристики да се представят като зависимост на относителния коефициент на усиление, изразен в децибели (\hat{A}_{dB}), от честотата. За целта след като усилвателят се свърже по блоковата схема, дадена на фиг. 3.4, от генератора се подава входно синусоидно напрежение с честота $f_{med} = 1000$ Hz и с такава стойност $E_{G, f_{med}}$, че на изхода да се получи определена зададена стойност на напрежението $U_{o, f_{med}}$. Тази стойност се измерва с електронния волтметър. След това честотата на входното напрежение се изменя в зададени граници, а стойността му се поддържа постоянна и равна на



Фиг. 3.4

След това честотата на входното напрежение се изменя в зададени граници, а стойността му се поддържа постоянна и равна на

$E_{G, f_{med}}$. Тази стойност се контролира с вграден в генератора или с външен волтметър. За всяка честота се измерва изходното напрежение U_o . Тъй като $E_G = E_{G, f_{med}} = \text{const}$, за относителния коефициент на усилване \hat{A} се получава изразът

$$(3.13) \quad \hat{A} = \frac{A}{A_{med}} = \frac{U_o/E_G}{U_{o, f_{med}}/E_{G, f_{med}}} = \frac{U_o}{U_{o, f_{med}}}.$$

За намиране на \hat{A}_{dB} се използва равенството

$$(3.14) \quad \hat{A}_{dB} = 20 \lg \hat{A}.$$

Възможно е директното отчитане на \hat{A} в децибели, ако използваният волтметър има съответна скала. За целта при честота f_{med} се подава входно напрежение, при което $U_{o, f_{med}}$ съответствува на 0dB (или някаква условно избрана нулева стойност). Това входно напрежение се поддържа постоянно за целия честотен обхват. За всяка честота показанията на волтметъра върху децибелната скала представляват \hat{A} в децибели. При всяко превключване на обхвата на волтметъра се прибавя или изважда съответно число в децибели (най-често 10 dB).

2. Да се изчислят амплитудно-честотните характеристики при зададени стойности на параметрите на транзисторите и на другите елементи от схемите и да се сравнят с експериментално получените.

3. Да се измерят преходните изкривявания на изследваните стъпала и да се определи влиянието на елементите от схемите върху големината на тези изкривявания. За целта от генератора се подават входни правоъгълни импулси с такава амплитуда, че на изхода да се получат импулси със зададена амплитуда, която се отчита с импулсен осцилоскоп (фиг. 3.4). Продължителността на импулсите при измерване на t_r трябва да бъде няколко пъти по-голяма от изчислената стойност на t_r , а при измерване на Δ — с един или с няколко порядъка по-голяма от t_r . Честотата на повторение на импулсите се избира така, че и при най-голямата продължителност на импулса следващият импулс да започва едва след като напълно е завършил преходният процес, предизвикан от предишния импулс. В съответствие с фиг. 3.3 от екрана на осцилоскопа се отчитат t_r , δ и Δ .

4. Да се изчислят преходните изкривявания при зададени стойности на параметрите на транзисторите и на другите елементи от схемите и да се сравнят с експериментално получените.

III. ЗАДАНИЕ

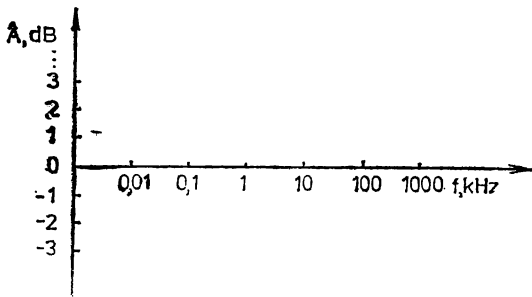
1. Да се разучи макетът и да се начертаят схемите на изследваните стъпала.

2. По блоковата схема от фиг. 3.4 да се свържат към макета измервателните уреди и захранващото у тройство.

Таблица 3.1

Случай	1	2	3	4	5	6	7
C_1	C'_1	C''_1	C'_1	C'_1	C'_1	C'_1	C'_1
C_2	C'_2	C'_2	C''_2	C'_2	C'_2	C'_2	C_2
$C_{E(S)}$	$C'_{E(S)}$	$C'_{E(S)}$	$C'_{E(S)}$	$C''_{E(S)}$	$C'_{E(S)}$	$C'_{B(S)}$	$C'_{E(S)}$
T	T'	T'	T'	T'	T''	T'	T'
C_L	C'_L	C'_L	C'_L	C'_L	C'_L	C''_L	C'_L
R_L	R'_L	R'_L	R'_L	R'_L	R'_L	R'_L	R''_L

3. Да се снимат амплитудно-честотните характеристики на съпалата в зададения честотен обхват за случаите, дадени в табл. 3.1 като се използва методиката, описана в т. 1 на раздел II на упражнението. За всеки от случаите резултатите да се нанесат в таблица, подобна на табл. 3.2. Всички характеристики $\widehat{A}_{dB}(f)$ да се начертаят в логаритмичен мащаб (фиг. 3.5) в една и съща координатна система.



Фиг. 3.5

Таблица 3.2

f , kHz	0,03	0,1	0,3	1	3	10	20	50	100
U_0 , V									
\widehat{A} , dB									

4. За случай 1 от табл. 3.1 да се изчисли амплитудно-честотната характеристика. При честотите 0,03, 0,1 и 0,3 kHz да се използват формули (3.2), (3.3), (3.4) и (3.5), а за честотите 3, 10, 20, 50 и 100 kHz — формули (3.2), (3.6) и (3.7). Изчислената характеристика да се начертае в същата координатна система и да се сравни с експериментално снетата за случай 1.

5. По методиката, описана в т. 3 на раздел II на упражнението, да се измерят t_r и δ за случаите, дадени в табл. 3.3 и Δ за случаите, дадени в табл. 3.4.

Таблица 3.3

Случай	1	2	3	4
T	T'	T''	T'	T'
C_L	C'_L	C'_L	C''_L	C'_L
R_L	R'_L	R'_L	R'_L	R''_L
$t_r, \mu s$				
$\delta, \%$				

Таблица 3.4

Случай	1	2	3	4
C_1	C'_1	C''_1	C'_1	C'_1
C_2	C'_2	C'_2	C''_2	C'_2
$C_E (S)$	$C'_E (S)$	$C'_E (S)$	$C'_E (S)$	$C''_E (S)$
$\Delta, \%$				

6. За случай 1 от табл. 3.3 и 3.4 да се изчисли t_r с (3.8) и (3.9) и Δ с (3.10), (3.11) и (3.12). Резултатите да се сравнят с експериментално получените от т. 5 на заданието.

ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ 4

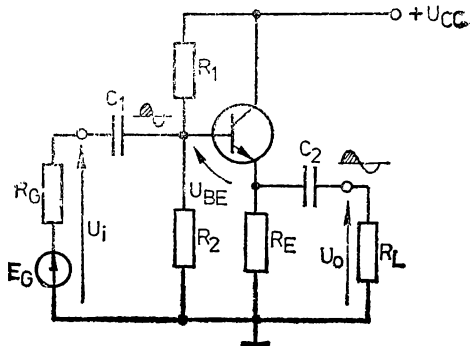
ИЗСЛЕДВАНЕ НА УСИЛВАТЕЛНИ СЪПЛАЛА ПО СХЕМА С ОБЩ КОЛЕКТОР И ПО СХЕМА С ОБЩ ДРЕЙН

I. ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

Съпалата с общ колектор и с общ дрейн рядко се използват самостоятелно, тъй като не усилват по напрежение. Поради голямото им входно и малкото им изходно съпротивление те намират приложение в многостъпалните усилватели като входни и крайни съпала. Често се използват и като междинни съпала за осигуряване на съгласуване между две съпала по схема с общ емитер. Работната

точка при тези стъпала се определя както при схема с общ емитер и общ сорс.

Схема с общ колектор (емитерен повторител). На фиг. 4.1 е показано усилвателно стъпало по схема с ОК. Тази схема е със стопроцентова последователна отрицателна обратна връзка по напрежение, тъй като цялото изходно напрежение U_o се подава последователно на входа. В резултат напрежението U_{BE} , управляващо емитерния преход, е равно на разликата от U_i и U_o , а не на U_i , както е при схема с ОЕ. Коефициентът на усилване



Фиг. 4.1

$$A_U = \frac{U_o}{U_i} = \frac{U_o}{U_o + U_{BE}}$$

е винаги по-малък от единица.

Схемата не обръща фазата на входния сигнал. Изходното напрежение повтаря по амплитуда и фаза входния сигнал и затова тази схема се нарича *емитерен повторител*. Вследствие на стопроцентовата последователна обратна връзка по напрежение входното съпротивление е голямо, а изходното — малко. Ето защо тази схема се използва като импедансен трансформатор.

Коефициентът на усилване по напрежение е

$$(4.1) \quad A_U \approx \frac{(1+h_{21e})R'_L}{h_{11e} + (1+h_{21e})R'_L},$$

където $R'_L = R_E \parallel R_L \parallel 1/y_{22e}$.

Пълният коефициент на усилване по напрежение е

$$(4.2) \quad A = \frac{R_B}{R_B + R_G} \cdot \frac{(1+h_{21e})R'_L}{R'_G + h_{11e} + (1+h_{21e})R'_L},$$

където $R'_G = R_G \parallel R_B$, $R_B = R_1 \parallel R_2$.

Пълният коефициент на усилване по напрежение при схема с ОК зависи и от съпротивлението на входния делител R_B , тъй като за разлика от схема с ОЕ това съпротивление определя входното съпротивление и коефициента на предаване на входната верига. В случая, когато $R_B \gg R_G$, коефициентът на усилване не зависи от R_B и се определя с израза

$$(4.3) \quad A \approx \frac{(1+h_{21e})R'_L}{R_G + h_{11e} + (1+h_{21e})R'_L}.$$

Коефициентът на усилване по ток е

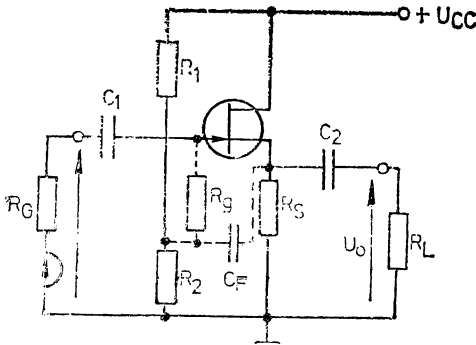
(4.4)

$$A_U = \frac{1 + h_{21e} r_r}{1 + h_{21e} R_L}$$

Входното съпротивление се дава с изрза

(4.5)

$$R_{iA} \approx R_1 \parallel R_2 \parallel [h_{11e} + (1 + h_{21e}) R_L']$$



Фиг. 4.2

Честотните изкривявания при ниски честоти се определят от C_1 и C_2 както при стъпало с ОЕ. Честотните изкривявания за високи честоти при схемата с ОК са значително по-малки в сравнение със схема с ОЕ поради малкото изходно съпротивление и малкия входен капацитет. Съответните времеконстанти са

$$\tau_{hi} \approx (R_G \parallel R_{iA}) (C_{b'e} + (1 - A_U) C_{b'c});$$

$$\tau_{ho} \approx (R_L \parallel R_{oA}) (C_L + C_{b'c}).$$

Стъпало с ОД (сорсов повторител). Тази схема (фиг. 4.2) както и емитерния повторител има голямо входно съпротивление, малко изходно съпротивление и коефициент на усилване по напрежение, близък до единица. За осигуряване на необходимото преднапрежение U_{GS} се използва делител $R_1 - R_2$. Ако $R_1 = \infty$, получава се автоматично преднапрежение от R_5 както при схема с общ сорс. Понеже R_5 е голямо, работната точка е близо до точката на запущване на транзистора, където стръмността е много малка. Ето защо се използва схема с делител $R_1 - R_2$, а за да се намали шунтиращото влияние на входния делител, използва се следяща RC връзка (вж. упражнение б).

Коефициентът на усилване по напрежение е

$$(4.8) \quad A_U \approx \frac{SR_L'}{1 + SR_L'}$$

където $R_L' = R_L \parallel R_S \parallel r_{ds}$.

При $R_L = \infty$ и $r_{ds} \gg R_S$ $R_L' \approx R_S$. Тогава

В случая, когато $R_2 = \infty$ и $R_B = R_1$ е високоомно, входното съпротивление се определя с изрза

$$(4.6) \quad R_{iA} \approx h_{11e} + (1 + h_{21e}) R_L'$$

Изходното съпротивление е

$$(4.7) \quad R_{oA} \approx \frac{h_{11e} + R_G}{1 + h_{21e}} \parallel R_E \approx \frac{h_{11e} + R_G}{1 + h_{21e}}$$

Честотните изкривявания при ниски честоти се

определят от C_1 и C_2 както при стъпало с ОЕ. Честотните изкривявания за високи честоти при схемата с ОК са значително по-малки в сравнение със схема с ОЕ поради малкото изходно съпротивление и малкия входен капацитет. Съответните времеконстанти са

$$\tau_{hi} \approx (R_G \parallel R_{iA}) (C_{b'e} + (1 - A_U) C_{b'c});$$

$$\tau_{ho} \approx (R_L \parallel R_{oA}) (C_L + C_{b'c}).$$

Стъпало с ОД (сорсов повторител). Тази схема (фиг. 4.2) както и емитерния повторител има голямо входно съпротивление, малко изходно съпротивление и коефициент на усилване по напрежение, близък до единица. За осигуряване на необходимото преднапрежение U_{GS} се използва делител $R_1 - R_2$. Ако $R_1 = \infty$, получава се автоматично преднапрежение от R_5 както при схема с общ сорс. Понеже R_5 е голямо, работната точка е близо до точката на запущване на транзистора, където стръмността е много малка. Ето защо се използва схема с делител $R_1 - R_2$, а за да се намали шунтиращото влияние на входния делител, използва се следяща RC връзка (вж. упражнение б).

Коефициентът на усилване по напрежение е

$$(4.8) \quad A_U \approx \frac{SR_L'}{1 + SR_L'}$$

където $R_L' = R_L \parallel R_S \parallel r_{ds}$.

При $R_L = \infty$ и $r_{ds} \gg R_S$ $R_L' \approx R_S$. Тогава

$$A_U = A_{U_{\max}} = \frac{SR_S}{1 + SR_S}$$

За да се получи $A_U \approx 1$, необходимо е $SR_S \gg 1$, което се изпълнява при транзистори с голяма стръмност и при голямо R_S .

Входното съпротивление е

$$(4.9) \quad R_{iA} \approx R_1 \parallel R_2$$

или

$R_{iA} = \frac{R_g}{1 - A_U}$ (при следяща RC връзка, показана с прекъсвана линия на фиг. 4.2).

Изходното съпротивление е

$$(4.10) \quad R_{oA} \approx \frac{R_S}{1 + SR_S}$$

При $SR_S \gg 1$ $R_{oA} \approx \frac{1}{S}$.

Честотните изкривявания при ниски честоти се определят както при стъпало с ОС. При високи честоти честотните изкривявания са значително по-малки поради това, че времеконстантите τ_{hi} и τ_{ho} са по-малки.

$$\tau_{hi} = (R_G \parallel R_1 \parallel R_2) [C_{gs} (1 - A_U) + C_{gd}];$$

$$\tau_{ho} = (R_L \parallel R_{oA}) [C_L + C_{gs} + C_{gd}].$$

II. ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО И МЕТОДИКА НА ИЗМЕРВАНЕ

Целта на упражнението е:

1. Да се разучат изследваните схеми и да се обясни предназначението на елементите и начинът, по който зависят параметрите на схемите от тях. Да се сравнят изследваните схеми помежду им и със схеми с ОЕ и ОС.

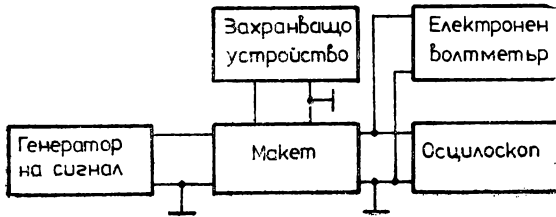
2. Да се установи, че изследваните стъпала не инвертират входния сигнал. Методиката е същата както при стъпало с ОЕ (раздел II, т. 3 на упражнение 2).

3. Да се изчислят и измерят коефициентите на усилване по напрежение A_U и A , коефициентът на усилване по ток A_I , входното съпротивление R_{iA} и изходното съпротивление R_{oA} на стъпало с ОК (фиг. 4.1). Да се изчислят и измерят коефициентът на усилване A_U , входното съпротивление R_{iA} и изходното съпротивление R_{oA} на стъпало с ОД (фиг. 4.2). Начинът на измерване е описан в раздел II, т. 4, 5 и 6 на упражнение 2.

4. Да се снимат честотните характеристики на двете стъпала по методиката, описана в раздел II, т. 1 на упражнение 3.

III. ЗАДАНИЕ

1. Да се разучат макетите и да се начертаят изследваните схеми.
2. Да се свържат към макетите измервателните уреди съгласно блоковата схема на фиг. 4.3 и да се подаде необходимото захранващо напрежение.



Фиг. 4.3

3. Съгласно указанията в раздел II, т. 2 да се наблюдава върху екрана на осцилоскопа формата на входния и изходния сигнал. Да се провери дали схемите обръщат фазата на входния сигнал. Да се начертае формата на

входния и изходния сигнал.

4. Да се изчислят коефициентите на усилване по напрежение A_U и A , коефициентът на усилване по ток A_I , входното съпротивление R_{iA} и изходното съпротивление R_{oA} на двете стъпала съответно по формулите:

- за схема с ОК: (4.1), (4.2), (4.4), (4.5) и (4.6);
- за схема с ОД: (4.8), (4.9) и (4.10).

5. Съгласно указанията в раздел II, т. 3 да се измерят A_U , R_{iA} и R_{oA} за двете схеми. Според същите указания да се измерят A и A_I за схема с ОК. Резултатите да се нанесат в табл. 4.1 и да се сравнят с изчислените в т. 4.

Таблица 4.1

Схема	Стойност	E_G, V	U_i, V	U_o, V	A_U	A	A_I	$R_{iA}, k\Omega$	$R_{oA}, k\Omega$
ОК	изчислена		—	—					
	измерена								
ОД	изчислена	—		—	—	—			
	измерена				—	—			

6. Съгласно указанията в раздел II, т. 4 да се снимат честотните характеристики на двете схеми. Резултатите да се нанесат в табл. 4.2 и да се начертаят честотните характеристики $\hat{A}_{dB}(f)$ в логаритмичен мащаб в една и съща координатна система.

Таблица 4.2

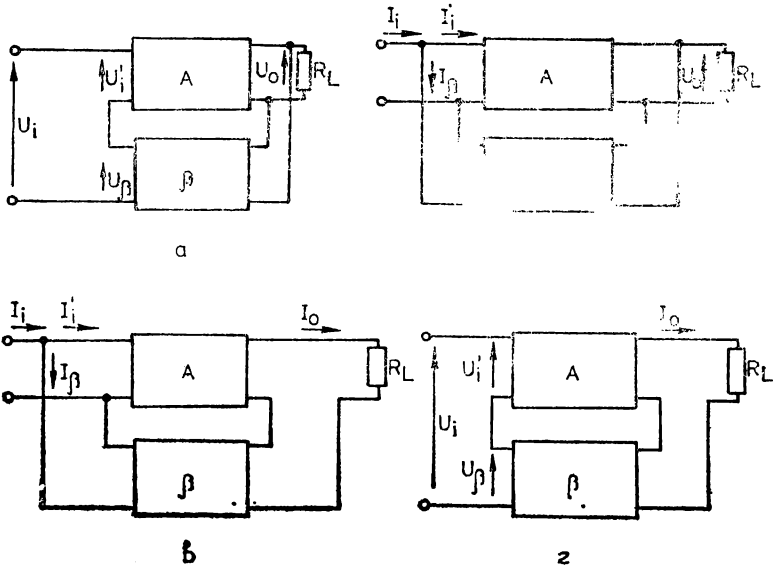
f, kHz		0,03	0,1	0,3	1	3	10	20	50	100
ОК	U_o, V									
	\hat{A}, dB									
ОД	U_o, V									
	\hat{A}, dB									

ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ 5

ИЗСЛЕДВАНЕ НА УСИЛВАТЕЛИ
С ОБРАТНА ВРЪЗКА

I. ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

Един усилвател е обхванат от обратна връзка, когато сигнал от неговия изход се подава на входа му. В зависимост от начина, по който се получава сигналът за обратната връзка от изхода на усилвателя, се различават: а) обратна връзка по напрежение — когато сигналът за обратната връзка е пропорционален на изходното напрежение (фиг. 5.1а и б); б) обратна връзка по ток — когато сигналът за об



Фиг. 5.1

ратна връзка е пропорционален на изходния ток (фиг. 5.1 в и г). В зависимост от начина на прилагане на сигнала за обратна връзка към входа на усилвателя обратната връзка бива: а) последователна — когато сигналът от обратната връзка се подава последователно на входния сигнал (фиг. 5.1а и г), б) паралелна — когато сигналът от обратната връзка се подава паралелно на входния сигнал (фиг. 5.1 б и в). По такъв начин са възможни четири типа обратна връзка: а) последователна по напрежение (фиг. 5.1а); б) паралелна по напрежение (фиг. 5.1б); в) паралелна по ток (фиг. 5.1 в); г) последователна по ток (фиг. 5.1 г).

Обратната връзка е положителна или отрицателна в зависимост от това, дали фазата на сигнала за обратна връзка съвпада или е противоположна на фазата на входния сигнал. Освен това в зависимост от честотните свойства на веригата на обратната връзка обратната връзка може да бъде честотно независима и честотно зависима. Обратната връзка може да обхваща само едно стъпало. Тогава тя се нарича *местна обратна връзка*. Ако обратната връзка обхваща повече от едно стъпало или целия усилвател, тя се нарича *обща обратна връзка*.

В усилвателите голямо приложение има отрицателната обратна връзка, но понякога се използва комбинирана обратна връзка — положителна и отрицателна.

Обратната връзка променя всички динамични параметри на усилвателя — коефициент на усилване по напрежение, коефициент на усилване по ток, входно и изходно съпротивление.

Отрицателната обратна връзка намалява коефициента на усилване на усилвателя:

$$A_F = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{A}{F},$$

където A_F е коефициентът на усилване на усилвателя с отрицателна обратна връзка

A — коефициентът на усилване на усилвателя без отрицателна обратна връзка;

β — коефициентът на предаване на веригата на обратната връзка;

$F = 1 + \beta A$ — дълбочината на обратната връзка.

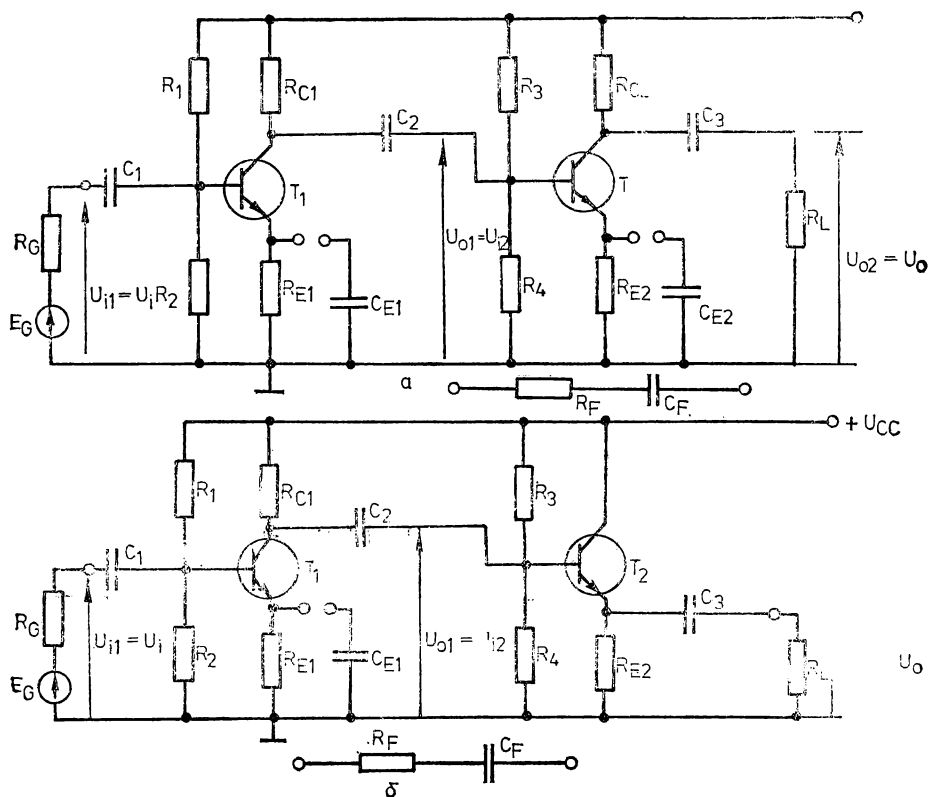
Последователната отрицателна обратна връзка (по ток или напрежение) увеличава входното съпротивление, а паралелната отрицателна обратна връзка (по ток или напрежение) — го намалява. Отрицателната обратна връзка по напрежение (последователна или паралелна) намалява изходното съпротивление, а отрицателната обратна връзка по ток (последователна или паралелна) — го увеличава.

Отрицателната обратна връзка стабилизира коефициента на усилване на усилвателя, намалява линейните изкривявания при не много голяма F и може да намали и нелинейните изкривявания и шумовете в усилвателя. При определени условия честотно-зависимата отрицателна обратна връзка може да се използва за коригиране на честотната, фазовата и преходната характеристика.

На фиг. 5.2 а е показан двустъпален усилвател ОЕ — ОЕ, а на фиг. 5.2 б — двустъпален усилвател ОЕ — ОК, които се изследват в упражнението. Съпротивленията R_{E1} и R_{E2} (фиг. 5.2 а) и R_{E1} (фиг. 5.2 б) създават местна последователна отрицателна обратна връзка по ток във всяко стъпало. С верига за обратна връзка ($R_F - C_F$) в двата двустъпални усилвателя могат да се реализират четирите типа обща обратна връзка. Схемите на четирите типа обща обратна връзка са дадени на фиг. 5.3. Те са само по променлив ток.

Двустъпален усилвател ОЕ — ОЕ с последователна обратна връзка по напрежение (фиг. 5.3 а). В този случай обратната връзка е отрицателна. Видът на обратната връзка (положителна или отрицателна) може да се определи, като се сравни фазата на входния сигнал U_i с фазата на сигнала за обратна връзка U_β . Транзисторите T_1 и T_2 работят по схема с ОЕ за усилвания сигнал и всеки един от тях обръща фазата му на 180° (общо 360°). Сигналът за обратна

връзка се инвертира на 180° само от транзистора T_2 , който за него работи по схема с ОЕ, а T_1 по отношение на този сигнал работи по схема с ОБ (сигналът за обратната връзка се подава в емитера на T_1) и не го инвертира. Следователно двата сигнала (входният U_i



Фиг. 5.2

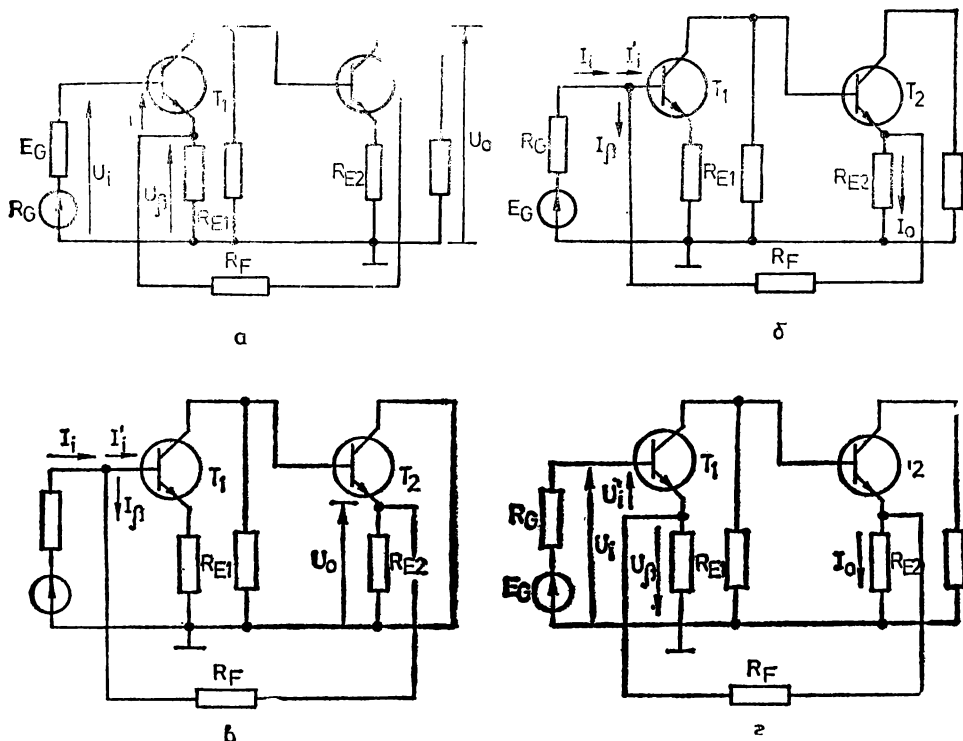
и сигналът за обратна връзка U_β) са в противофаза и обратната връзка е отрицателна.

В резултат на изваждането на двата сигнала U_i и U_β намалява U'_i , а следователно и изходното напрежение U_o . Това е равностойно на намаляване на коефициента на усилване по напрежение спрямо този на усилвателя без обратна връзка.

Намаляването на сигнала U'_i в сравнение с U_i при последователната отрицателна обратна връзка е еквивалентно на намаляването на входния ток. Следователно входното съпротивление се увеличава.

Отрицателната обратна връзка по напрежение стабилизира изходното напрежение U_o , което се обяснява по следния начин. Ако изходното напрежение се е понижало (например при допълнително натоварване на усилвателя), сигналът за обратна

връзка U_β също намалява. Това води до увеличаване на U_i' , а следователно и до увеличаване на U_o . По този начин се възстановява в определена степен предпътната стойност на U_o . Намаляването на измененията на изходното напрежение при отрицателна обратна връзка по напрежение показва, че изходното съпротивление също намалява, а спрямо това на усилвателя без отрицателна обратна връзка.



Фиг. 5.3

Последователна обратна връзка по напрежение може да се реализира и с двустъпалния усилвател ОЕ — ОК от фиг. 5.2 б. Студентът трябва сам да определи типа и свойствата на тази обратна връзка.

Двустъпален усилвател ОЕ — ОЕ с паралелна обратна връзка по ток (фиг. 5.3 в). В този случай обратната връзка е отрицателна, понеже за сигнала на обратната връзка транзисторът T_1 работи по схема с ОЕ, а T_2 — по схема с ОК, а за усиления сигнал и двата транзистора работят по схема с ОЕ, следователно двата сигнала са в противофаза. Коефициентът на усиление по ток A_{IF} намалява. Силно намалява пълният коефициент на усиление $A_F = K_{вх} A_U = \frac{R_{IF}}{R_G + R_{IF}} A_U$ поради това, че значително намалява R_{IF} ($R_{IF} < R_{IA}$).

Входното съпротивление намалява в сравнение със схемата без обратна връзка, понеже входният ток $I_i = I_i' + I_\beta$ нараства ($R_{IF} = \frac{U_i}{I_i}$, $I_i > I_i'$).

Отрицателната обратна връзка по ток стабилизира изходния ток, което е равностойно на увеличаване на изходното съпротивление в сравнение с това на усилвателя без обратна връзка.

Двустъпален усилвател ОЕ — ОК с паралелна обратна връзка по напрежение (фиг. 5.3 в). Лесно може да се провери, че в този случай обратната връзка е отрицателна. Коефициентите на усилване A_F и A_{IF} намаляват. Входното и изходното съпротивление също намаляват. Този тип обратна връзка може да се реализира и с двустъпален усилвател ОЕ — ОЕ. Студентът трябва сам да определи типа на обратната връзка (положителна или отрицателна) и нейното влияние върху параметрите на усилвателя.

Двустъпален усилвател ОЕ — ОЕ с последователна обратна връзка по ток (фиг. 5.3 г). Тази обратна връзка е положителна, тъй като и двата транзистора (T_1 и T_2) не инвертират сигнала по затворената верига на обратната връзка. Сигналът на обратната връзка U_β е във фаза с входния сигнал. Коефициентите на усилване A_{UF} и A_F се увеличават, а входното и изходното съпротивление намаляват.

На практика най-голямо приложение намират схемите на двустъпален усилвател с отрицателна обратна връзка, показани на фиг. 5.3 а, б и в. Схемите с положителна обратна връзка се използват в генераторите.

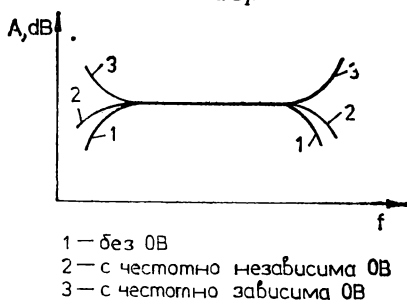
Местните последователни отрицателни обратни връзки по ток (фиг. 5.2 а) намаляват коефициента на усилване по напрежение и увеличават входното и изходното съпротивление на всяко от стъпалата.

Честотните и преходните изкривявания на усилвателите най-често намаляват в случая, когато отрицателната обратна връзка е честотно независима, т. е. ако в изследвания честотен обхват $\frac{1}{\omega C_F} \ll R_F$ и $C_{E1} = 0$

(фиг. 5.2). Когато тези условия не са изпълнени, веригата за обратна връзка става честотно зависима и честотната и преходната характеристика добиват определен вид. Това може да се използва за корекция на честотните изкривявания, внасяни от други елементи на схемата.

Кондензаторът C_F може да бъде избран така, че да влияе само в областта на ниските честоти. Тогава за ниски честоти

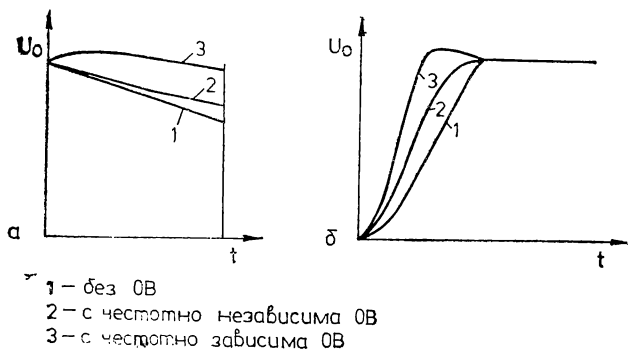
$\frac{1}{\omega C_F}$ става съизмеримо с R_F и ко ефициентът на предаване на веригата за обратна връзка намалява. Сигналът за обратна връзка при тези честоти намалява в сравнение с този за средни честоти и в честотната характеристика може да се получи подем при ниски честоти (крива 3 на фиг. 5.4).



Фиг. 5.4

При усилване на импулсни сигнали кондензаторът C_F влияе върху плоската част на импулса, като намалява спадането Δ (фиг. 5.5 а).

Кондензаторът C_{E1} като елемент на веригата за местна обратна връзка може да се използва за корекция на честотната характеристика



Фиг. 5.5

в областта на високите честоти. За тази цел C_{E1} трябва да се избере достатъчно малък, така че само за високи честоти съпротивлението му $\frac{1}{\omega C_{E1}}$ да става съизмеримо с R_{E1} . Тогава коефициентът на предаване на веригата за обратна връзка намалява (вж. фиг. 5.3 а), дълбочината на обратната връзка в сравнение с тази за средни честоти намалява и честотната характеристика може да добие вида, показан с крива 3 на фиг. 5.4. При усилване на импулсни сигнали този кондензатор оказва влияние върху фронта на импулса, като го намалява (фиг. 5.5 б).

Стабилността на усилвателя се оценява с относителното изменение на коефициента на усилване $\frac{\Delta A_F}{A_F}$ при действие на дестабилизиращи фактори, като: изменение на захранващи напрежения; температура; стареене и др. При отрицателна обратна връзка $\frac{\Delta A_F}{A_F}$ намалява толкова пъти, колкото е дълбочината на обратната връзка $\left(\frac{\Delta A_F}{A_F} = \frac{1}{F} \cdot \frac{\Delta A}{A}\right)$

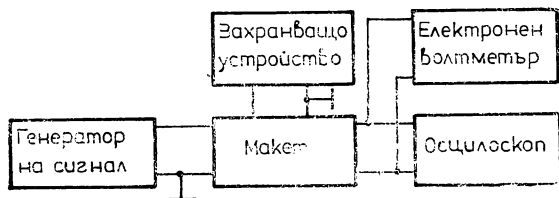
II. ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО И МЕТОДИКА НА ИЗМЕРВАНЕ

Целта на упражнението е:

1. Да се изучи влиянието на местната последователна отрицателна обратна връзка по ток върху коефициентите на усилване, входното и изходното съпротивление на усилвателя, показан на фиг. 5.2 а. За тази цел при липса на обща обратна връзка и наличие на местни обратни връзки се измерват A , R_{iA} и R_{oA} на усилвателя, като се

използува блоковата схема от фиг. 5.6 и по методиката, описана в раздел II, т. 4 и 5 на упражнение 2. Получените резултати да се сравнят с измерените величини при липса на местни обратни връзки

2. При наличие на местни обратни връзки да се реализират четирите варианта на схеми с обща обратна връзка, показани на фиг. 5.3



Фиг. 5.6

и чрез измерване на коефициента на усилване A_F да се установи във кой от случаите обратната връзка е отрицателна и в кой е положителна. При отрицателна обратна връзка A_F намалява, а при положителна A_F нараства спрямо A .

3. Да се изследва влиянието на общата обратна връзка за четирите случая на обратна връзка (фиг. 5.3) върху A , R_{iA} и R_{oA} . Измерванията се извършват по методиката, дадена в разлика II, т. 4 и 5 на упражнение 2, като резултатите се сравняват с тези, получени при липса на обща обратна връзка.

4. Да се изследва влиянието на общата обратна връзка (фиг. 5.3 а) върху честотните и преходните изкривявания. За целта по методиката, дадена в раздел II, т. 1 и 3 на упражнение 3, се измерват $\hat{A}(f)$, t_r и Δ при обща обратна връзка и се сравняват с измерените характеристики без обратна връзка. Същите измервания да се повторят и при честотно зависима обратна връзка.

5. Да се определи влиянието на общата обратна връзка (фиг. 5.3 а) върху стабилността на коефициента на усилване A . За целта се измерват стойностите на коефициента на усилване по напрежение A при две различни стойности на захранващото напрежение и две различни температури на околната среда при липса и наличие на обратна връзка. Относителната нестабилност $\frac{\Delta A}{A} \%$ се определя съответно с изразите

$$(5.1) \quad \left(\frac{\Delta A}{A}\right)_{U_{CC}} \% = \frac{A(U_{CC \text{ ном}}) - A(U_{CC})}{A(U_{CC \text{ ном}})} \cdot 100;$$

$$(5.2) \quad \left(\frac{\Delta A}{A}\right)_T \% = \frac{A(T) - A(25^\circ\text{C})}{A(25^\circ\text{C})} \cdot 100.$$

Изразите (5.1) и (5.2) се използват за изчисляване на нестабилността на коефициента на усилване както при липса, така и при наличие на обратна връзка.

III. ЗАДАНИЕ

1. Да се разучи макетът и да се начертаят схемите на изследваните усилватели.

2. Да се свържат към макета измервателните уреди според блоковата схема на фиг. 5.6 и да се подаде номинално захранващо напрежение U_{CC} пом.

3. Да се измерят A , R_{iA} и R_{oA} на схемата без обща обратна връзка (фиг. 5.2 а) съгласно указанията в раздел II, т. 1 за следните случаи:

- А. Включени C_{E1} и C_{E2} .
- Б. Включен C_{E1} и изключен C_{E2} .
- В. Включени C_{E2} и изключен C_{E1} .
- Г. Изключени C_{E1} и C_{E2} .

Резултатите от измерванията да се нанесат в табл. 5.1.

Таблица 5.1

Случай	E_G	U_{i1}	U_{o1}	U_{o2}	$U_{оз\text{ пх}}$	A_1	A_{U1}	A_{U2}	R_{iA}	R_{oA}
А										
Б										
В										
Г										
Д										
Е										

4. Да се измерят A , R_{iA} и R_{oA} за схемата без обща обратна връзка (фиг. 5.2 б) съгласно указанията в раздел II, т. 1 за следните случаи:

- Д. Включен C_{E1} .
- Е. Изключен C_{E1} .

Резултатите от измерванията да се нанесат в табл. 5.1.

5. Да се измерят A , R_{iA} и R_{oA} и да се определи дали обратната връзка е положителна или отрицателна за следните случаи:

- А. Последователна обратна връзка по напрежение (фиг. 5.3 а).
- Б. Паралелна обратна връзка по ток (фиг. 5.3 б).
- В. Паралелна обратна връзка по напрежение (фиг. 5.3 в).
- Г. Последователна обратна връзка по ток (фиг. 5.3 г).

Измерванията се извършват при изключени C_{E1} и C_{E2} (с местни обратни връзки) и при стойност C'_F на кондензатора C_F .

Резултатите да се нанесат в табл. 5.2 и да се сравнят с получените за случаите Г и Е от т. 3 и т. 4.

6. Да се снемат амплитудно-честотните характеристики на двустъпален усилвател с последователна отрицателна обратна връзка по напрежение (фиг. 5.3 а) съгласно указанията в раздел II, т. 4 и за случаите, дадени в табл. 5.3. C'_F и C''_F са две стойности на кондензатора C_F , а C'_{E1} , C''_{E1} и C'_{E2} , C''_{E2} — съответно две стойности на кондензаторите C_{E1} и C_{E2} .

Таблица 5.2

Случай	E_G	U_i	U_o	$U_{опк}$	A	R_{iA}	R_{oA}	тип ОБ
А								
Б								
В								
Г								

Таблица 5.3

Случай	1	2	3	4	5	6
C_F	—	—	C'_F	C''_F	C'_F	C''_F
C_{E1}	C'_{E1}	—		—	C''_{E1}	C'_{E1}
C_{E2}	C'_{E2}	—	—	—	—	—

Резултатите от измерванията за всички случаи да се нанесат в табл. 5.4.

Всички характеристики $A_{dB}(f)$ да се начертаят в логаритмичен мащаб на една и съща координатна система.

Таблица 5.4

f, kHz	0,03	0,1	0,3	1	3	10	20	50	100
U_o , V									
A, dB									

7. За двустъпален усилвател с последователна отрицателна обратна връзка по напрежение и за случаите, дадени в табл. 5.3, да се измерят преходните изкривявания t_r и Δ съгласно указанията в раздел II, т. 4. Резултатите да се нанесат в табл. 5.5.

Таблица 5.5

Случай	1	2	3	4	5	6
$t_r, \mu s$						
$\Delta, \%$						

8. Да се определи относителната нестабилност на коефициента на усилване при изменение на захранващото напрежение и на температурата. За тази цел при номинално захранващо напрежение $U_{CC \text{ ном}}$ и при стайна температура (25°C) се измерва коефициентът на усилване A при липса на обратна връзка и при наличие на последователна отрицателна обратна връзка по напрежение (фиг. 5.3 а). Същите измервания да се повторят най-напред при стайна температура и нова стойност на захранващото напрежение U_{CC} , а след това — при номинално захранващо напрежение U_{CC} и при повишена температура T . Като се използват формули (5.1) и (5.2), да се определи относителната нестабилност на коефициента на усилване и да се сравнят стойностите при наличие и при липса на обратна връзка.

ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ 6

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ТРАНЗИСТОРНИ КАСКОДНИ УСИЛВАТЕЛИ

I. ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

Каскодните схеми представляват такива стъпала, при които съставящите ги транзистори са свързани верижно по променлив ток, а по постоянен ток те могат да бъдат свързани както последователно, така и паралелно. Връзката между съставящите каскода транзистори трябва да бъде постояннотокова. Каскодните транзисторни схеми позволяват да се получат подобрени качествени показатели: разширява се честотната лента; увеличава се усилването, намалява проводимостта на вътрешната обратна връзка, което позволява да се повиши устойчивостта на усилвателя; температурната стабилност на режима се подобрява и др. Прилагането на допълнителни обратни връзки между транзисторите в каскодите (сложни каскоди) подобрява още повече параметрите на тези стъпала.

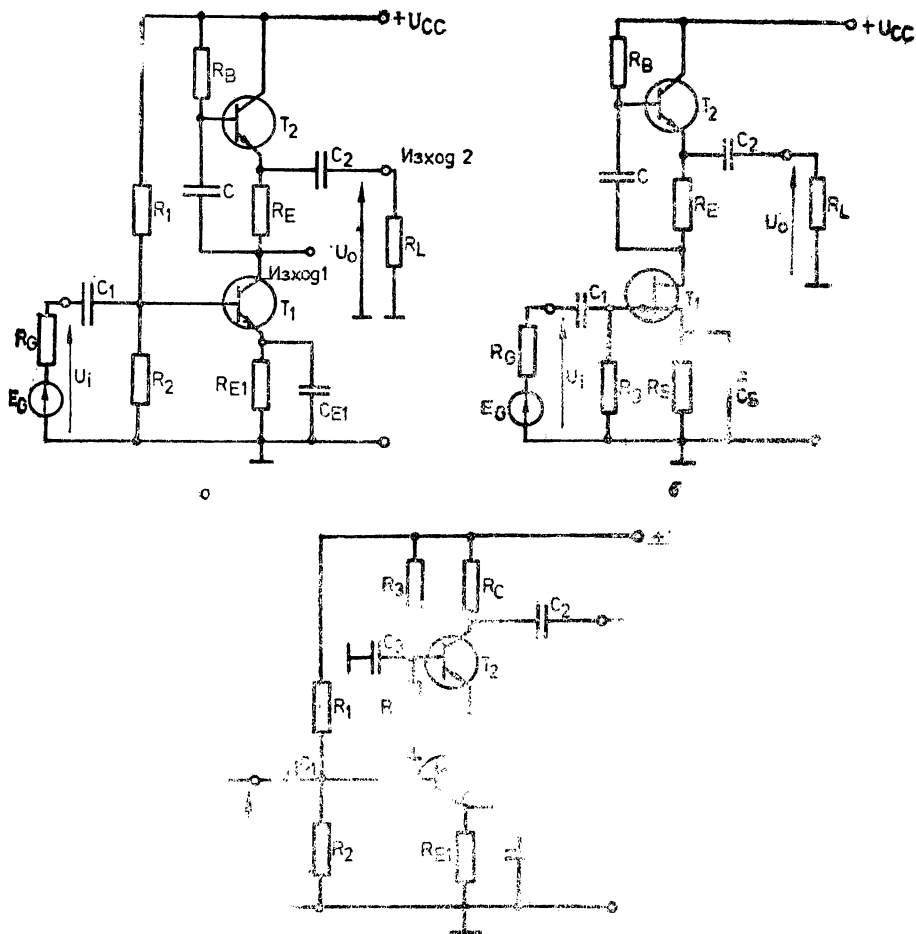
В упражнението се изследват някои от най-често използваните каскодни усилватели с динамичен товар, показани на фиг. 6.1, и каскодни повторители на напрежение, показани на фиг. 6.2.

Каскоден усилвател **ОЕ—ОК** (фиг. 6.1 а) и **ОС—ОК** (фиг. 6.1 б). Това са каскоди, при които товар по променлив ток на транзистора T_1 , свързан съответно по схема с **ОЕ** или **ОС**, е голямото входно съпротивление на транзистора T_2 (динамично съпротивление), работещ по схема с **ОК**. Ето защо коефициентът на усилване по напрежение на тези схеми е много по-голям, отколкото на съответните

стъпала с ОЕ и ОС с товар резистор в колектора или дрейна. Коэффициентът на усилване може да се определи с израза

$$(6.1) \quad A_U = -S'R'_L,$$

където S' е стръмността на транзистора T_1 ;



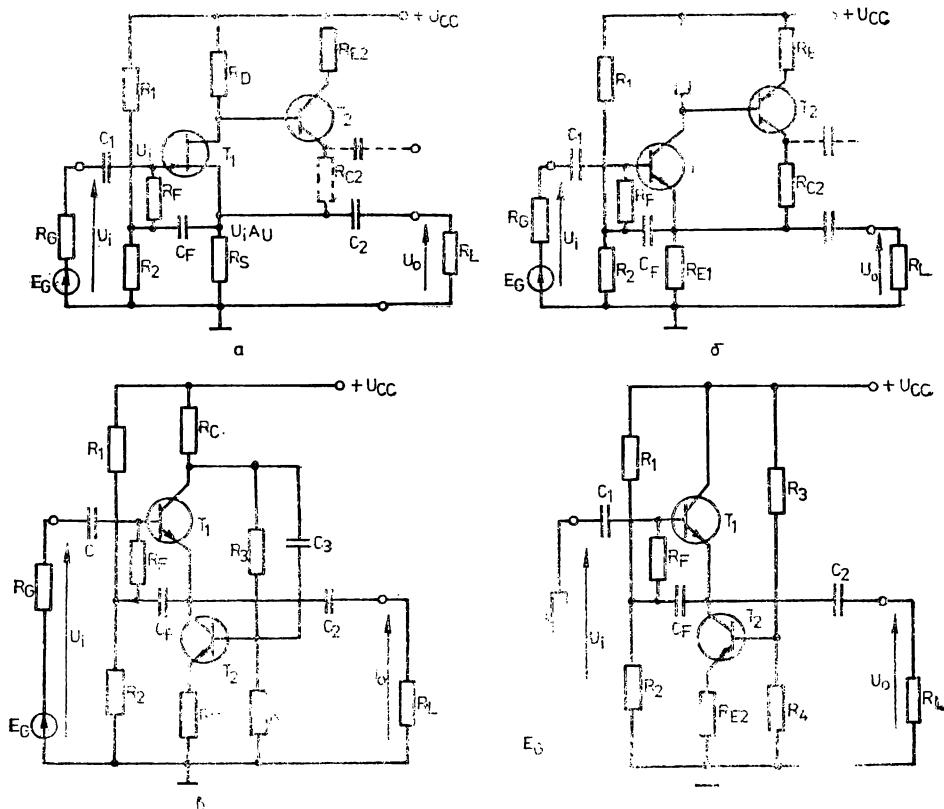
Фиг. 6.1

$$(6.2) \quad R'_L = R_L \parallel R_\partial \parallel \frac{1}{y'_{22e}} \text{ — за схемата ОЕ — ОК;}$$

$$(6.3) \quad R'_L = R_L \parallel R_\partial \parallel r_{ds} \text{ — за схемата ОС — ОК;}$$

(6.4) $R_{\partial} = R_B \parallel \left[h''_{11e} + (1 + h''_{21e}) \left(R_E \parallel \frac{1}{y''_{22e}} \right) \right]$ — за двете схеми. R_{∂} е динамичното съпротивление на T_2 .

При много голяма стойност на динамичния товар коефициентът



Фиг. 6.2

на усилване по напрежение на схемата се приближава до максималния — $A_{U\max} = -S'/y'_{22e}$ (за схема ОЕ — ОК) и $A_{U\max} = -S'r_{ds}$ (за схема ОС — ОК).

Изходното съпротивление в *изход 1* е голямо и се определя от паралелно включените динамично съпротивление R_{∂} на T_2 и изходното съпротивление на T_1 . В *изход 2* изходното съпротивление е много по-малко, понеже T_2 работи по схема с ОК. Коефициентът на усилване в *изход 2* е приблизително еднакъв с този в *изход 1*. На практика се използва *изход 2*.

Входното съпротивление на схемите е еднакво с входното съпро-

тивление съответно на усилвател с ОЕ и ОС с товар резистор в колектора или дрейна.

Каскоден усилвател ОЕ—ОБ (фиг. 6.1 в). Товар на транзистора T_1 , свързан по схема с ОЕ, е транзисторът T_2 , свързан по схема с ОБ. Постояннотоковият режим на T_1 и T_2 се осигурява, като се използват отделни делители. Много по-стабилна е схемата, ако се използва общ делител [6]. Коефициентът на усилване по напрежение на схемата се определя от втория транзистор ($A'_U = S \parallel (R_C \parallel R_L)$), тъй като T_1 работи с много малко товарно съпротивление (входното съпротивление на T_2 е $\approx \frac{1}{S''}$) и усилването му е $A'_U \approx -S'/S''$. Тогава общият коефициент на усилване по напрежение е

$$(6.5) \quad A_U = A'_U A''_U \approx -S'(R_C \parallel R_L).$$

Входното съпротивление се определя от входното съпротивление на стъпалото с ОЕ, а изходното — от това на стъпалото с ОБ.

Този каскод има слаба вътрешна обратна връзка от изхода към входа (100—1000 пъти по-малка, отколкото на стъпалото с ОЕ). Това се дължи на много малкия коефициент на усилване по напрежение на T_1 . Съгласно теоремата на Милер [6] приведенят към входа капацитет $C_{b'c}$ на T_1 е приблизително $2C_{b'c}$, тъй като $|A'_U| \approx 1$.

Малкият входен капацитет определя ниското ниво на честотните изкривявания от входната верига. Ето защо този каскод има много по-добри честотни свойства от стъпало с ОЕ. Намира приложение като резонансен и широколентов усилвател.

Каскодни повторители на напрежение ОС—ОЕ и ОЕ—ОЕ със 100% последователна обратна връзка по напрежение (фиг. 6.2 а и 6.2 б). Двете схеми представляват двустъпални усилватели с директна връзка (съответно ОС—ОЕ и ОЕ—ОЕ), които са обхванати от 100% последователна обратна връзка по напрежение. Освен това, за да се отстрани шунтиращото влияние на входния делител, използва се електронни аналогови схеми и устройства положителна паралелна обратна връзка по напрежение, която е известна като тип bootstrap или следяща RC връзка. Тя е ось шествена с RC групата $C_F - R_F$. Действието ѝ се обяснява по следния начин. Изходното напрежение $A_U U_i$ се връща през C_F към долния край на R_F във фаза с U_i . В резултат на това токът през R_F намалява, т. е. променливотоковото съпротивление на резистора R_F нараства и става $\frac{R_F}{1 - A_U}$. Резисторите $R_1 - R_2$ са включени паралелно на резистора $R_S (R_{E1})$ по променлив ток. Следователно делителя $R_1 - R_2$ на практика не шунтира входа. С прекъсваната линия е показана възможността да бъде включен резистор в колекторната верига на T_2 , което намалява дълбочината на отрицателната обратна връзка под 100%, но дава възможност за получаване на коефициент на усилване, равен точно на единица.

Коефициентът на усилване се дава с приблизителната формула.

$$(6.6) \quad A_U \approx 1 + \frac{R_{C2}}{R_S} \text{ — за схема } \textcircled{ОС} - \textcircled{ОЕ},$$

$$A_U \approx 1 + \frac{R_{C2}}{R_{E1}} - \text{за схема ОЕ—ОЕ.}$$

Изходното съпротивление при $R_{C2} = 0$ е

$$(6.7) \quad R_{oA} \approx \frac{1}{S' h_{21}''},$$

т. е. то е много малко.

Входното съпротивление е много голямо, като първата схема има значително по-високоомен вход от втората. Много важно качество на първата схема е много добрата ѝ температурна стабилност [6].

Каскод на Уайт (фиг. 6.2*в*). Този каскоден повторител е с управляем динамичен товар. За целта в колекторната верига на T_1 е включено малко колекторно съпротивление (0,5 — 1 k Ω). Променливотоковият сигнал върху него се подава към базата на T_2 и в такт с изменението на входния сигнал се променя и динамичното му съпротивление. Каскодът на Уайт по променлив ток е еквивалентен на каскода от фиг. 6.2*б*, т. е. той е двустъпален усилвател ОЕ — ОЕ със 100% последователна обратна връзка по напрежение. Транзисторите T_1 и T_2 обаче са запазени последователно по постоянен ток.

Входното съпротивление е много голямо — от порядъка на съпротивлението на колекторния преход на $T_1 - r_c$. Използувана е обратна връзка тип bootstrap. Изходното съпротивление на каскода е много малко — части от ома.

Каскоден емитерен повторител с неуправляем динамичен товар (фиг. 6.2*г*). Той се различава от каскода на Уайт по това, че динамичният товар не се управлява. За целта променливотоковият потенциал на базата на T_2 е фиксиран. Както и при каскода на Уайт, T_2 е генератор на ток, чието динамично съпротивление е товар по променлив ток на транзистора T_1 , включен по схема с ОК. Съпротивлението R_{E2} създава отрицателна обратна връзка по ток, която увеличава динамичното съпротивление на T_2 . Схемата има по-лоши параметри като повторител на напрежение, отколкото каскода на Уайт — по-малко входно съпротивление, по-голямо изходно съпротивление и по-малък коефициент на усилване по напрежение.

II. ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО И МЕТОДИКА НА ИЗМЕРВАНЕ

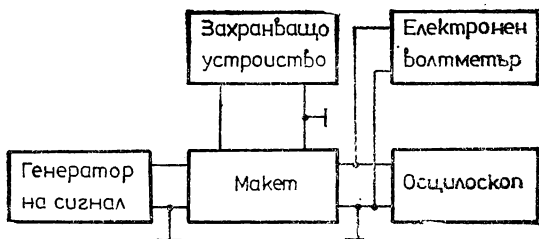
Целта на упражнението е:

1. Да се разучи принципът на действие и особеностите на изследваните схеми.

2. Да се измерят динамичните параметри A , A_U , R_{iA} и R_{oA} на изследваните схеми. Измерванията се извършват по блоковата схема на фиг. 6.3, като се използва методиката, описана в раздел II, т. 4 и 5 на упражнение 2. Да се сравнят параметрите на изследваните схеми.

3. Да се изследва влиянието на обратната връзка тип bootstrap върху входното съпротивление на повторителите на напрежение. За целта на схемата, дадена на фиг. 6.2в, да се прекъсне веригата на C_F и по методиката, описана в раздел II, т. 5 на упражнение 2, да се определи R_{iA} . Резултатите да се сравнят с получените в т. 2.

4. Да се изследва влиянието на допълнителната отрицателна обратна връзка в схемата, показана на фиг. 6.2в, чрез която се управлява динамичният товар, върху честотните свойства на схемата. За целта да се снимат амплитудно-честотните ха-



Фиг. 6.3

рактеристики и преходните характеристики на схемите на фиг. 6.2в и 6.2г по методиката, дадена в раздел II, т. 1 и 3 на упражнение 3

III. ЗАДАНИЕ

1. Да се разучи макетът и да се начертаят схемите.
2. Да се свържат към макета измервателните уреди (фиг. 6.3) и да се подадат необходимите захранващи напрежения.
3. Последователно да се измерят A , A_U , R_{iA} и R_{oA} за схемите на фиг. 6.1а, 6.1б, 6.1в, 6.2а, 6.2б, 6.2в и 6.2г. Да се използват указанията в раздел II, т. 2. Резултатите да се нанесат в табл. 6.1.
4. Да се измерят A , A_U , R_{iA} и R_{oA} на схемата на фиг. 6.2а без следяща обратна връзка. Резултатите да се нанесат в съответния ред на табл. 6.1 и да се сравнят с резултатите от изследването на схемата с обратна връзка
5. Да се снимат АЧХ и преходните характеристики на схемите от фиг. 6.2в и 6.2г. Да се използват указанията от раздел II, т. 4. Резултатите да се нанесат в табл. 6.2 и табл. 6.3.

Таблица 6.1

Схема	E_G	U_i	U_o	$U_{опх}$	A	A_U	R_{iA}	R_{oA}
	2	3	4	5	6	7	8	9
6.1а								
6.1б								
6.1в								
6.2а с C_F								

Продължение на таблица 6.1

1	2	3	4	5	6	7	8	9
6.2 а без C_F								
6.2 б								
6.2 в								
6.2 г								

Таблица 6.2

Схема	f	kHz	0,03	0,1	0,3	1	3	10	20	50	100
6.2 в	U_0	V									
	\hat{A}	dB									
6.2 г	U_0	V									
	\hat{A}	dB									

Честотните характеристики да се начертаят в логаритмичен мащаб в обща координатна система.

Таблица 6.3

Схема	$t_r, \mu s$	$\Delta, \%$
6.2 в		
6.2 г		

ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ 7

**ИЗСЛЕДВАНЕ НА
БЕЗТРАНСФОРМАТОРНИ
УСИЛВАТЕЛИ НА МОЩНОСТ**

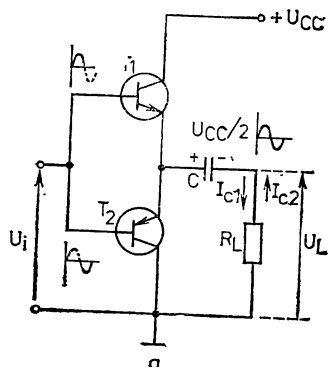
I. ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

Усилвателите на мощност са предназначени да отдават определена, обикновено значителна мощност в зададен товар при минимални нелинейни и честотни изкривявания и голям коефициент на

олезно действие. Обикновено товарът има твърде малко съпротивление, поради което тези усилватели трябва също да имат малко изходно съпротивление.

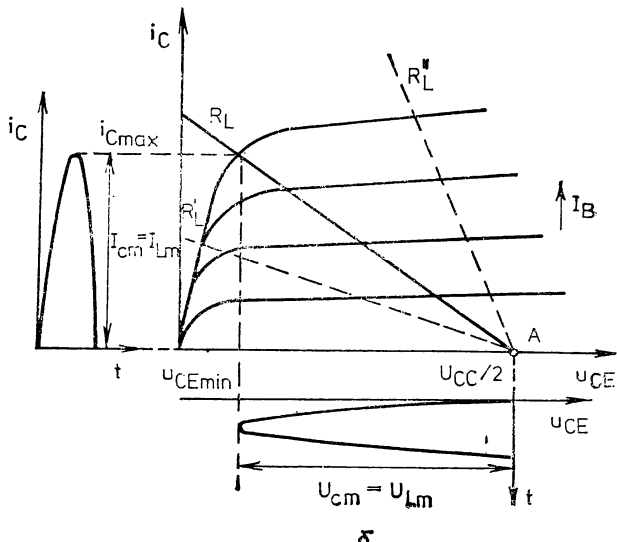
Усилвателите на мощност могат да бъдат реализирани по едно тактна и двутактна схема. Двутактната схема позволява получаването на по-голяма мощност, а също така дава възможност да се работи в режим клас *B* (или *AB*), при който се постига голям коефициент на полезно действие (в режим клас *B* $\eta_{\max} = 78,5\%$).

При безтрансформаторните усилватели на мощност товарът се свързва непосредствено към изхода. Обикновено схемата им е двутактна, а за осигуряване на малко изходно съпротивление двата транзистора са свързани с общ колектор.



Фиг. 7.1 а

На фиг. 7.1 а е показана принципната схема на двутактно безтрансформаторно мощно стъпало с комплементарни транзистори. Двата транзистора са свързани последователно по постоянен ток, а управлението им е синфазно. Базовото им преднапрежение е нула, т. е. стъпалото работи в режим, клас *C*; близък до клас *B* (работна точка *A* на фиг. 7.1 б). През положителния полупериод на управляващото



Фиг. 7.1 б

напрежение се отпущва T_1 и през R_L протича променлив ток I_{C1} в показаната на фиг. 7.1 а посока. Кондензаторът C , който разделя товара от изхода на стъпалото по постоянен ток, се зарежда до напрежение $U_{CC}/2$. През отрицателния полупериод е отпущен T_2 и през товара тече ток I_{C2} в показаната посока. Източник на

захранващо напрежение за T_2 (когато T_2 работи T_1 е запушен) е зареденият до $U_{CC}/2$ кондензатор C . Върху товара двете полувълни на усиления сигнал се сумират и първоначалната му форма се възстановява. Транзисторите T_1 и T_2 могат да бъдат и еднотипни (вж. фиг. 7.3). Тогава е необходимо те да бъдат управлявани противофазно.

Мощности. На фиг. 7.1 б в полето на изходните характеристики е построена товарната права за единия от транзисторите. Вижда се, че при синусоиден управляващ сигнал максималните амплитуди на напрежението и тока в товара, които могат да се постигнат в режим клас В, са $U_{Lm} = U_{CC}/2 - u_{CE\min}$ ($u_{CE\min} \approx U_{CE\text{sat}}$) и $I_{Lm} = i_{C\max}$.

Мощността, която се отдава в товара, е

$$(7.1) \quad P_L = \frac{1}{2} U_{Lm} I_{Lm} = \frac{1}{2} \frac{U_{Lm}^2}{R_L} = \frac{1}{2} I_{Lm}^2 R_L.$$

Формула (7.1) показва, че при постоянно U_{CC} P_L зависи от R_L . При твърде големи R_L (R'_L на фиг. 7.1б) намалява I_{Lm} , а U_{Lm} почти не променя стойността си. Ако R_L е твърде малко (R'_L на фиг. 7.1б), намалява U_{Lm} , а I_{Lm} се ограничава от максимално допустимия колекторен ток на транзисторите. И в двата случая P_L е по-малка, отколкото при правилно подбрано товарно съпротивление (R_L на фиг. 7.1 б).

Консумираната от захранващия източник мощност е

$$(7.2) \quad P_{CC} = 2I_{C\text{med}} \frac{U_{CC}}{2} = I_{C\text{med}} U_{CC},$$

където за режим клас В $I_{C\text{med}} = i_{C\max}/\pi$.

Върху всеки от транзисторите се разсейва загубна мощност, която се определя от израза

$$(7.3) \quad P_c = \frac{1}{2} (P_{CC} - P_L).$$

Тази мощност не трябва да превишава максимално допустимата загубна мощност $P_{c\max}$ за дадения тип транзистори. При режим клас В загубната мощност е най-голяма, когато $U_{Lm} = 0,637 U_{CC}/2$.

Коефициентът на полезно действие се определя от отношението

$$(7.4) \quad \eta = \frac{P_L}{P_{CC}}.$$

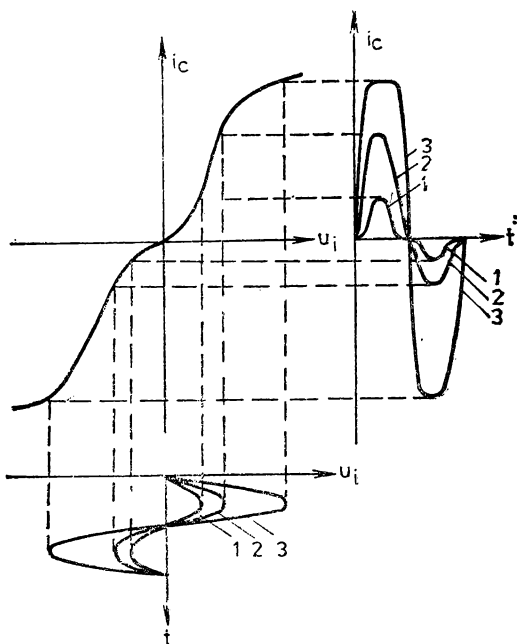
Тъй като $U_{Lm} \approx U_{CC}/2$, от (7.1) следва, че

$$(7.5) \quad U_{CC} \approx 2\sqrt{2P_L R_L}.$$

Формула (7.5) отразява една особеност на безтрансформаторните усилватели на мощност — P_L , R_L и U_{CC} са свързани помежду си така, че само два от тези параметри могат да бъдат избрани произволно. При зададено U_{CC} например мощността P_L зависи от R_L и не може да превиши една фиксирана (чрез (7.5)) стойност. От R_L зависят и P_{CC} , P_c и η .

Изкривявания. За да се получи максимална изходна мощност и голям коефициент на полезно действие, необходимо е транзисторите

да се използват напълно по ток и по напрежение, т. е. да се работи с големи амплитуди на тези величини (вж. и фиг. 7.1 б). В резултат на това се проявяват нелинейностите на характеристиките на транзисторите. Възникването на нелинейни изкривявания може да се поясни с помощта на фиг. 7.2, на която е показана динамичната проходна характеристика $i_c(u_i)$ на двукатното стъпало. Нелинейността в началната област на тази характеристика се дължи на обстоятелството, че в режим клас В транзисторите започват да работят едва след като входното напрежение превиши напрежението на отпушване на емитерния преход. Тази нелинейност се появява особено силно при малки входни напрежения (криви 1) и може да се премахне чрез преминаване в режим на работа клас АВ (с начален колекторен ток от порядъка на няколко процента от i_{Cmax}). Друга причина за появяване на нелинейни изкривявания е несиметрията на двете рамена на стъпалото, поради която амплитудите на двете полуцикли на изходния сигнал са различни (криви 2). Влияние оказва и нелинейността, проявяваща се при големи входни сигнали. Тя предизвиква огромяно ограничение на изходния сигнал (криви 3). За количествена оценка на описаните влияния се използва коефициентът на нелинейни изкривявания k_n . Той зависи от R_L и нараства при увеличаване на входния сигнал. Значително намаляване на нелинейните изкривявания може да се постигне чрез въвеждане на отрицателни обратни връзки.

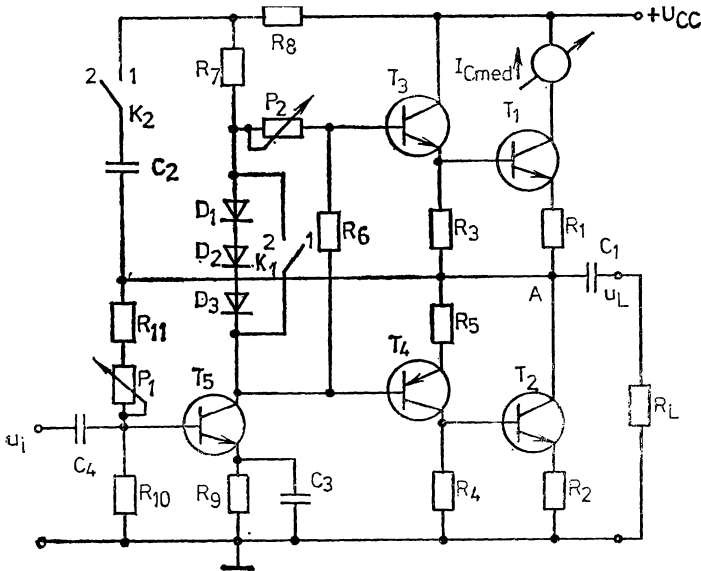


Фиг. 7.2

Честотните изкривявания на безтрансформаторните усилватели на мощност се определят при високи честоти от честотните свойства на транзисторите, а при ниски честоти — от разделящите и емитерните кондензатори, ако са използвани такива.

Схеми. Съществува голямо многообразие от схеми на безтрансформаторни усилватели на мощност, реализирани с еднотипни или комплементарни транзистори и захранвани с еднополюсен или двуполюсен източник. На фиг. 7.3 е показана схема на безтрансформаторен усилвател на мощност за променливи сигнали. Тя се състои от крайно стъпало, драйверно стъпало и вериги за обратни връзки.

Крайното стъпало е съставено от еднотипните крайни транзистори T_1 и T_2 и комплементарните предкрайни транзистори T_3 и T_4 , осигуряващи противофазно управление на T_1 и T_2 . Двете рамена на крайното стъпало, наричано квазикомплементарно, имат приблизително еднакви свойства, макар че T_1 е свързан



Фиг. 7.3

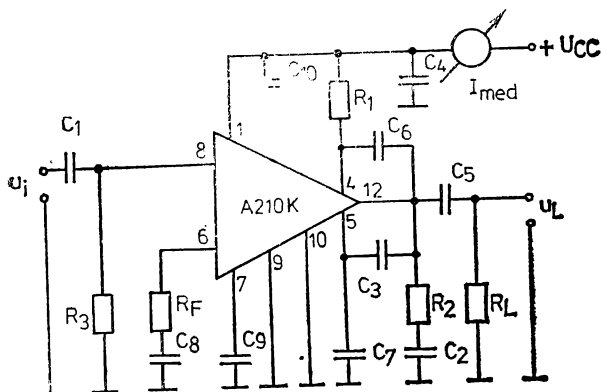
по схема с общ колектор, а T_2 — по схема с общ емитер. Това се обяснява по следния начин. Транзисторите T_1 и T_3 са свързани по схема на Дарлингтон и са еквивалентни на един (NPN) транзистор с общ колектор. Транзисторите T_2 и T_4 са с общ емитер и образуват двустъпален усилвател със стопроцентова последователна отрицателна обратна връзка по напрежение. Такъв усилвател има голямо входно и малко изходно съпротивление, голям коефициент на усилване по ток и коефициент на усилване по напрежение, който е по-малък от единица. Следователно долното рамо също може да се разглежда като един еквивалентен (PNP) транзистор с общ колектор. Резисторът в емитера на T_4 повишава допълнително входното съпротивление на долното рамо, така че симетрията на крайното стъпало става по-пълна.

Чрез диодите D_1 , D_2 и D_3 се създава базово преднапрежение за T_1 , T_3 и T_4 , което е необходимо за работа на стъпалото в режим клас AB . Точното положение на работната точка се установява с R_2 . Същевременно диодите (заедно с резисторите в емитерите на T_1 , T_2 , T_3 и T_4) стабилизират работната точка на крайното стъпало при промяна на температурата.

Драйверното стъпало е реализирано с T_5 , който е с общ емитер. То трябва да осигурява управляващо напрежение, по-голямо от изходното напрежение на крайното стъпало (усилването по напрежение на крайното стъпало е по-малко от единица). За да се получи такова голямо напрежение, необходимо е товарното съпротивление на T_5 да е голямо. Увеличаването на R_7 и R_8 би изместило работната точка на T_5 надолу в нелинейните области на характеристиките му, тъй като постоянният потенциал на колектора му, който е приблизително еднакъв с потенциала на т. А, т. е. $U_{CC}/2$, е фиксиран и при нарастване на товара колекторният ток намалява. Ето защо R_7 и R_8 , които натоварват T_5 по постоянен ток, са относително малки и осигуряват нормална работна точка, а голямо товарно съпротивление по променлив ток за T_5 се постига с обратната връзка тип bootstrap, реализирана чрез C_2 . Променливотоковите потенциали в двата края на R_7 почти се изравняват (усилването по напре-

жение на крайното стъпало е приблизително единица) и през R_7 тече незначителен променлив ток, т. е. динамичният товар на T_3 е голям. Резисторът R_8 предотвратява ашунтирането на R_L .

За стабилизация на постояннотоковия режим на усилвателя освен местните обратни връзки е въведена обща постояннотокова паралелна отрицателна обратна



Фиг. 7.4

връзка по напрежение чрез R_{11} и P_1 . С P_1 потенциалът на т. А се нагласява равен на $U_{CC}/2$, което е необходимо за симетрия на изходния сигнал. Общата обратна връзка действа и по променлив ток. Тя намалява нелинейните изкривявания, включително и на драйверното стъпало, което работи с голям сигнал.

Усилватели на мощност се изграждат и със специализирани интегрални схеми, в които са реализирани основните елементи на един безтрансформаторен мощен усилвател. Пълната схема на усилвателя съдържа и външни пасивни елементи, чрез промяната на които могат да се регулират някои от параметрите му. Броят и видът на тези допълнителни елементи са различни за всеки тип мощна интегрална схема. Параметрите им и начинът на свързването им се дават в каталозите.

На фиг. 7.4 е показан усилвател на мощност с интегралната схема А210К (ГДР). Както при всички усилватели на мощност и при тази схема енергийните параметри (мощности, коефициент на полезно действие) зависят в голяма степен от товарното съпротивление. Стойността на захранващото напрежение влияе не само върху изходната мощност, но и върху нелинейните изкривявания — при една и съща изходна мощност те са по-малки при по-високо захранващо напрежение. Подобно на много други типове мощни интегрални схеми схемата А210К има два входа (както при един операционен усилвател). На неинвертиращия вход (8) се подава управляващият сигнал, а инвертиращият вход (6) се използва за въвеждане на отрицателна обратна връзка, която подобрява параметрите на усилвателя. Тя се реализира с интегрираното в схемата съпротивление $R_6=4\text{k}\Omega$ и външния резистор R_F . Чрез промяна на R_F се мени дълбочината на обратната връзка, а следователно и коефициентът на усилване по напрежение, който се определя с израза

$$(7.6) \quad A_F = 1 + \frac{R_6}{R_F}.$$

Входното съпротивление на усилвателя се определя практически от R_3 :

$$(7.7) \quad R_{iA} = R_3.$$

Честотните свойства на усилвателя при ниски честоти зависят от веригите, в които участват C_1 , C_5 , C_6 и C_8 , а при високи честоти влияние оказват кондензаторите за честотна корекция C_3 и C_7 . Чрез R_1 и C_6 се въвежда обратна връзка тип bootstrap, с която се разширява обхватът на изменение на сигнала. Останалите външни елементи имат спомагателни функции.

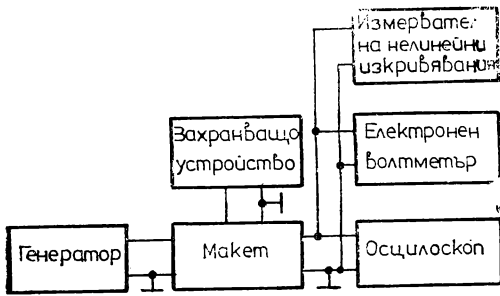
II. ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО И МЕТОДИКА НА ИЗМЕРВАНЕ

Целта на упражнението е:

1. Да се разучи принципът на действие и особеностите на схемите от фиг. 7.3 и 7.4.

2. Да се изчислят параметрите P_L , P_{CC} , P_c и η на усилвателя от фиг. 7.3.

3. Да се установи зададен постоянен ток режим на този усилвател. За целта към него се свързват захранващото устройство и измервателните уреди по блоковата схема от фиг. 7.5 и при липса на входен сигнал се измерват токът I_{med} и постоянните напрежения в отделните точки на схемата. Наблюдава се влиянието на потенциометъра P_1 , на диодите D_1 , D_2 и D_3 и на делителя $P_2 - R_6$, с които се установява зададеният режим.



Фиг. 7.5

4. Да се измерят P_L , P_{CC} , P_c и η и резултатите да се сравнят с изчислените стойности. За целта при зададено R_L от генератора се подава такова напрежение на входа на усилвателя, че на изхода му да се получи максимален неограничен сигнал, който се наблюдава с осцилоскоп. Измерват се U_L и I_{Cmed} и се определят посочените параметри, като се използва изразът

$$(7.8) \quad P_L = \frac{U_L^2}{R_L},$$

където U_L е ефективната стойност на напрежението върху товара а също и формули (7.2), (7.3) и (7.4).

5. Да се определи влиянието на R_L върху P_L , P_{CC} , P_c и η . При подходяща стойност на R_L да се смене зависимостта на тези параметри от U_L . Измерванията се извършват както в т. 4 при зададени стойности на U_L , които се установяват чрез промяна на входното напрежение.

6. Да се определи експериментално коефициентът на нелинейни изкривявания k_n и неговата зависимост от R_L и U_L . За целта се използва измервателят на нелинейни изкривявания.

7. Да се изследва влиянието на режима на работа на крайното стъпало и обратната връзка тип bootstrap върху k_n .

8. Да се снемат амплитудно-честотните характеристики при номинален режим на работа. За целта да се използва методиката, описана в т. 1, раздел II на упражнение 3.

9. Да се изследва усилвателят от фиг. 7.4, като се направят измервания, аналогични на описаните в т. 5, 6 и 8.

10. За усилвателя от фиг. 7.4 да се изчисли коефициентът на усилване по напрежение при няколко стойности на R_F и входното съпротивление при няколко стойности на R_3 . Да се измерят тези величини и резултатите да се сравнят с изчисленията. За целта да се използва методиката, описана в т. 4 и 5, раздел II на упражнение 2.

III. ЗАДАНИЕ

1. Да се разучат макетите, да се начертаят схемите им и да се отчетат стойностите на съпротивленията и капацитетите и типа на активните елементи.

2. При зададени стойности на U_{CC} , U_{CEmin} и i_{Cmax} за схемата от фиг. 7.3 да се изчислят P_L , P_{CC} , P_c и η с изразите (7.1), (7.2), (7.3) и (7.4).

3. Да се свържат към макета измервателните уреди и захранващото устройство по блоковата схема от фиг. 7.5. Ключовете K_1 и K_2 да се поставят в положение 1. При зададена стойност на R_L и при липса на входен сигнал да се установи с P_1 потенциал $\frac{1}{2} U_{CC}$ в с. А, а с P_2 зададена стойност на I_{Cmed} . Да се снее постоянно-товият релеф на усилвателя и да се нанесе върху начертаната схема. Да се превключи K_1 в положение 2 и да се измери I_{Cmed} .

4. Да се подаде от генератора входно напрежение с честота 1000 Hz, чиято амплитуда да се увеличава, докато се получи максимален теограничен изходен сигнал. Да се отчете U_L и I_{Cmed} . С помощта на (7.2), (7.3), (7.4) и (7.8) да се определят P_L , P_{CC} , P_c и η и да се сравнят с изчисленията от т. 2 на заданието. Резултатите да се занесат в табл. 7.1.

Таблица 7.1

	U_L, V	I_{Cmed}, mA	P_L, W	P_{CC}, W	P_c, W	$\eta, \%$
Изчислени	—	—				
Измерени						

5. Да се снимат зависимостите $P_L(R_L)$, $P_{CC}(R_L)$, $P_C(R_L)$, $\eta(R_L)$ и $k_h(R_L)$. Измерванията да се извършват както в т. 4 на заданието, като при всяка стойност на R_L се установява максимално неограничено изходно напрежение и се следи $I_{C\text{med}}$ да не превиши една гранична стойност. Резултатите да се нанесат в табл. 7.2.

Таблица 7.2

R_L, Ω	R_{L1}	R_{L2}	
U_L, V			
$I_{C\text{med}}, \text{mA}$			
P_L, W			
P_{CC}, W			
P_C, W			
$\eta, \%$			
$k_h, \%$			

Измерените зависимости да се построят графично.

6. Да се снимат зависимостите $P_L(U_L)$, $P_{CC}(U_L)$, $P_C(U_L)$, $\eta(U_L)$ и $k_h(U_L)$ при зададена стойност на R_L . Най-напред да се установи и измери максималното неограничено изходно напрежение $U_{L\text{max}}$ и след това да се задават посочените стойности на U_L . Резултатите от измерванията да се нанесат в табл. 7.3 и да се начертаят съответните зависимости.

Таблица 7.3

$U_L/U_{L\text{max}}$	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2
$I_{C\text{med}}, \text{mA}$						
P_L, W						
P_{CC}, W						
P_C, W						
$\eta, \%$						
$k_h, \%$						

7. При зададени стойности на R_L и U_L да се измери k_h при различните положения на K_1 и K_2 , като се наблюдава формата на изходния сигнал. Резултатите да се нанесат в табл. 7.4.

Таблица 7.4

Положение на K_1	1	2	1	2
Положение на K_2	1	2	2	1
k_h , %				

8. При зададени стойности на R_L да се снее амплитудно-честотната характеристика на усилвателя. При честота на сигнала 1000 Hz да се установи зададена стойност на U_L и след това входното напрежение да не се променя при изменение на честотата. Резултатите да се запишат в табл. 7.5 и да се начертае зависимостта $\hat{A}_{dB}(f)$ в логаритмичен мащаб.

Таблица 7.5

f , kHz	0,03	0,1	0,3	1	3	10	20	50	100
U_L , V									
\hat{A} , dB									

9. За усилвателя от фиг. 7.4 да се снимат зависимостите $P_L(R_L)$, $P_{CC}(R_L)$, $P_c(R_L)$, $\eta(P_L)$ и $k_h(R_L)$ при $R_L=4, 5, 6, 7$ и 8Ω , зависимостите $P_L(U_L)$, $P_{CC}(U_L)$, $P_c(U_L)$, $\eta(U_L)$ и $k_h(U_L)$ и амплитудно-честотните характеристики за случаите, дадени в табл. 7.6. Резултатите да се нанесат в таблици, подобни на табл. 7.2, 7.3 и 7.5, и да се начертаят съответните зависимости.

Таблица 7.6

Случай	C_1 , nF	C_3 , nF	C_7 , nF	R_F , Ω	R_L , Ω
1	100	0,47	3,3	56	4
2	10	0,47	3,3	56	4
3	100	0,27	3,3	56	4
4	100	0,47	1,5	56	4
5	100	0,47	3,3	82	4
6	100	0,47	3,3	56	8

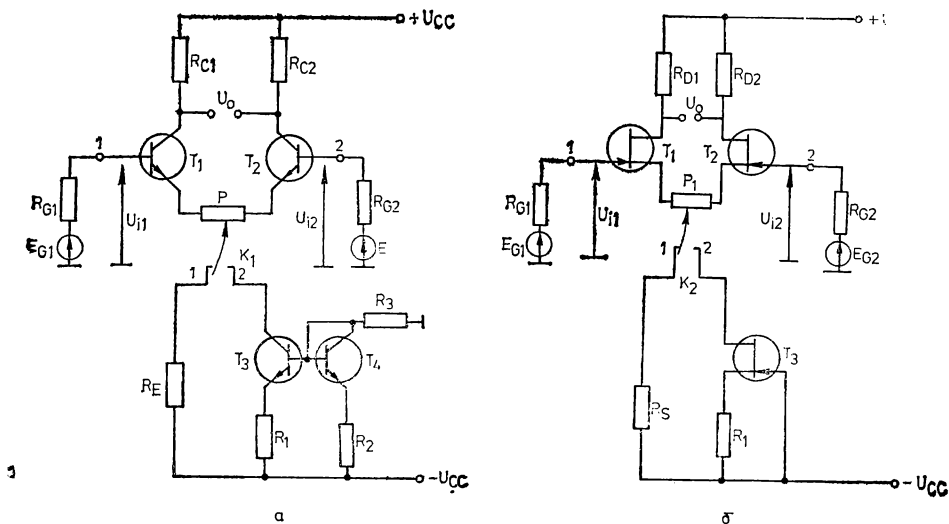
10. За същия усилвател да се измерят коефициентът на усиление по напрежение A_F при $R_F=56$ и 100Ω и входното съпротивление R_i при $R_B=47$ и $20 \text{ k}\Omega$. Резултатите да се сравнят с изчислените по формули (7.6) и (7.7) стойности. Да се измери k_n при двете посочени стойности на R_F . Всички измервания да се извършат при $R_L=4 \Omega$ и при такова входно напрежение, за което се получава максимален неограничен изходен сигнал.

ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ 8

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ДИФЕРЕНЦИАЛНИ УСИЛВАТЕЛИ

I. ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

Диференциалният усилвател (ДУ) се оказва най-подходяща схема за постояннопотокови усилватели. Той се използва самостоятелно — изпълнен с биполярни транзистори (БТ) и полеви транзистори (ПТ) или като интегрална схема. Освен това ДУ е основно градивно стъпало на съвременните аналогови интегрални схеми.



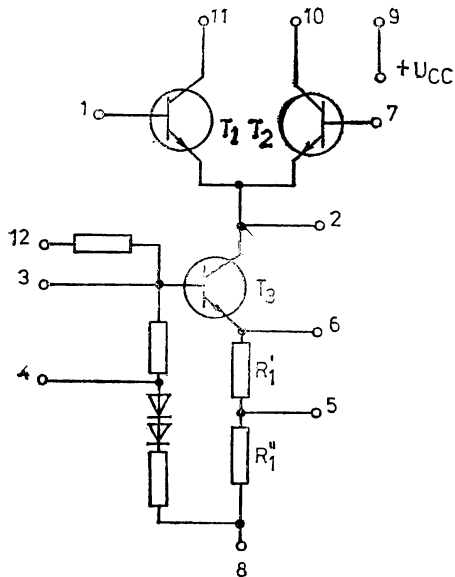
Фиг. 8:1

На фиг. 8.1 са показани две схеми на ДУ: с биполярни транзистори (а) и с полеви транзистори (б), а на фиг. 8.2 — ДУ в интегрално изпълнение.

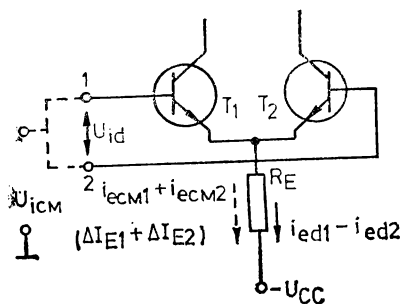
Диференциалният усилвател има два входни и два изходни извода, т. е. симетрични спрямо общия проводник вход и изход. Това създава голяма универсалност

на приложението му. Изходът може да бъде и несиметричен, например, ако сигналът се отнема от колектора (или дрейна) на T_2 . В такъв случай вход 1 е неинвертиращ, а вход 2 — инвертиращ.

Диференциалният усилвател усилва разликата U_{id} на напреженията U_{i1} и U_{i2} , приложени на входовете му. Напрежението $U_{id} = U_{i1} - U_{i2}$ се нарича диференциално входно напрежение. В реални условия наред с U_{id} на двата входа действа и синфазен сигнал U_{iCM} .



Фиг. 8.2



Фиг. 8.3

Основното свойство на ДУ е възможността му да усилва диференциалния сигнал и да потиска синфазния. Тъй като измененията на режимните токове на T_1 и T_2 от температурата и захранващите напрежения са еквивалентни на синфазен сигнал, ДУ намалява и дрейфа на изходното напрежение. Това се обяснява по следния начин (фиг. 8.3). Тъй като диференциалният сигнал U_{id} действа противофазно на входовете на ДУ (на двете бази на T_1 и T_2), емитерните токове i_{ed1} и i_{ed2} протичат през R_E противоположно и се изваждат. Следователно R_E не създава обратна връзка за диференциалния сигнал и коефициентът на усилване за диференциални сигнали A_d не се влияе от него. Синфазните съставки на емитерните токове i_{eCM1} и i_{eCM2} , а така също измененията на емитерните токове ΔI_{E1} и ΔI_{E2} под влияние на температурата и захранващите напрежения протичат в една посока през R_E . Ето защо за тези сигнали R_E създава дълбока отрицателна обратна връзка. Коефициентът на усилване за синфазни сигнали A_{CM} намалява силно, изходните токове се стабилизират и се намалява дрейфът на изходното напрежение.

Аналогичен е принципът на действие на ДУ с полеви транзистори (фиг. 8.1 б), а така също на интегралния диференциален усилвател от фиг. 8.2. Интегралният ДУ е с термокомпенсиран генератор на ток с T_3 и е без вградени колекторни резистори. Освен това липсват резистори в емитерите на T_1 и T_2 . Потенциометърът P_1 в схемите на фиг. 8.1 е необходим при ДУ с дискретни елементи за балансиране на несиметрията и установяване на изходно напрежение нула при липса на входен сигнал.

Основните параметри на диференциалния усилвател са:

1. Диференциален коефициент на усилване A_d

При симетричен изход

$$(8.1) \quad A_d = \frac{U_0}{U_{id}} = \frac{1}{2} (A_1 + A_2) \approx SR'_L,$$

където $R'_L = R_L \parallel R_C$; $R_{C1} = R_{C2} = R_C$;

A_1 е коефициентът на усилване за инвертиращия вход 1;

A_2 — коефициентът на усилване за неинвертиращия вход 2.

При несиметричен изход

$$(8.2) \quad A'_d = \frac{1}{2} A_d \approx \frac{1}{2} SR'_L.$$

2. Коефициент на усилване на синфазни сигнали

$$(8.3) \quad A_{CM} = A_1 - A_2 \approx \frac{R'_L}{2R_{E(s)}},$$

тъй като за синфазните сигнали $R_{E(s)}$ създава дълбока отрицателна обратна връзка. В частен случай и температурните изменения на токовете и напреженията на транзисторите са еквивалентни на синфазен сигнал, който действа едновременно на двата входа 1 и 2. При абсолютна симетрия ($A_1 = A_2$) $A_{CM} = 0$.

3. Коефициент на дискриминация

$$(8.4) \quad K_R = \frac{A_d}{A_{CM}} = \frac{1}{2} \frac{A_1 + A_2}{A_1 - A_2} \approx 2 SR_{E(s)} \text{ — за симетричен изход.}$$

От израза за K_R и от някои физически съображения става ясно, че коефициентът на дискриминация е толкова по-голям, колкото е по-голяма дълбочината на отрицателната обратна връзка $sR_{E(s)}$, т.е. колкото по-големи са стръмността на транзисторите и съпротивлението на резистора $R_{E(s)}$. Увеличаването на $R_{E(s)}$ се ограничава от изискването да се използва по-нисковолтов захранващ източник. Ето защо в диференциалните стъпала вместо резистор $R_{E(s)}$ се използва термокомпенсиран генератор на ток със стабилен изходен ток (слабо зависещ от измененията на захранващото напрежение и температурата) и с голямо изходно съпротивление по променлив ток. По постоянен ток съпротивлението на генератора на ток е малко и загубите на напрежение от захранващия източник са също малки, а по променлив ток (за диференциалния и синфазния сигнали) — голямо, което увеличава K_R и намалява дрейфа на изходното напрежение. Изходното съпротивление по променлив ток на генератора на ток се определя съответно за ДУ с биполарни и полеви транзистори с изразите

$$R_{\partial} \approx \frac{1}{y_{22e}} (1 + SR_1);$$

$$R_{\partial} \approx r_{ds} (1 + SR_1).$$

Тогава формули (8.3) и (8.4) добиват вида

$$(8.5) \quad A_{CM} \approx \frac{R'_L y_{2e}}{2(1 + SR_1)} \quad \text{— за ДУ с БТ;}$$

$$A_{CM} \approx \frac{R'_L}{2r_{ds}(1 + SR_1)} \quad \text{— за ДУ с ПТ;}$$

$$(8.6) \quad K_R \approx 2 \frac{S}{y_{2e}} (1 + SR_1) \quad \text{— за ДУ с БТ;}$$

$$K_R \approx 2 SR_{ds} (1 + SR_1) \quad \text{— за ДУ с ПТ.}$$

4. Коефициент на потискане на синфазни сигнали

$$(8.7) \quad CMRR = \frac{A_d}{A_{CMd}} = \left(\frac{U_{iCM}}{U_{id}} \right)_{U_o = \text{const}}$$

5. Входно диференциално съпротивление R_{id} (входното съпротивление по отношение на входните изводи 1—2). Дава се с приблизителната формула

$$(8.8) \quad R_{id} \approx 2 h_{11e}.$$

Входното съпротивление на ДУ с полеви транзистори се определя от входното съпротивление на транзисторите или от външно включеното съпротивление.

6. Входно съпротивление за синфазните сигнали R_{iCM} . Това е входното съпротивление между входните изводи 1—2, дадени на късо и общия проводник:

$$(8.9) \quad R_{iCM} = h_{11e} + (1 + h_{21e}) 2R_E \approx 2(1 + h_{21e}) R_E \quad \text{— за ДУ с БТ.}$$

При използване на генератор на ток и транзистори с голям коефициент на усилване по ток (голяма стръмност) това съпротивление е много голямо и се определя от изолационното съпротивление. Последното е в сила и за ДУ с ПТ.

7. Изходно съпротивление

$$(8.10) \quad R_{oA} \approx \frac{1}{y_{2e}} \parallel R_C \approx R_C \quad \text{— за ДУ с БТ;}$$

$$R_{oA} = r_{ds} \parallel R_D \approx R_D \quad \text{— за ДУ с ПТ.}$$

8. Температурен дрейф на изходното напрежение на несиметрия

$$\alpha_{U_o} = \frac{\Delta U_o}{\Delta T}, \text{ mV}/^\circ\text{C}.$$

Показва с колко милivolта (микроволта) се изменя изходното напрежение при изменение на температурата с 1°C .

9. Температурен дрейф на входното напрежение на несиметрия

$$(8.11) \quad \alpha_{U_{i0}} = \frac{\alpha_{U_o}}{A_d} = \frac{\Delta U_o}{A_d \Delta T}, \text{ mV}/^\circ\text{C}.$$

II. ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО И МЕТОДИКА НА ИЗМЕРВАНЕ

Целта на упражнението е:

1. Да се разучат изследваните схеми и техните особености и да се направи сравнение между тях.

2. Да се изчислят и измерят диференциалният и синфазният коефициент на усилване на диференциалните усилватели на фиг. 8.1 при изключен генератор на ток и включен резистор $R_E (R_S)$ и при включен генератор на ток и изключен резистор $R_E (R_S)$. За целта при свързан с общия проводник вход 2 от генератора на сигнал към вход 1 се подава напрежение U_{i1} , а с цифров волтметър се измерва изходното напрежение U_{o2} в колектора (дрейна) на T_2 . Коефициентът на усилване A_1 по отношение на вход 1 е $A_1 = U_{o2}/U_{i1}$. Аналогично при свързан с общия проводник вход 1 се измерва коефициентът на усилване A_2 . Коефициентът на усилване за диференциални сигнали на диференциалния усилвател е $A_d = \frac{1}{2} (A_1 + A_2)$, а коефициентът на усилване за синфазни сигнали — $A_{CM} = (A_1 - A_2)$.

3. Да се изчислят и измерят A_d и A_{CM} за интегралния ДУ от фиг. 8.2 при различни стойности на колекторните резистори R_C и резистора R_1 . За целта, да се използва методиката, описана в т.2.

4. Да се изчисли и измери коефициентът на дискриминация K_R на диференциалните усилватели при същите условия както в т. 2 и 3. За целта, като се използват получените от измерванията в т. 2 и 3 стойности на A_d и A_{CM} , се определя K_R по формулата

$$(8.12) \quad K_R = \frac{A_d}{A_{CM}}, \quad K_R = 20 \lg \frac{A_d}{A_{CM}}, \text{ dB.}$$

5. Да се измери коефициентът на потискане на синфазни сигнали $CMRR$ на диференциалните усилватели при условията от т. 2 и 3. За целта от симетричен източник на сигнал между входовете на ДУ се подава възможно най-малък сигнал и се измерват входното напрежение U_{id} и изходното напрежение U_o . След това между какъсо дадените входове на ДУ и общия проводник се подава от същия източник на сигнал такъв синфазен сигнал, че изходното напрежение U_o да има същата стойност, както в предишното измерване. Измерва се U_{iCM} . Коефициентът на потискане на синфазни сигнали се определя по формулата

$$(8.13) \quad CMRR = \frac{U_{iCM}}{U_{id}}, \quad CMRR_{[dB]} = 20 \lg \frac{U_{iCM}}{U_{id}}.$$

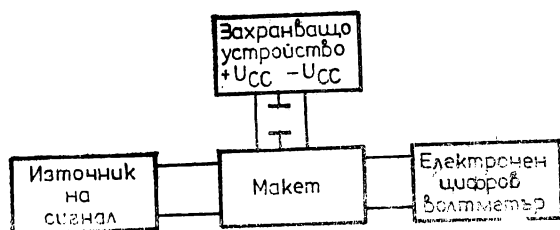
6. Да се изследва зависимостта на дрейфа на изходното напрежение от несиметрията на изследваните схеми при стайна температура 25°C и изменение на захранващото напрежение. За целта при какъсо дадени входове с P_1 се балансират ДУ от фиг. 8.1. При липса на входен сигнал и при различни стойности на захранващите напрежения се измерва изменението (дрейфът) на изходното напре-

жение. Схемите от фиг. 8.1 се изследват със и без генератор на ток, а схемата на фиг. 8.2 -- при две стойности на R_1 .

При номинално захранващо напрежение $U_{CCном}$ и при условията в т. 6 да се измери температурният дрейф на изследваните схеми в зададения температурен обхват. За целта след балансирването им схемите се поставят в термостат и при повишена температура се измерва изходното напрежение на несиметрия за всяка от схемите. Определя се температурният дрейф на входното напрежение на несиметрия $\alpha_{U_{i0}} = \frac{U_0(25^\circ\text{C}) - U_0(T)}{\Delta T A_d}$.

III. ЗАДАНИЕ

1. Да се разучи макетът и да се начертаят изследваните схеми.
2. Да се свърже макетът според блоковата схема на фиг. 8.4. Подава се захранващо напрежение $+U_{CC}$ и $-U_{CC}$, като средната точка на токозахранващото устройство се включва към общия про-



Фиг. 8.4

водник на макета. При положение 1 на ключовете K_1 и K_2 съгласно методиката в раздел II, т. 2 да се измерят коефициентите на усилване на диференциални и синфазни сигнали на двата диференциални усилватели от фиг. 8.1. Същите измервания да се повторят при положение 2 на ключовете K_1 и K_2 . Получените резултати за A_d и A_{CM} да се сравнят с изчислените по (8.1), (8.3) и (8.5). Резултатите да се нанесат в табл. 8.1.

3. Съгласно указанията в раздел II, т. 3 да се измерят A_d и A_{CM} за интегрални диференциален усилвател от фиг. 8.2. Получените резултати да се сравнят с изчислените по (8.1) и (8.5). Резултатите да се нанесат в табл. 8.2.

4. Съгласно указанията в раздел II, т. 4 да се определи K_R на диференциалните усилватели. Получените резултати да се сравнят с изчислените по (8.4) и (8.6). Резултатите да се нанесат в табл. 8.1 и 8.2.

5. Съгласно указанията и методиката в раздел II, т. 5 да се измери коефициентът на потискане на синфазни сигнали $CMRR$ за ди-

Таблица 8.1

Схе- ма	Поло- жение на K_1 и K_2	Стой- ност	U_{i1}	U_{i2}	U_{o1}	U_{o2}	A_1	A_2	A_d	A_{CM}	K_R	U_{id}	U_{iCM}	CMRR
8.1 а	1	изчислена	—	—	—	—	—	—				—		
		измерена												
	2	изчислена	—	—	—	—	—	—				—		—
		измерена												
8.1 б	1	изчислена	—	—	—	—	—	—				—	—	—
		измерена												
	2	изчислена	—	—	—	—	—	—				—	—	—
		измерена												

ференциалните усилватели. Резултатите да се нанесат в табл. 8.1 и 8.2.

6. При стайна температура и за няколко стойности на захранващото напрежение (по-ниски от номиналното захранващо напрежение) по методиката, описана в раздел II, т. 6, да се изследва зависимостта на дрейфа на изходното напрежение ΔU_o от захранващото напрежение за трите схеми. Резултатите да се нанесат в табл. 8.3.

Таблица 8.2

R_C	R_1	Стойност	U_{i1}	U_{i2}	U_{o1}	U_{o2}	A_1	A_2	A_d	A_{CM}	K_R	U_{id}	U_{iCM}	CMRR
R'_C	R'_1	изчислена	—	—	—	—	—	—				—	—	
		измерена												
R''_C	R'_1	изчислена	—	—	—	—	—	—				—	—	—
		измерена												
R'_C	R''_1	изчислена	—	—	—	—	—	—				—	—	—
		измерена												

7. При номинално захранващо напрежение $U_{CCном}$ и по методиката, дадена в раздел II, т. 7, да се измери температурният дрейф на изходното напрежение на несиметрия на изследваните схеми. Резултатите да се нанесат в табл. 8.4.

Таблица 8.3

Схема	Вариант		$U_{CCном}$	U_{CC1}	U_{CC2}	U_{CC3}	U_{CC4}
8.1 а	Положение 1 на K_1	ΔU_o					
	Положение 2 на K_1	ΔU_o					
8.1 б	Положение 1 на K_2	ΔU_o					
	Положение 2 на K_2	ΔU_o					
8.2	R'_C, R'_1	ΔU_o					
	R'_C, R''_1	ΔU_o					

Таблица 8.4

Схема	8.1 а		8.1 б		8.2	
Параметър	Положение 1 на K_1	Положение 2 на K_1	Положение 1 на K_2	Положение 2 на K_2	R'_C, R'_1	R'_C, R''_1
$U_o(25^\circ\text{C}) - U_o(T)$						
$\alpha_{Uio} = \frac{U_o(25^\circ\text{C}) - U_o(T)}{(T - 25^\circ\text{C}) A_d}$						

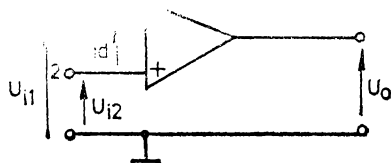
ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ 9

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ОПЕРАЦИОНЕН
УСИЛВАТЕЛ

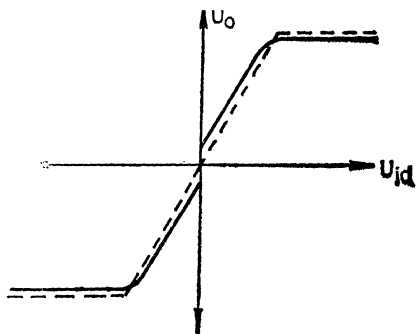
I. ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

Операционните усилватели са интегрални постояннотокови усилватели с диференциален вход, с голям коефициент на усилване по напрежение, голямо входно и малко изходно съпротивление. Те работят винаги с външна обратна връзка. В зависимост от вида ѝ ОУ се използват за моделиране на различни математически операции и на усилване и генериране на сигнали с различна форма.

На фиг. 9.1 е показано символичното означение на ОУ. Операционните усилватели имат два входа — инвертиращ 1 и неинвертиращ 2 и един изход. Те усилват разликата от двете входни напрежения $U_{id} = U_{i1} - U_{i2}$, като изходното напрежение е $U_o = A_d U_{id} = A_d (U_{i1} - U_{i2})$. В този случай ОУ работи като диференциален



Фиг. 9.1



Фиг. 9.2

усилвател. A_d е диференциалният коефициент на усилване при липса на обратна връзка и обикновено има стойност $10^3 - 10^6$. Възможна е работа на ОУ и когато един от входовете е свързан към общия проводник.

Съвременните ОУ представляват многостъпални постояннотокови усилватели, които са изградени по двустъпална или трестъпална структура [6].

Някои от основните параметри на ОУ се дефинират както при ДУ. Те са: диференциален коефициент на усилване без обратна връзка A_d ; коефициент на усилване на синфазни сигнали A_{CM} ; коефициент на дискриминация K_D ; коефициент на потискане на синфазни сигнали $CMRR$; диференциално входно съпротивление R_{id} ; входно съпротивление за синфазния сигнал R_{iCM} ; изходно съпротивление R_o .

Други основни параметри и характеристики на ОУ са:

1. Входно напрежение на несиметрия U_{io} . Това е напрежението, което трябва да се подаде диференциално на входа, за да се получи нулево изходно напрежение. Дължи се на несиметрията в схемата на ОУ и най-вече на несиметрията на характеристиките на транзисторите на входното диференциално стъпало.

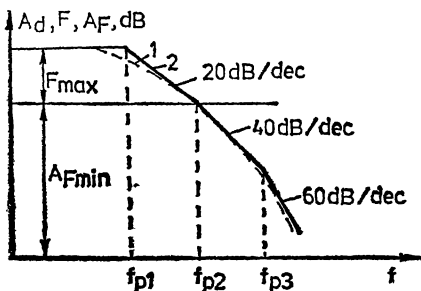
Под влияние на температурата това напрежение се изменя. На лице е температурен дрейф на входното напрежение на несиметрия $\alpha_{U_{io}}$.

2. Входен ток на несиметрия I_{io} . Представлява разликата между двата поляризиращи входни тока $I_{io} = I_{B1} - I_{B2}$. Той също се дължи на разликата в параметрите на двата входни транзистора и зависи от температурата.

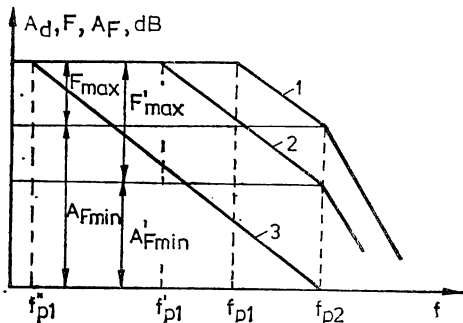
3. Изходно напрежение на несиметрия U_{oo} . Това е изходното напрежение при накъсо даден вход на ОУ.

Обикновено в ОУ се предвижда вътрешна или външна компенсация на U_{io} и I_{io} .

4. Амплитудна характеристика $U_o = f(U_{id})$ (фиг. 9.2). Показва зависимостта между изходното и входното напрежение. Реалната ха-



Фиг. 9.3



Фиг. 9.4

5. Амплитудно-честотна характеристика (АЧХ). Понеже ОУ се състои обикновено от две или три стъпала, реалната АЧХ има вида, показан на фиг. 9.3 (крива 1). Тази характеристика може да се апроксимира на отделни участъци (крива 2), като в участъка $f_{p1}-f_{p2}$ влияе една RC верига и наклонът на характеристиката е 20 dB/dec, в участъка $f_{p2}-f_{p3}$ — две RC вериги и наклонът на АЧХ е 40 dB/dec и т. н.

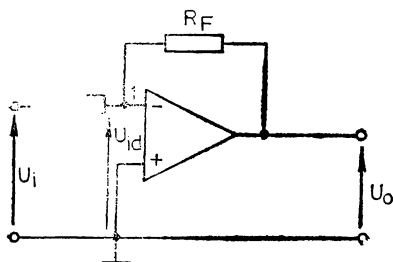
Известно е [6], че максималната дълбочина на обратната връзка, при която ОУ работи устойчиво, е F_{max} , тъй като при $f=f_{p1}$ максималният фазов ъгъл е 135° . При по-големи дълбочини на обратната връзка ОУ се самовъзбужда. За да се осигури устойчива работа на ОУ с обратна връзка, се извършва честотна корекция. Това става чрез включването само на един кондензатор паралелно на изхода или на входа на едно от стъпалата (корекция с изоставане по фаза), чрез включването на RC верига (корекция с изпреварване по фаза) или чрез едновременното включване на кондензатор и RC верига. На фиг. 9.4 е показан видът на АЧХ (крива 2) при корекция с един кондензатор. Вторият полюс f_{p2} се запазва, а първият f_{p1} се измества наляво ($f'_{p1} < f_{p1}$). Максималната дълбочина на обратната връзка, при която ОУ работи устойчиво, се увеличава от F_{max} на F'_{max} . Ако кондензаторът се подбере така, че в АЧХ да липсва вторият полюс f_{p2} (крива 3), тогава е налице пълна (максимална) корекция и устойчиво усилване при произволна дълбочина на обратната връзка. В този случай полюсната честота се измества наляво от f_{p1} ($f''_{p1} < f'_{p1}$). От фиг. 9.4 се вижда, че при корекция на АЧХ честотната лента се стеснява. При използването на RC верига може да се получи същата стойност на минимално устойчиво усилване както при използването на коригиращ кондензатор, но честотната лента е по-широка.

При съвременните ОУ е осигурена вътрешна корекция, което е голямо удобство при работа с тях.

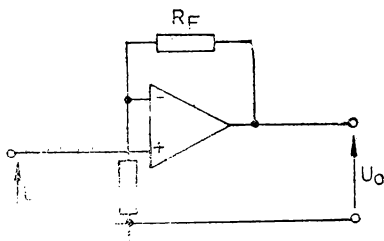
Най-често използваните стъпала на ОУ с обратна връзка са следните.

1. Инвертиращ усилвател (фиг. 9.5). Усилваният сигнал се пода-

ва на инвертиращия вход, а обратната връзка е паралелна по напрежение. Поради това, че обратната връзка е много дълбока, параметрите на ОУ с обратна връзка се определят само от външните резистори R_F и R_1 . Изходното напрежение е $U_o = A_d U_{id}$. Тъй като A_d



Фиг. 9.5



Фиг. 9.6

е много голям, практически $U_{id} \approx 0$ и може да се смята, че потенциалът на точка I е равен на потенциала на общия проводник (привидна нула).

Коефициентът на усилване е

$$(9.1) \quad A_F = -\frac{A_d}{1 + \beta A_d} = -\frac{A_d}{F} \approx -\frac{1}{\beta} \approx -\frac{R_F}{R_1},$$

където $F = 1 + \beta A_d$, $\beta \approx \frac{R_1}{R_F}$.

Входното съпротивление е

$$(9.2) \quad R_{iA} \approx R_1,$$

тъй като потенциалът на точка I е почти нула.

Изходното съпротивление намалява F пъти и е

$$(9.3) \quad R_{oA} = \frac{R_o}{F}.$$

2. Неинвертиращ усилвател (фиг. 9.6). Сигналът се подава към неинвертиращия вход, а обратната връзка е последователна по напрежение. Коефициентът на усилване е

$$(9.4) \quad A_F = \frac{A_d}{F} \approx \frac{1}{\beta} \approx 1 + \frac{R_F}{R_1},$$

където $F = 1 + \beta A_d$, $\beta \approx \frac{R_1}{R_1 + R_F}$.

Поради това, че обратната връзка е последователна, диференциалното входно съпротивление се увеличава F пъти, а входното съпротивление на схемата е

$$(9.5) \quad R_{iA} = FR_{id} \parallel 2R_{iCM}$$

Ако дълбочината на обратната връзка е значителна и $FR_{id} \gg 2R_{iCM}$

входното съпротивление на схемата се определя от удвоеното съпротивление за синфазен сигнал:

$$(9.6) \quad R_{iA} \approx 2R_{iCM}$$

Това стъпало има голямо входно съпротивление при приблизително същия коефициент на усилване както на инвертиращия усилвател.

Изходното съпротивление се определя по същия начин и има същата стойност както при инвертиращия усилвател.

3. Повторител (фиг. 9.7). Частен случай на неинвертиращия усилвател е повторителят, при който е налице 100% последователна обратна връзка по напрежение.

Коефициентът на усилване е

$$(9.7) \quad A_F = \frac{A_d}{1 + \beta A_d}$$

Тъй като $\beta = 1$, а $A_d \gg 1$, то

$$(9.8) \quad A_F = \frac{A_d}{1 + A_d} \approx 1.$$

Следователно схемата повтаря по амплитуда и фаза входното напрежение и се доближава до идеалния повторител.

Входното съпротивление е

$$(9.9) \quad R_{iA} = R_{id} (1 + A_d) \parallel 2R_{iCM}$$

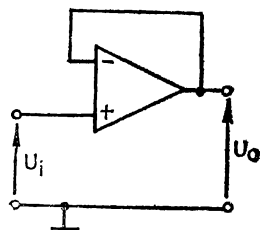
Понеже първият компонент е винаги по-голям от втория, входното съпротивление се определя от удвоеното съпротивление за синфазен сигнал.

Изходното съпротивление е

$$(9.10) \quad R_{oA} = \frac{R_o}{1 + A_d}$$

и е много малко.

И при трите стъпала поради отрицателната обратна връзка намаляват коефициентът на нелинейни изкривявания и нестабилността на коефициента на усилване F пъти, а честотните изкривявания намаляват също F пъти (полусната честота нараства F пъти).



Фиг. 9.7

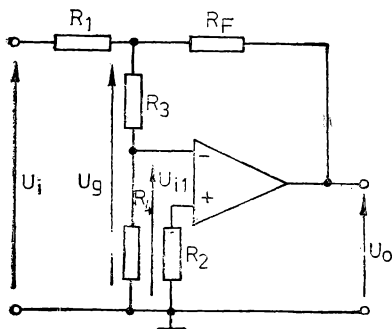
II. ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО И МЕТОДИКА НА ИЗМЕРВАНЕ

Целта на упражнението е:

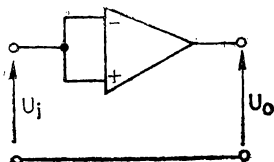
1. Да се измери коефициентът на усилване A_d на ОУ без обратна връзка. За тази цел ОУ се свързва по схемата на фиг. 9.8. От генератор G се подава на входа сигнал с определена честота и с такава амплитуда, че на изхода да се получи максимално неизкри-

вено напрежение U_o . С електронен волтметър се измерват напреженията U_i , U_g и U_o . Коефициентът на усилване A_d се определя по формулата

$$(9.11) \quad A_d = \frac{U_o}{U_g} \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right)$$



Фиг. 9.8



Фиг. 9.9

2. Да се измери коефициентът на усилване на синфазни сигнали A_{CM} . За целта се установява нула на изхода с потенциометъра за компенсиране на изходното напрежение на несиметрия, дават се накъсо двата входа и по схемата на фиг. 9.9 от генератора се подава напрежение с определена стойност, която да не превишава максимално допустимото входно синфазно напрежение. С електронен волтметър се измерват U_i и U_o . Коефициентът на усилване се изчислява по формулата

$$(9.12) \quad A_{CM} = \frac{U_o}{U_i}$$

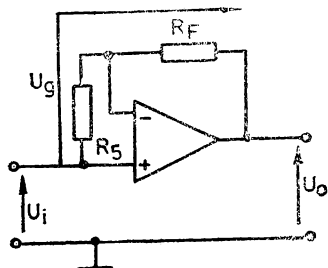
3. Да се измери коефициентът на дискриминация K_R . За целта като се използват получените резултати за A_d и A_{CM} , от т. 1 и 2, се определя K_R по формулата

$$(9.13) \quad K_R = \frac{A_d}{A_{CM}}$$

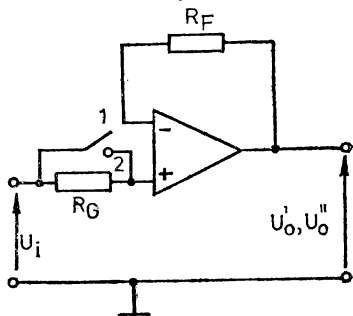
Коефициентът K_R може да се измери направо, като се използва схемата от фиг. 9.10. За целта от генератор се подава напрежение с определена честота и стойност. С електронен волтметър се измерват напреженията U_g и U_i , а K_R се изчислява по формулата

$$(9.14) \quad K_R = \frac{1 + \frac{R_F}{R_5}}{\frac{U_g}{U_i} \left(1 + \frac{R_F}{R_5} \right) \frac{1}{A_d}}$$

4. Да се измери входното синфазно съпротивление R_{iCM} . За целта ОУ се свързва по схемата на фиг. 9.11. От генератор при изключено (1) и включено (2) външно съпротивление R_G към неинвертиращия вход се подава сигнал U_i с определена амплитуда и честота.



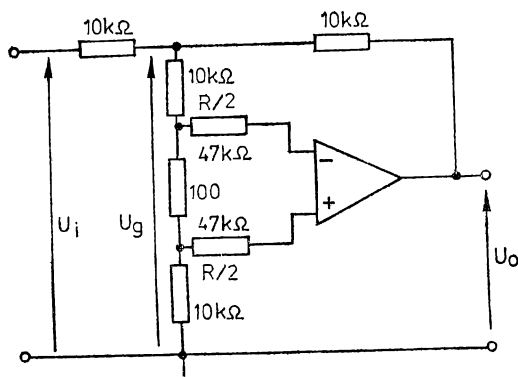
Фиг. 9.10



Фиг. 9.11

С електронен волтметър се измерва изходното напрежение U'_o и U''_o при изключено и включено съпротивление R_G . R_{iCM} се определя по формулата

$$(9.15) \quad R_{iCM} = \frac{R_g}{\frac{U'_o}{U''_o} - 1}$$



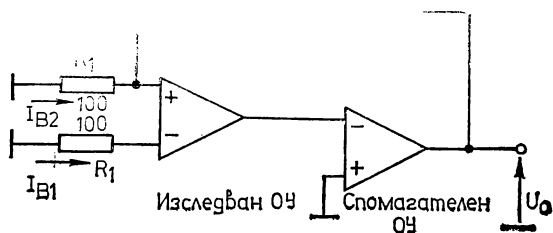
Фиг. 9.12

5. Да се измери диференциалното входно съпротивление R_{id} . За целта ОУ се свързва по схемата от фиг. 9.12. От генератор се подава напрежение U_i с определена амплитуда и честота. С електронен волтметър се измерва изходното напрежение U_o и напрежението U_g . Диференциалното входно съпротивление се изчислява по формулата

$$(9.16) \quad R_{id} = R \frac{A'}{A_d - A'} = 94 \cdot 10^3 \frac{A'}{A_d - A'}$$

където $A' = \frac{U_o}{U_g} \cdot 101$.

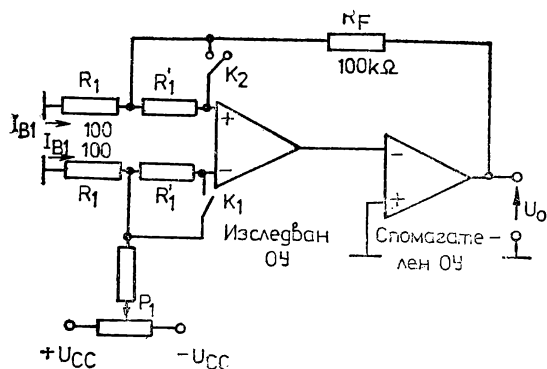
6. Да се измери изходното съпротивление на ОУ. За целта се използва методиката, описана в раздел II, т. 5 на упражнение 2.



Фиг. 9.13

7. Да се измери входното напрежение на несиметрия U_{io} на ОУ. За целта ОУ се включва по схемата, показана на фиг. 9.13. Използуван е спомагателен ОУ, като двата ОУ са обхванати от отрицателна обратна връзка. Измерва се изходното напрежение U_o , а U_{io} се определя по формулата

$$(9.17) \quad U_{io} \approx U_o \frac{R_1}{R_1 + R_F} \approx 10^{-3} U_o$$



Фиг. 9.14

8. Да се измерят входните поляризиращи токове I_{B1} и I_{B2} и входният ток на несиметрия I_{io} . За целта ОУ се включва по схемата на фиг. 9.14. При затворени ключове K_1 и K_2 с P_1 се балансира изследваният ОУ, така че изходното напрежение U_o да бъде нула. Отваря се K_1 и се измерва изходното напрежение U_{o1} . След това при

затворен K_1 и отворен K_2 отново се измерва изходното напрежение, като се отчита новата стойност U_{o2} . Входните поляризиращи токове се определят по формулите

$$(9.18 \text{ а}) \quad I_{B1} = 10^{-3} \frac{U_{o1}}{R_1} ;$$

$$(9.18 \text{ б}) \quad I_{B2} = 10^{-3} \frac{U_{o2}}{R_1}$$

Входният ток на несиметрия е

$$(9.19) \quad I_{io} = I_{B1} - I_{B2} = \frac{10^{-3}}{R_1} (U_{o1} - U_{o2}).$$

9. Да се изчисли и измери коефициентът на усилване на ОУ, включен като инвертиращ усилвател, при различни дълбочини на обратната връзка. За целта ОУ се включва по схемата, показана на фиг. 9.5, и коефициентът на усилване се измерва по методиката, описана в раздел II, т. 4 на упражнение 2.

10. Да се изчислят и измерят входното и изходното съпротивление на инвертиращия ОУ при същите условия както в т. 9. Измерването да се извърши по методиката, дадена в раздел II, т. 5 на упражнение 2.

11. Да се изчисли и измери коефициентът на усилване на ОУ, включен като неинвертиращ усилвател, при различни дълбочини на обратната връзка. За целта ОУ се свързва по схемата, показана на фиг. 9.6, като коефициентът на усилване се измерва както в т. 9.

12. Да се изчислят и измерят входното и изходното съпротивление на неинвертиращ ОУ при същите условия както в т. 11. Измерването на входното съпротивление се извършва по методиката, описана в раздел II, т. 4, а на изходното съпротивление — по методиката, дадена в раздел II, т. 5 на упражнение 2.

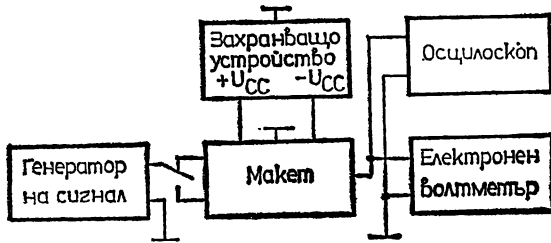
13. Да се изчисли и измери коефициентът на усилване на ОУ, включен като повторител. За целта ОУ се свързва по схемата от фиг. 9.7, като коефициентът на усилване се измерва както в т. 11.

14. Да се изчислят и измерят входното и изходното съпротивление на ОУ, свързан като повторител, при същите условия както в т. 13. Измерването на входното съпротивление се извършва по методиката, дадена в т. 4, а на изходното съпротивление — по методиката, описана в раздел II, т. 5 на упражнение 2.

15. Да се изследват честотните характеристики на ОУ с обратна връзка, включен като инвертиращ усилвател, при различни дълбочини на обратната връзка и при различни стойности на коригиращия кондензатор C . За целта ОУ се свързва по схемата от фиг. 9.5, а честотните характеристики се снемат по методиката, описана в раздел II, т. 1 на упражнение 3.

III. ЗАДАНИЕ

1. Да се разучи макетът и да се начертае схемата му.
2. Да се свърже макетът съгласно блоковата схема на фиг. 9.15. При зададени стойности на коригиращия кондензатор C и $R_L = \infty$ да се подаде номинално захранващо напрежение $+U_{CC}$ и $-U_{CC}$.



Фиг. 9.15

като средната точка на захранващото устройство се свърже към общия проводник на макета. Да се определи коефициентът на усилване на ОУ без обратна връзка. Измерването да се извърши по методиката, описана в раздел II, т. 1. Коефициентът на усилване A_d се определя от (9.11), като се представя в децибели. Полученият коефициент на усилване да се сравни с дадения в каталога за изследвания тип ОУ.

3. Да се измери коефициентът на усилване на синфазни сигнали A_{CM} съгласно методиката, дадена в раздел II, т. 2. Коефициентът на усилване се определя от (9.12).

4. Да се измери коефициентът на дискриминация по методиката, описана в раздел II, т. 3. Коефициентът K_R се определя от (9.14). Получената в децибели стойност за K_R да се сравни с изчислената по формула (9.13) и дадената в каталога за изследвания тип ОУ.

5. Като се използва методиката, дадена в раздел II, т. 4, да се измери входното синфазно съпротивление R_{iCM} . То се определя от (9.15) и се сравнява с дадената стойност в каталога.

6. Като се използва методиката в раздел II, т. 5, да се измери диференциалното входно съпротивление R_{id} . То да се определи от (9.16) и да се сравни с дадената стойност в каталога.

7. Съгласно указанията в раздел II, т. 6, да се измери изходното съпротивление на ОУ.

8. Като се използва методиката, дадена в раздел II, т. 7, да се измери входното напрежение на несиметрия. Да се използва формула (9.17). Да се сравни получената стойност и дадената в каталога за изследвания ОУ.

9. Като се използва методиката в раздел II, т. 8, да се измерят входните поляризиращи токове I_{B1} и I_{B2} и входният ток на несиметрия I_{io} . Да се използват формули (9.18 а), (9.18 б) и (9.19). Да се сравнят получените стойности с дадените в каталога за изследвания ОУ.

10. Да се изчисли от (9.1) коефициентът на усилване на ОУ, включен като инвертиращ усилвател, при различни стойности на R_F . Получените резултати да се нанесат в табл. 9.1 и да се сравнят с изчислените.

Таблица 9.1

Случай	$R_1, \text{k}\Omega$	$R_F, \text{k}\Omega$	A_F	
			изчислен	измерен
А	R_1	R_F		
В	R_1	R'_F		

11. За случай А да се изчисли от (9.2) R_{iA} на инвертиращия усилвател и да се измери съгласно указанията в раздел II, т. 10. Да се сравни измерената стойност с изчислената.

12. Да се изчисли от (9.4) коефициентът на усилване на ОУ, включен като неинвертиращ усилвател, при различни стойности на съпротивленията R_F и R_1 . Съгласно указанията в раздел II, т. 11, да се измери коефициентът на усилване при същите стойности на R_F и R_1 . Получените резултати да се нанесат в табл. 9.2 и да се сравнят с изчислените.

Таблица 9.2

Случай	$R_1,$	$R_F, \text{k}\Omega$	A_F		R_{iA}	
			изчислен	измерен	изчислено	измерено
А	R_1	R_F				
В	R_1	R'_F				
С	R'_1	R_F				
Д	R'_1	R'_F				

13. Да се изчисли входното съпротивление на неинвертиращия усилвател, като се използва формула (9.5) за случаите, дадени в табл. 9.2. Съгласно указанията в раздел II, т. 12, да се измери входното съпротивление. Резултатите да се нанесат в табл. 9.2. Да се сравнят измерените и изчислените стойности. Да се провери верността на равенство (9.6).

14. Да се изчисли от (9.8) коефициентът на усилване на ОУ, включен като повторител. По методиката, дадена в раздел II, т. 13, да се измери коефициентът на усилване и получената стойност да се сравни с изчислената.

15. Да се изчисли входното съпротивление на ОУ, свързан като повторител от (9.9). Съгласно указанията в раздел II, т. 14 да се измери R_{iA} , като измерената стойност се сравни с изчислената.

16. За схемите на включване на ОУ като инвертиращ усилвател, неинвертиращ усилвател и повторител да се изчисли изходното съпротивление R_{oA} по (9.3) и (9.10). Съгласно методиката, дадена в раздел II, т. 5 на упражнение 2, да се измери изходното съпротивление за трите схеми. Да се сравнят измерените и изчислените резултати.

17. Съгласно указанията в раздел II, т. 15 да се снимат честотните характеристики на операционния усилвател, свързан като инвертиращ усилвател, за случаите, дадени в табл. 9.3.

Таблица 9.3

Случай	R_1 , k Ω	R_F , k Ω	C , pF
А	R_1	R_F	C
Б	R_1	R'_F	C
В	R_1	R_F	C'
Г	R_1	R'_F	C'

Резултатите да се нанесат в табл. 9.4 и да се начертаят характеристиките $\hat{A}_{dB}(f)$ в обща координатна система в логаритмичен мащаб.

Таблица 9.4

f	kHz	0,03	0,1	0,3	1	3	10	20	50	100
U_o	V									
\hat{A}	dB									

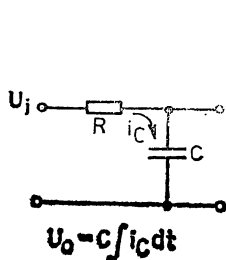
ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ 10

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ИНТЕГРАТОРИ С ОПЕРАЦИОННИ УСИЛВАТЕЛИ

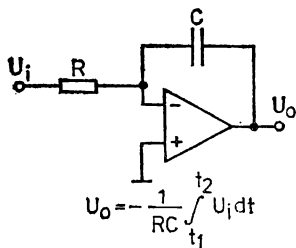
I. ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

Интеграторите с ОУ са основна схема в аналоговите измервателни и управляващи устройства. При измерване с тях се получава интегрална оценка на наблюдаваната величина, а при управление на системи се решават диференциалните уравнения, описващи закономерностите в системата.

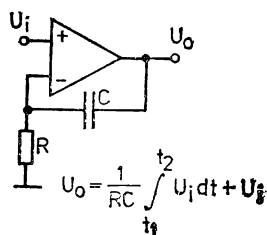
При изграждането на интеграторите се използва основното свойство на интегриращото RC звено (фиг. 10.1) — напрежението върху кондензатора е интеграл от тока, протичащ през него. Инвертиращият (фиг. 10.2) и неинвертиращият (фиг. 10.3) интегратор имат различни предимства и недостатъци, но по-широко приложение е намерил инвертиращият интегратор. Това се дължи най-вече на наличието на втори член отгъдан в израза, с който се описва неинвертиращият интегратор. Компенсирането на този член налага да се използва втори операционен усилвател — фиг. 10.4 [1].



Фиг. 10.1

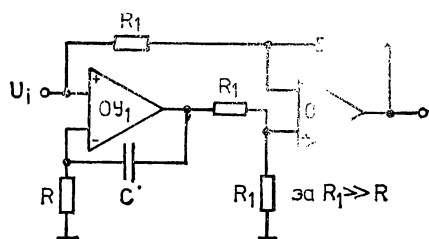


Фиг. 10.2



Фиг. 10.3

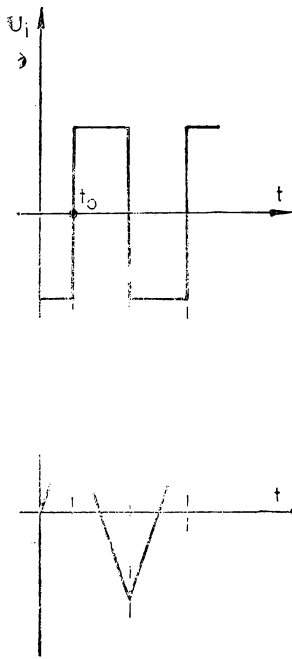
Основните свойства на инвертиращия интегратор са илюстрирани с фиг. 10.5, 10.6 и 10.7. Интегрирането променя формата на сигнала, а следователно и честотния му спектър. Амплитудно-честотната характеристика (АЧХ) трябва да се разглежда за схемата на реалния интегратор. При него в израза за изходното напрежение има още три събираеми:



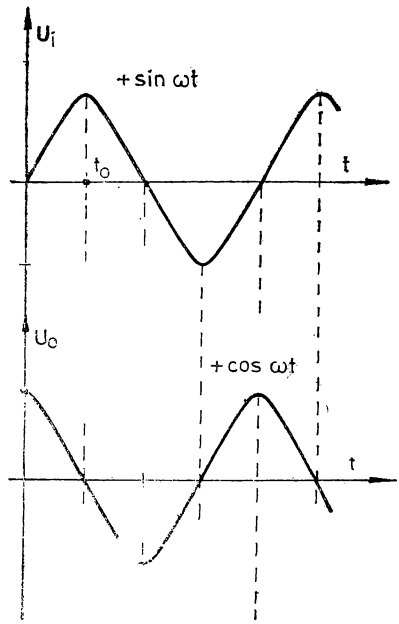
Фиг. 10.4

$$(10.1) \quad U_o = -\frac{1}{RC} \int U_i dt + \frac{1}{RC} \int U_{i0} dt + \frac{1}{C} \int I_{iB} dt + U_{i0}$$

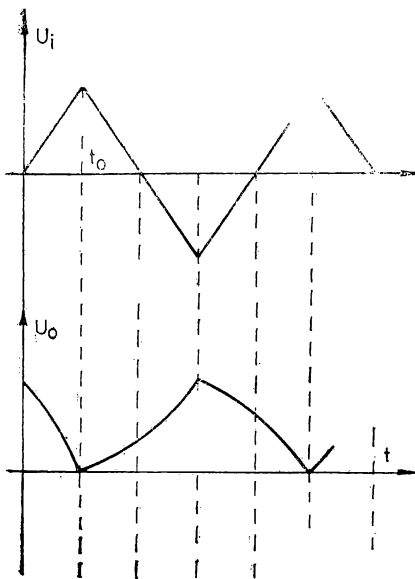
които се дължат на напрежението на несиметрия и поляризиращия ток на ОУ. Поляризиращият ток зарежда кондензатора, а напрежението на несиметрия се добавя към напрежението на кондензатора и се интегрира. Резултатът е грешка в интегрирането, а след време и кондензаторът се зарежда до максималното изходно напрежение на схемата. Това е особено важно за ниски честоти, при които кондензаторът има много голямо съпротивление и веригата на обратната връзка практически е отворена, т. е. изходното напрежение се стреми към стойност AU_{i0} . Тези проблеми налагат да се използват прецизни ОУ и специални схеми на свързване и нулиране. Сравнително добре работи схемата от фиг. 10.8. Резисторът $R_2 = R_p \parallel R$ намалява грешката от поляризиращия ток. От своя страна R_p създава обратна връзка, която ограничава усилването, а оттам и изходното напрежение до стойност $(R_p/R)U_{i0}$. За нулиране на интегратора се използва ключът K .



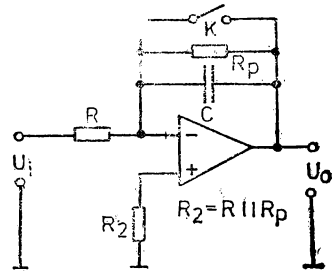
Фиг. 10.5



Фиг. 10.6

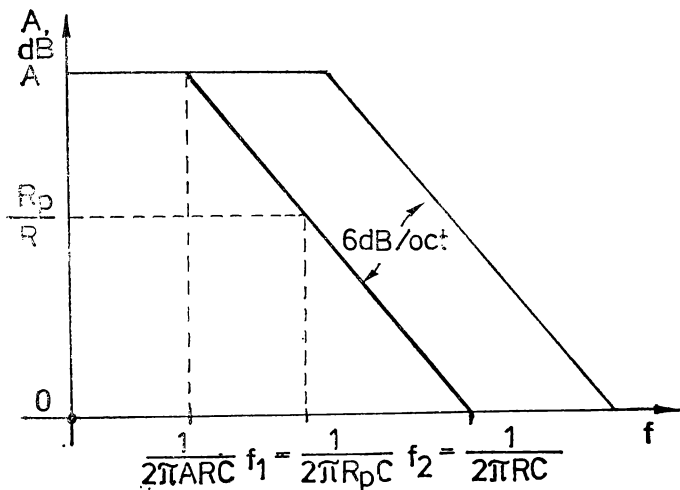


Фиг. 10.7

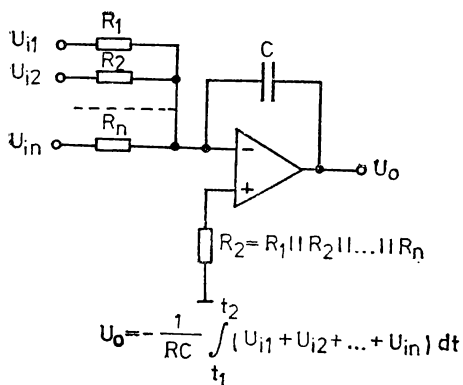


Фиг. 10.8

Показаната на фиг. 10.9 АЧХ се отнася за схемата от фиг. 10.8. Вижда се, че схемата работи като интегратор в обхвата на честотите между f_1 и f_2 .



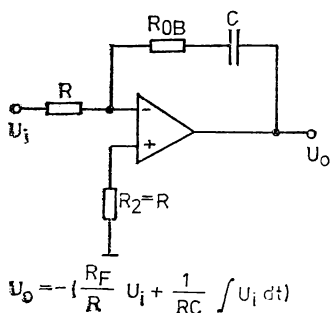
Фиг. 10.9



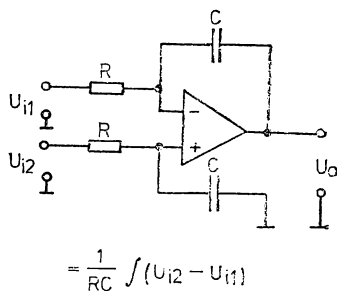
Фиг. 10.10

Когато е необходимо да се получи интегралът на сума от няколко входни напрежения, се използва схемата от фиг. 10.10, а когато е необходимо да се усили входното напрежение и да се суми-

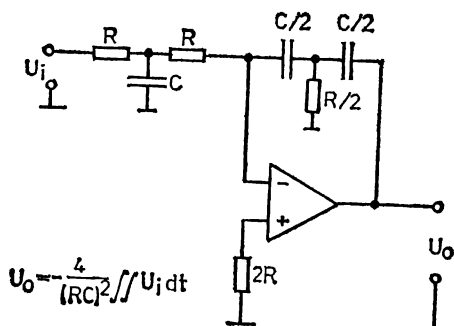
ра с интеграла от него — схемата от фиг. 10.11. Интегрирането на разлика от два сигнала може да се извърши със схемата от фиг. 10.12, а двоен интеграл от входното напрежение да се получи със схемата от фиг. 10.13.



Фиг. 10.11



Фиг. 10.12



Фиг. 10.13

II. ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО И МЕТОДИКА НА ИЗМЕРВАНЕ

Целта на упражнението е:

1. Да се разучат принципът на действие, честотните характеристики и особеностите на изследваните схеми.

2. Да се наблюдава влиянието на напрежението на несиметрия на реален ОУ върху изходното напрежение на реален интегратор, изпълнен по схемата от фиг. 10.8. При подбора на R_2 и R да се използва омметър с цел двете съпротивления да бъдат равни. Та-

ка влиянието на поляризиращия входен ток на ОУ ще бъде най-малко. От схемата да се изключи R_p . Към изхода ѝ да се включи осцилоскоп в режим на постояннотоков вход (DC) и от импулсен генератор да се подаде на входа напрежение с правоъгълна форма с подходящ коефициент на запълване, размах и честота. При затворен ключ да се установи осцилограмата в средата на екрана. Да се наблюдава формата ѝ, преместването ѝ, посоката и времето на това преместване след отваряне на ключа. Да се измери големината на преместването.

3. Да се наблюдава влиянието на поляризиращия входен ток върху изходното напрежение на реален интегратор. За целта може да се използват постановката и методиката от т. 2, като R_2 се замени с късо съединение. Разликата между получаваното в случая и това, което се получава при т. 2, се дължи най-вече на поляризиращия входен ток.

4. Да се изследва АЧХ на реален интегратор, като се пресметне и установи опитно честотата f_1 . Може да се използва схемата от фиг. 10.8. На входа се подава правоъгълно напрежение с подходящ размах. Изменя се плавно честотата му в честотен обхват от $0,1 f_1$ до $10 f_1$, където f_1 е изчислената стойност. Необходимо е да се следи формата и амплитудата му.

5. Да се установи интегрирането на синусоиден сигнал с различна честота. Да се използва методиката, изложена в т. 4.

6. При синусоидно входно напрежение да се изследват АЧХ на интегратора. С цел намаляване на грешките е необходимо да се измерва при всяка честота както входното, така и изходното напрежение с електронен волтметър.

7. Да се изследва интегратор-усилвателя от фиг. 10.11.

8. Като се използва наученото, да се разработи самостоятелно методика и се изследва аналитично и експериментално двойният интегратор от фиг. 10.13. Известно е също [8], че схемата при точни резистори и кондензатори и късо съединение между входа с превръща в автогенератор.

III. ЗАДАНИЕ

1. За схемата на идеален инвертиращ интегратор (вж. фиг. 10.2) по аналитичен път да се определи формата на изходното напрежение и стойностите му в моменти t_1 , t_2 и t_3 , отчетени спрямо t_0 (вж. фиг. 10.5, 10.6 и 10.7), при зададени R и C и подадено входно напрежение с подходяща честота, размах и по форма:

а) правоъгълно с коефициент на запълване 0,5;

б) синусоидно;

в) линейно с равни фронтове на нарастване и спадане.

Резултатите да се нанесат в табл. 10.1 и построят графично (аналогично на фиг. 10.5, 10.6 и 10.7), като се използва точен мащаб по координатните оси.

Таблица 10.1

Входно напрежение, V Изходно напрежение, V	В момент от времето, ms		
	t_1	t_2	t_3
правоъгълно			
линейно			
синусоидно			
косинусоидно			
линейно			
параболично			

2. Да се изследва влиянието на напрежението на несиметрия на реален ОУ, като се използва методиката, описана в раздел II, т. 2. Да се начертаят точно осцилограмите на изходното напрежение за случаите на включен и изключен ключ при подходящи мащаби по координатните оси.

3. Да се изследва влиянието на поляризиращия входен ток на реалния ОУ върху изходното напрежение на интегратора, като се използват указанията от раздел II, т. 3. Да се начертаят точно осцилограмите.

4. Да се снимат точно осцилограмите (аналогични на фиг. 10.5) при честоти: $0,1 f_1$, f_1 и $10 f_1$, като се използва описаната в раздел II, т. 4 методика.

5. Да се снимат и построят точно осцилограмите, които се получават при подаване на синусоиден входен сигнал с честота: $0,1 f_1$, f_1 и $10 f_1$, като се наблюдават едновременно и входният и изходният сигнал върху двулъчев осцилоскоп и се отчете точно фазовата им разлика.

6. Да се снимат и построят точно АЧХ на интегратора, като се използват указанията в раздел II, т. 6, а резултатите се нанесат в табл. 10.2 и се представят графично. Да се определи от графиките наклонът на АЧХ.

7. Да се снимат и построят точно осцилограмите на входното и изходното напрежение на интегратор-усилвателя от фиг. 10.11, при подходящи стойности на $R=R_2$, $R_{ов}$, C и подходящи честота и размах на входно напрежение:

- а) правоъгълно, с коефициент на запълване 0,5;
- б) синусоидно.

8. Да се изследва двойният интегратор от фиг. 10.13.

Таблица 10.2

		Честота на входното синусоидно напрежение, Hz										
Коефициент на усилване при:		20	50	100	200	500	1k	2k	5k	10k	20k	50k
$C = \dots$ nF	A_U											
$R = \dots$ k Ω												
$R_p = \dots$ k Ω												
$C =$ nF	A_U											
$R =$ k Ω												
$R_p =$ k Ω												

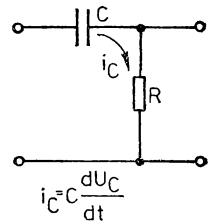
ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ 11

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ДИФЕРЕНЦИАТОРИ С ОПЕРАЦИОННИ УСИЛВАТЕЛИ

I. ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

Диференциаторите с ОУ са основна гравивна схема на устройствата за обработване на аналогови сигнали. Чрез тях се получава изходно напрежение пропорционално на скоростта на изменение на входното. Изграждат се въз основа на свойствата на диференциращото RC звено (фиг. 11.1), при което напрежението върху резистора е пропорционално на тока през него, а токът е пропорционален на напрежението върху кондензатора. Ако токът през резистора се преобразува чрез схема на преобразувател на ток в напрежение с ОУ, ще се получи схемата на диференциатор с ОУ — фиг. 11.2. Особеностите на амплитудно-честотната характеристика (АЧХ) на тази схема [8] са причина за нежелано самовъзбуждане в областта на високите честоти. Поради това се добавят честотно коригиращи елементи и се получава схемата на фигура 11.3, чиято АЧХ е показана на фиг. 11.4.

Получената АЧХ съответствува на АЧХ на лентов филтър от най-елементарен тип. От нея се вижда ясно, че схемата работи като диференциатор само в обхвата $f_0 - f_1$. Често се избира [8] $f_1 = f_2$, т. е. $R_k C = RC_k$.

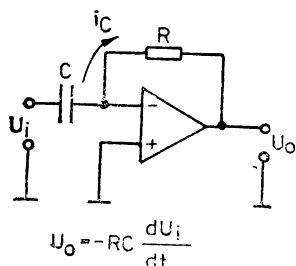


Фиг. 11.1

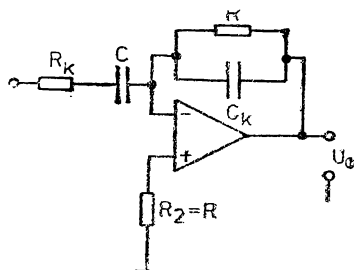
Основните свойства на диференциатора се илюстрират най-добре с реакцията му при въздействието на различни по форма напрежения — фиг. 11.5, 11.6 и 11.7.

При необходимост от диференциране и сумиране на няколко сигнала се използва схемата от фиг. 11.8, а при необходимост от сумиране на усиления входен сигнал с производната му — схемата от фиг. 11.9. Диференциатор на разликата между два сигнала може да се построи по схемата от фиг. 11.10.

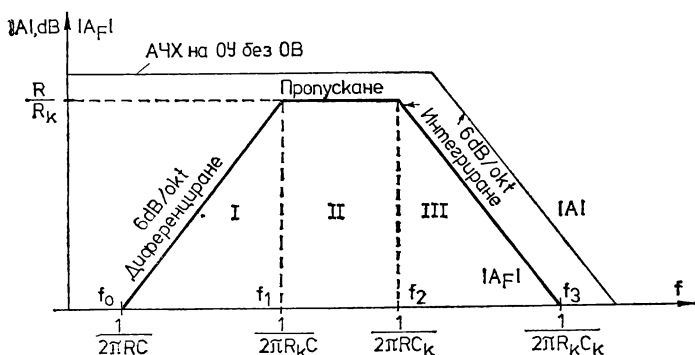
Съвместното използване на интегратори и диференциатори е средство за удобно, но не и прецизно решаване на диференциални уравнения. Точността на решението намалява поради многото различия между идеалния и реалния ОУ, а така също и от недостатъците



Фиг. 11.2



Фиг. 11.3

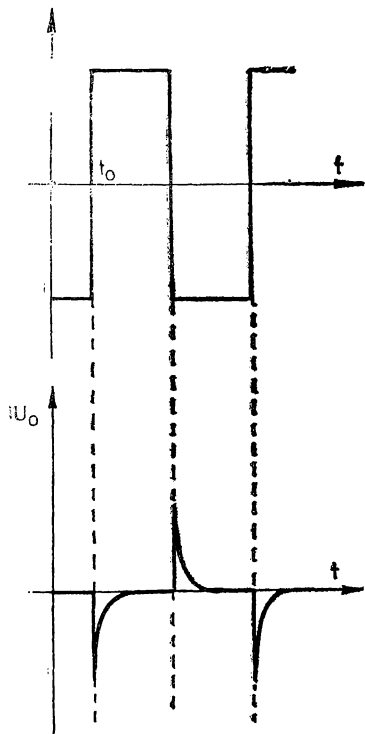


Фиг. 11.4

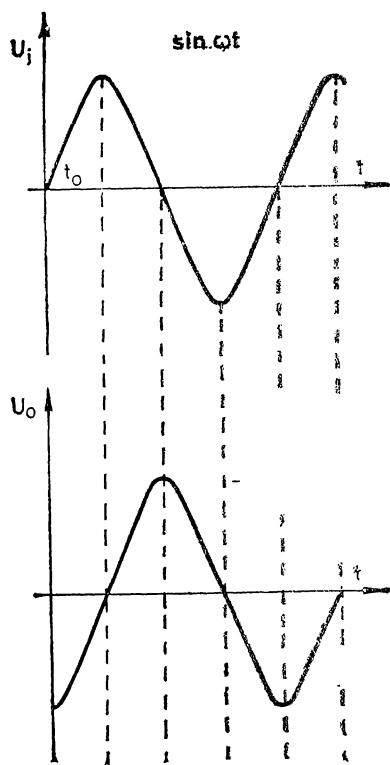
на самите принципи схеми. Точността на диференциатора може да се повиши чрез включване на схеми с интегратори във веригата на обратната връзка.

Важна особеност на диференциаторите е капацитивното входно съпротивление, поради което с нарастване на честотата те консумират по-голям ток от източника на сигнала, т. е. те трябва да се захранват от източник на сигнал с минимално вътрешно съпротивление.

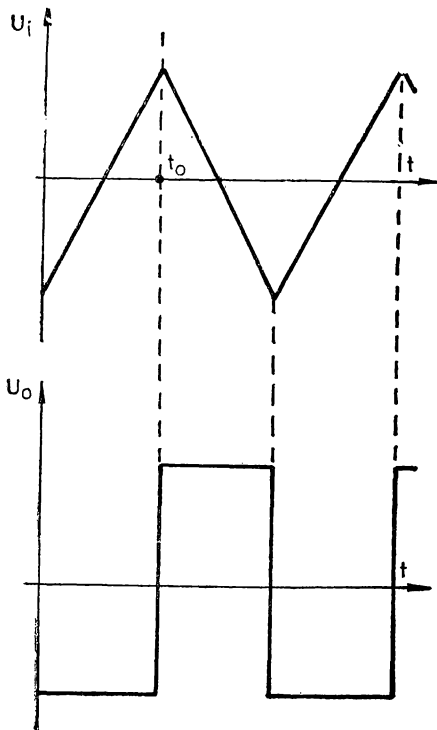
Друга особеност е чувствителността им към шумове. От АЧХ (фиг. 11.4) се вижда, че спектралните съставки на шума с честота в лентата на пропускане ще се появяват на изхода много по-усилени, отколкото полезен сигнал с честота, например 10 пъти по-ниска от f_1 .



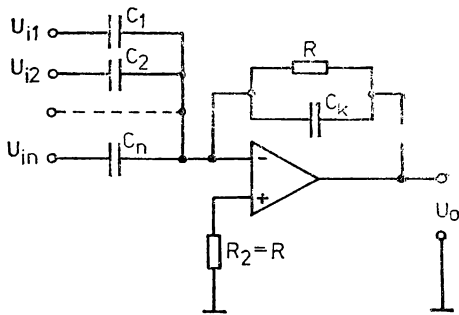
Фиг. 11.5▲



Фиг. 11.6▲

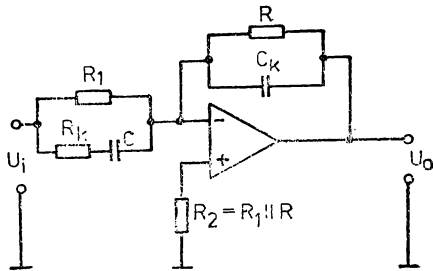


Фиг. 11.7▶



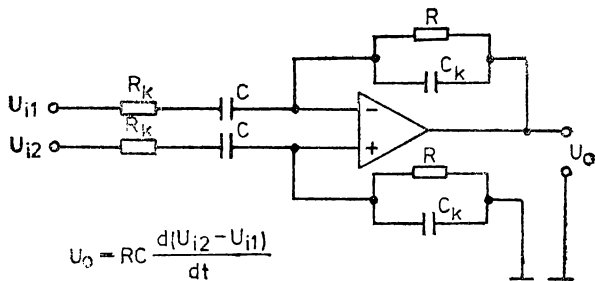
$$U_o = - \left(RC_1 \frac{dU_{i1}}{dt} + RC_2 \frac{dU_{i2}}{dt} + \dots + RC_n \frac{dU_{in}}{dt} \right)$$

Фиг. 11.8



$$U_o = - \left(\frac{R}{R_1} U_i + RC \frac{dU_i}{dt} \right)$$

Фиг. 11.9



$$U_o = RC \frac{d(U_{i2} - U_{i1})}{dt}$$

Фиг. 11.10

II. ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО И МЕТОДИКА НА ИЗМЕРВАНЕ

Целта на упражнението е:

1. Да се разучат принципът на действие и особеностите на изследваните схеми на диференциатори.

2. Да се пресметне аналитично и след това да се докаже на практика диференцирането на различни по форма входни напрежения.

3. Да се установят честотните свойства на диференциатора.

4. Да се установи има ли паразитно самовъзбуждане в схемите на диференциатор (например фиг. 11.2) и зависи ли то от стойностите на кондензатора C и резистора R . За целта при подходящо подбрани капацитети C и набор от стойности за R да се свърже входът на късо, а към изхода да се включи осцилоскоп и да се наблюдава в целия честотен обхват на усилване на ОУ има ли изходно напрежение и каква е формата му.

5. Да се изследва поведението на схемата (фиг. 11.3) в трите области на АЧХ (фиг. 11.4), като се подаде напрежение на входа с подходящ размах и честота при различни по форма напрежения. За да се реализира поставената цел, необходимо е да се подберат най-напред елементите в схемата. Да се построят по каталожни данни АЧХ на реалния ОУ и характерните точки от АЧХ на диференциатора, получени чрез пресмятане. След това да се изберат честотите на входното напрежение така, че да попадат в средата на честотните участъци I, II и III — фиг. 11.4.

6. Да се изследва експериментално АЧХ на схемата (фиг. 11.3), като резултатите се нанесат в подходяща таблица и построят графично. Удобно е да се спазва следният ред на измерване:

а) подава се синусоидно напрежение на входа с избраната честота; амплитудата му се увеличава, докато амплитудата на изходното напрежение достигне зададена (неизкривена по форма) стойност, което се контролира с осцилоскоп и електронен волтметър;

б) след това се измерват входното и изходното напрежение, изчислява се, нанася се в таблицата и се построява графично коефициентът на предаване.

7. Да се предложи принципна схема, която при запазени свойства на схемата от фиг. 11.3 намалява чувствителността ѝ към шумове

III. ЗАДАНИЕ

1. На схемата на идеалния диференциатор (фиг. 11.2) при подходящо избрани R и C да се определят аналитично формата на изходното напрежение и стойностите му в моменти t_1 , t_2 и t_3 , отчитани спрямо t_0 на фиг. 11.5, 11.6 и 11.7, ако е подадено подходящо по размах и честота входно напрежение със следната форма;

а) правоъгълно с коефициент на запълване 0,5;

б) синусоидно;

в) линейно изменящо се с равни фронтове на нарастване и спадане. Резултатите да се нанесат в таблица (аналогична на табл. 10.1) и построят графично, като се използва точен мащаб по координатните оси.

2. Да се реализира схемата от фиг. 11.2 при две стойности на C и за три стойности на R и да се провери чрез осцилоскоп наличността на изходно напрежение при даден накъсо вход. Да се снее формата на напрежението и се обясни полученото.

3. За схемата на реален диференциатор (фиг. 11.3) при подходящо подбрани C , R , C_k , R_k и $R_2 = R$ да се пресметнат честотите f_0 , f_1 , f_2 , f_3 , отношението R/R_k и се построи АЧХ. На същата координатна система да се нанесе АЧХ на използвания ОУ съгласно каталога на производителя и да се провери сполучлив ли е изборът на стойностите за C , R , C_k и R_k .

4. За честоти, разположени приблизително в средата на честотните обхвати I, II и III (фиг. 11.4), да се снемат точно и построят осцилограмите, аналогични на фиг. 11.5, 11.6 и 11.7, които се получават при входни напрежения:

а) с правоъгълна форма с коефициент на запълване 0,5;

б) със синусоидна форма;

в) с линейна форма с бавни фронтове на нарастване и спадане.

5. Да се снее АЧХ на реален диференциатор по методиката, описана в раздел II, т. 6. Резултатите да се нанесат в таблица (аналогична на табл. 10.2) и построят графично при два набора от стойности, различаващи се само по стойността на C .

6. Да се оразмери схемата на диференциатор-суматора от фиг. 11.9, и да се построи неговата АЧХ по характерни пресметнати точки.

7. Да се реализира схемата, да се подаде правоъгълно входно напрежение и да се снее точно осцилограмата на полученото изходно напрежение. Да се обясни резултатът.

ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ 12

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЛОГАРИТМИЧНИ СХЕМИ С ОПЕРАЦИОННИ УСИЛВАТЕЛИ

I. ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

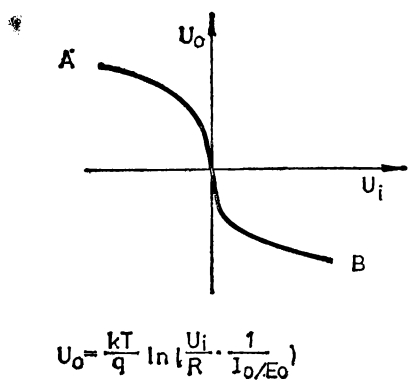
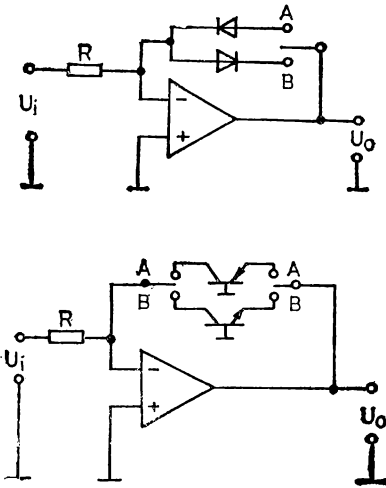
Под наименованието логаритмични схеми се разбира широк клас [1] схеми, съдържащи нелинеен елемент, чиято волт-амперна характеристика е или експоненциална функция, или обратната ѝ — логаритмична функция. Най-често срещаните нелинейни елементи са полупроводниковите диоди и транзистори, за които токове може да се запише [8]

$$(12.1) \quad i_D \approx I_{DS} e^{\frac{q u_D}{kT}} \quad \text{и} \quad i_C \approx I_{ES} e^{\frac{q u_{BE}}{kT}},$$

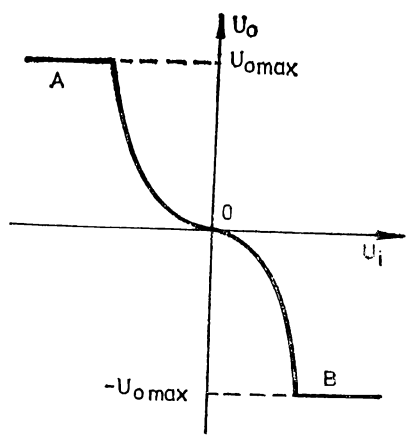
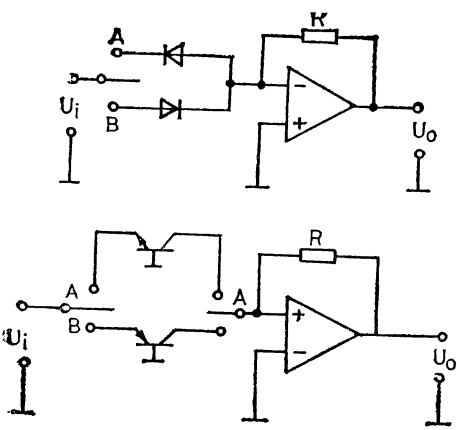
а за напреженията

$$(12.2) \quad u_D \approx \frac{kT}{q} \ln \frac{i_D}{I_S} \quad \text{и} \quad u_{BE} \approx \frac{kT}{q} \ln \frac{i_C}{I_{ES}}$$

Следователно включването на диод или транзистор към ОУ може да осигури логаритмуване (фиг. 12.1) и антилогаритмуване (фиг.



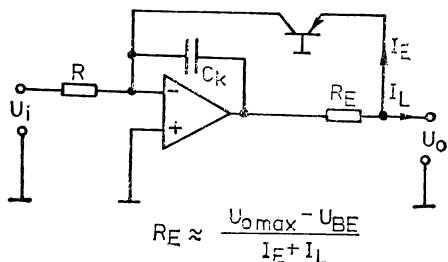
Фиг. 12.1



$$U_o = -R I_0 (E_0) e^{\frac{q U_i}{k T}}$$

Фиг. 12.2

12.2) на входния сигнал. Въпреки че получаването на логаритматор и антилогаритматор изглежда просто, налице са немалък брой проблеми, преодоляването на които на практика усложнява схемата. Основни особености и някои недостатъци на схемите от фиг. 12.1 и 12.2 са:



$$R_E \approx \frac{U_{o\max} - U_{BE}}{I_E + I_L}$$

Фиг. 12.3

1. Волт-амперната характеристика на маломощен диод или транзистор е експоненциална до около 1 mA [8], вследствие на което изходното напрежение (фиг. 12.1) е логаритъм от входното с минимална грешка само в границите от 0 до 0,6 волта. Получаването на по-голям размах на изходното напрежение изисква допълнително усилване. Всичко това се отнася и за схемите на антилогаритматор, като при него е налице и ограничаване на изходното напрежение до максималното изходно напрежение на дадения ОУ.

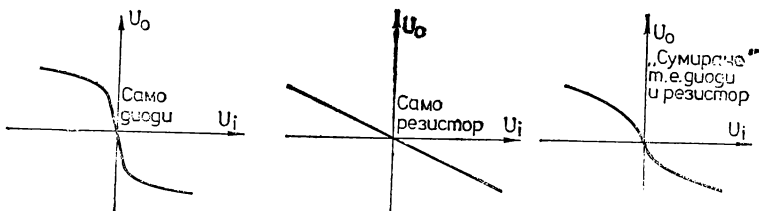
2. Обратният ток на прехода I_{DS} (или I_{ES}), макар и малък по стойност, оказва силно влияние върху точността на схемите при промяна на температурата.

3. Температурата влияе директно и върху точността на схемите, защото е множител в изразите (12.1) и (12.2). Поради отбелязаните проблеми са разработени редица схеми за температурна компенсация [1, 5, 6, 8].

4. При изменение на тока през обратната връзка (12.1) в границите от 1 mA до 1 nA се променя нейното съпротивление от 25 Ω до 25 MΩ [1] и следователно възникват условия за самовъзбуждане. Това затруднение се преодолява със схемата от фиг. 12.3 [5,6] и по-точно чрез кондензатора C_k .

5. Схемите с транзистор имат по-голям динамичен обхват, но и по-голяма температурна нестабилност [5, 6].

Ако в схемите с диоди, показани на фиг. 12.1–12.2, се свържат едновременно двата диода и паралелно на тях се постави резистор



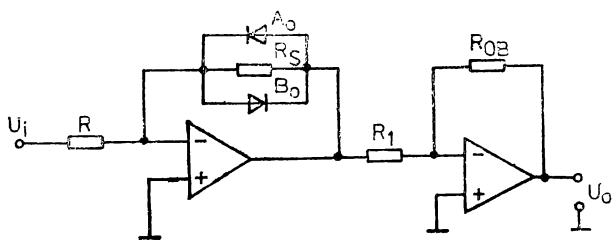
Фиг. 12.4

3. Температурата влияе директно и върху точността на схемите, защото е множител в изразите (12.1) и (12.2). Поради отбелязаните проблеми са разработени редица схеми за температурна компенсация [1, 5, 6, 8].

4. При изменение на тока през обратната връзка (12.1) в границите от 1 mA до 1 nA се променя нейното съпротивление от 25 Ω до 25 MΩ [1] и следователно възникват условия за самовъзбуждане. Това затруднение се преодолява със схемата от фиг. 12.3 [5,6] и по-точно чрез кондензатора C_k .

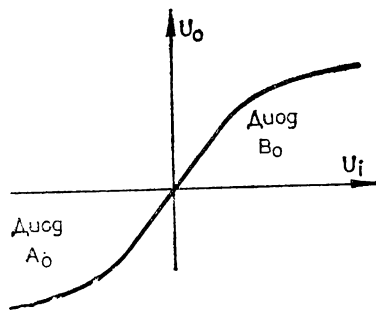
5. Схемите с транзистор имат по-голям динамичен обхват, но и по-голяма температурна нестабилност [5, 6].

Ако в схемите с диоди, показани на фиг. 12.1–12.2, се свържат едновременно двата диода и паралелно на тях се постави резистор

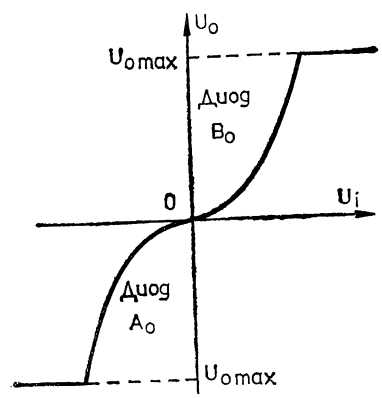
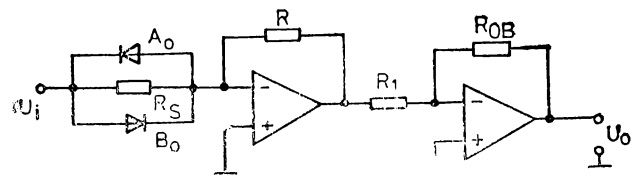


Фиг. 12.5а

Ще се получат схемите на компресор и експандер¹. На фиг. 12.4 е илюстрирано получаването на по-гладка (линеаризирана) характеристика при включване на резистор. С цел да се компенсира инвертирането на входния сигнал (това не винаги е необходимо) се добавя и втори инвертиращ усилвател. В такъв случай схемите на компресор и експандер добиват вида, показан съответно на фиг. 12.5 и фиг. 12.6.



Фиг. 12.5



Фиг. 12.6

¹ Компресор и експандер се наричат схеми, които съответно намаляват или увеличават динамичния обхват на сигналите.

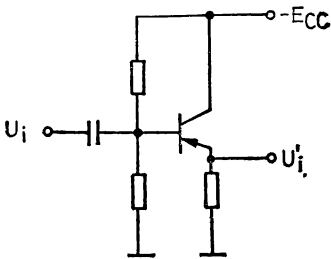
II. ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО И МЕТОДИКА НА ИЗМЕРВАНЕ

Целта на упражнението е:

1. Да се разучи принципът на действие и особеностите на логаритмични схеми с ОУ.
2. Да се установи динамичният обхват на входните сигнали, при които схемите на логаритматори и антилогаритматори с диод и с транзистор работят с допустима грешка. За целта е необходимо да се реализират последователно осемте схеми (фиг. 12.1 и 12.2, варианти на включване *A* и *B*) и се снимат с прецизен волтметър предавателните им характеристики по постоянен ток. За няколко контролни точки аналитично се пресмятат характеристиките, като резултатите се нанасят върху същите графични полета. Изчислява се относителната грешка за всяка от контролните точки. Измерванията се извършват при стайна температура.

3. Да се установи температурната грешка на двете схеми на логаритматор и на антилогаритматор. За целта се снимат отново предавателните характеристики, но при температура 60°C на схемите от фиг. 12.1 и 12.2 при вариант на включване *B* и се сравняват с изчисления, направени за контролни точки. Тези контролни точки се избират със същата абсциса както в т. 2. След това предавателните характеристики, получени в т. 2 и т. 3, се начертават в общо графично поле за всяка схема. Сравняват се получените предавателни характеристики за двете температури: визуално и според получената относителна грешка спрямо аналитичната характеристика (контролните точки).

4. Да се установи изменението във формата на синусоидно напрежение както при преминаването му през компресор, така и при



Фиг. 12.7

преминаването му през експандер. За целта най-напред се снимат предавателните характеристики по постоянен ток на тези схеми и се установява динамичният им обхват. След това се пропуска синусоидно напрежение, като при различна подходящо подбрана амплитуда се снимат осцилограмите на изходното напрежение.

5. Да се установят честотните свойства на схемата от фиг. 12.3 в динамичния обхват на работа. За целта се снима предавателната ѝ характеристика и се избират по една точка

в началото, в средата и в края на динамичния обхват. През схемата от фиг. 12.7 се подава синусоидно напрежение с амплитуда, съответстваща на избраните три точки. Снемат се и се нанасят в обща координатна система получените три АЧХ на схемата. За всяка от тях се отчита полусната честота.

III. ЗАДАНИЕ

1. Да се снемат според указанията в раздел II, т. 2 предавателната характеристика по постоянен ток на следните схеми:

Фиг. 12.1:

а) с диод — *A*,

б) с диод — *B*,

в) с транзистор — *A*,

г) с транзистор — *B*,

Фиг. 12.2:

а) с диод — *A*,

б) с диод — *B*,

в) с транзистор — *A*,

г) с транзистор — *B*.

Снетите предавателни характеристики да се нанесат на отделни графични полета, като се спазва точно добре избран мащаб.

2. Да се изчислят аналитично ординатите на няколко точки от характеристиките, снети в т. 1, и се нанесат върху графичните полета.

3. Да се изчисли относителната грешка за всяка точка, като се използват числените данни от измерванията и изчисленията. Резултатите да се нанесат в табл. 12.1 и да се представи графично относителната грешка във функция от входното напрежение.

Таблица 12.1

Входно напрежение, V		0 +++
Изходно напрежение	изчислено, V	
	измерено, V	
Абсолютна грешка, V		
Относителна грешка, V		

4. Да се снемат при температура 60°C предавателните характеристики на схемите от фиг. 12.1 и фиг. 12.2 за вариант на включване *B* и се нанесат върху графичните полета с характеристиките, снети при стайна температура. Да се сравнят характеристиките.

5. За контролните точки отново да се изчислят ординатите, но при температура 60°C, и се сравни относителната грешка с тази при стайна температура. Да се обяснят получените резултати. Да се ползува таблица, аналогична на табл. 12.1.

6. Да се снемат предавателните характеристики на компресор (фиг. 12.5) и експандер (фиг. 12.6), като резултатите се нанесат в подходяща таблица, и да се представят графично в подходящ мащаб.

7. Като се използва подходът, описан в раздел II, т. 4, да се снемат точно осцилограмата на изходното напрежение на входа на: а) компресора; б) експандера. Да се нанесат на обща координатна система осцилограмите на входното синусоидно напрежение и изходните напрежения на компресора и на експандера.

8. Да се снимат съгласно методиката, дадена в раздел II, т. 5, АЧХ на схемата от фиг. 12. 3. Да се пресметне аналитично (вж. фиг. 12.3) полюсната честота и да се сравни с експериментално получената. Да се ползува таблица, аналогична на табл. 10.2.

ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ 13

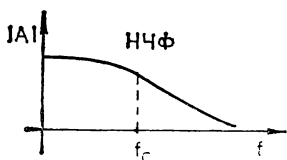
ИЗСЛЕДВАНЕ НА АКТИВНИ ФИЛТРИ С ОПЕРАЦИОННИ УСИЛВАТЕЛИ

I. ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

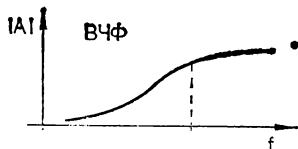
Активните филтри (АФ) с операционни усилватели се използват в честотна област до 100 kHz. Постигането на сравнително високи качествени показатели при много по-малки размери е основното им предимство пред пасивните филтри.

В зависимост от пропусканата честотна област те се делят на:

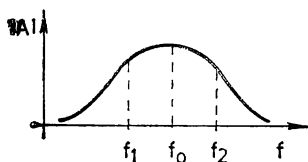
- нискочестотни (НЧФ) — фиг. 13.1;
- високочестотни (ВЧФ) — фиг. 13.2;
- теснолентови (ЛФ) — фиг. 13.3;
- широколентови (ШЛФ) — фиг. 13.4;
- заграждащи (ЗФ) — фиг. 13.5.



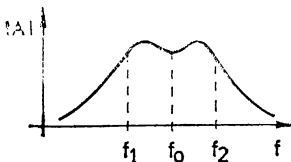
Фиг. 13.1



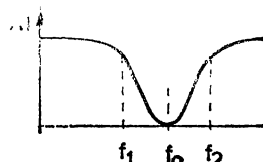
Фиг. 13.2



Фиг. 13.3



Фиг. 13.4

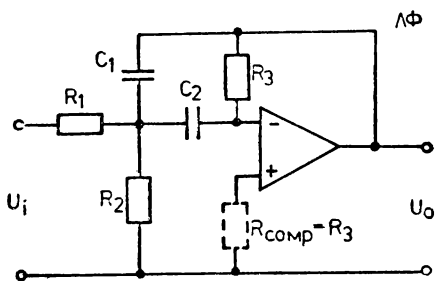
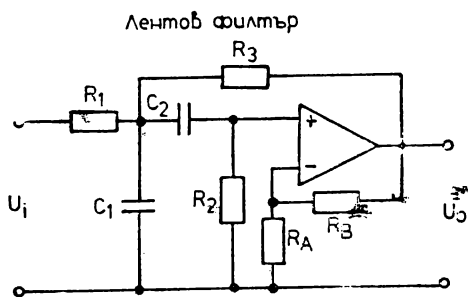
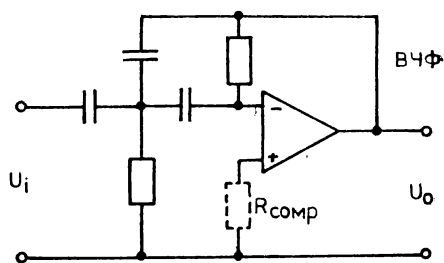
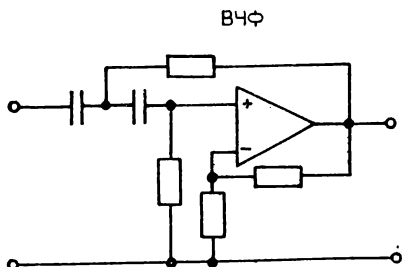
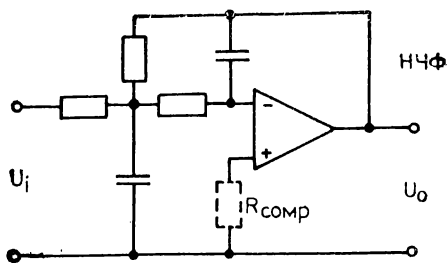
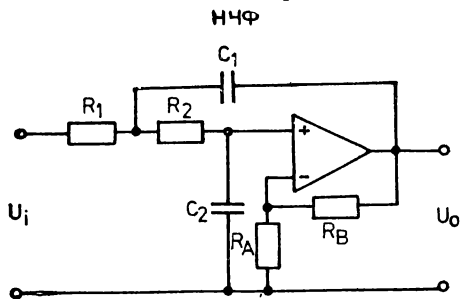


Фиг. 13.5

Изброените и изобразените АЧХ на филтрите дават само основната идея, докато на практика се използват голям брой разновидности на предавателната характеристика на всеки един от тези ти-

пове [6]. Изграждането на филтри с необходимата АЧХ обикновено става чрез каскадно свързване на звена от II ред. Следователно важен момент е построяването на тези звена. Те са 5 основни типа [6]:

Тип а. АФ от II ред с един ОУ с ограничаван коефициент на



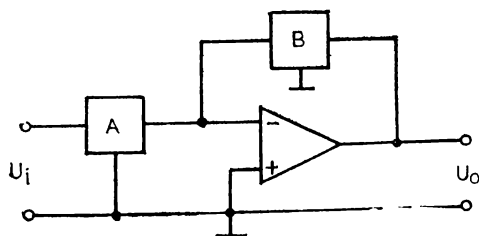
Фиг. 13.6

Фиг. 13.7

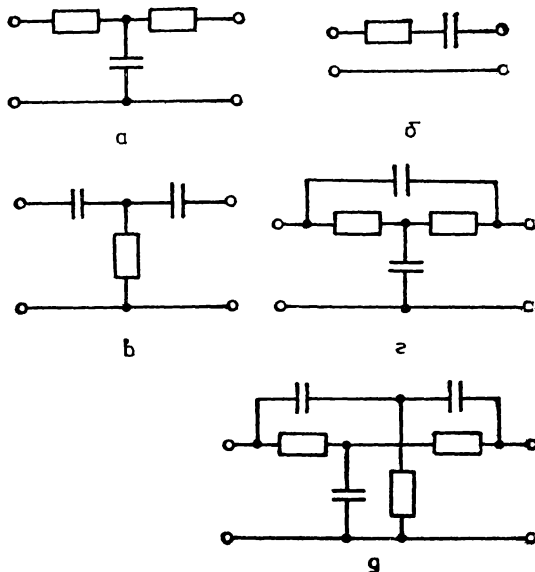
усилване и едноконтурна обратна връзка. Пресмятат се лесно, имат голяма чувствителност към промяна в стойностите на елементите и малък качествен фактор (по-малък от 15). Типичен представител са филтрите на Сален и Кий (фиг. 13.6).

Тип б. АФ от II ред с един ОУ с неограничаван коефициент на усилване и многоконтурна обратна връзка — фиг. 13.7. Те се пресмятат трудно, имат малка чувствителност и малък качествен фактор.

Тип в. АФ от II ред с един ОУ с неограничаван коефициент на усилване и едноконтурна обратна връзка. Обобщеното им представяне е показано на фиг. 13.8, като за звената *A* и *B* се използват конфигурации от вида на показаните на фиг. 13.9. Този тип



Фиг. 13.8



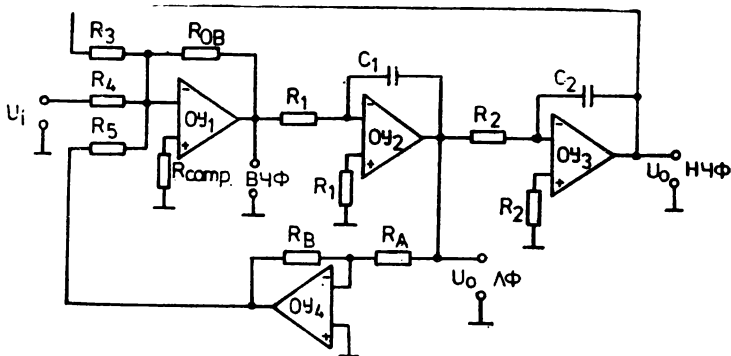
Фиг. 13.9

филтри се пресмятат лесно, имат малка чувствителност и малък качествен фактор.

Тип з. АФ от II ред, синтезиран по метода на променливите на състоянието. Една от най-разпространените от този тип е схемата на Тоу (фиг. 13.10). Тя се нарича още универсален филтър, тъй като има изходи, от които се получават НЧФ, ВЧФ и ЛФ. Характерно за този тип филтри е трудното пресмятане и необходимостта от три и повече ОУ, но те са с малка чувствителност, много големи

качествен фактор и устойчивост. От универсалния филтър може да се получи и заграждащ филтър чрез схемата, показана на фиг. 13.11 (сумиращ усилвател).

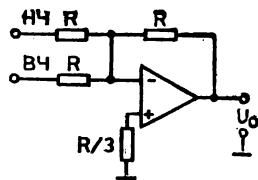
Тип д. АФ от II ред от резонаторен тип (биквадратни или бик-



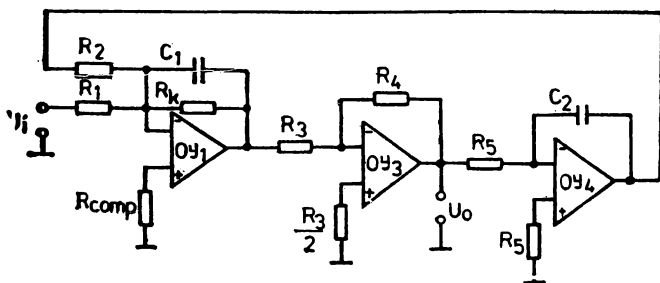
Фиг. 13.10

вади) — фиг. 13.12. Това са предимно лентови филтри, които се изграждат от три или повече ОУ, пресмятат се лесно, имат малка чувствителност и много голям качествен фактор.

Методика за проектирането на изброените пет типа филтри има описана накратко в [8], а при необходимост от по-задълбочено запознаване може да се ползува цитираната там литература.



Фиг. 13.11



Фиг. 13.12

II. ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО И МЕТОДИКА НА ИЗМЕРВАНЕ

Целта на упражнението е:

1. Да се оразмерят по дадената в [8] методика изброените филтри, да се реализират практически, да се снемат АЧХ на всеки от тях и се обяснят причините за отклоненията на практическите резултати от изчисленията при:

— тип а, НЧФ по Бътърфурт;

— тип а, ВЧФ по Чебишев;

— тип б, лентов филтър;

— тип в (на практика изследването тук не е наложително, тъй като в упражнение 14 се изследват автогенератори по тази схема);

— тип г, по Бътърфурт;

— тип г, заграждащ филтър;

— тип д, лентов филтър.

При оразмеряването трябва да се повторят 1—2 пъти изчисленията с цел да се получат достъпни стойности на резисторите и кондензаторите в схемата.

2. Да се изследва влиянието на отделни елементи в схемата на филтъра върху неговите параметри. Най-подходящ за това изследване е универсалният филтър (фиг. 13.10). Интерес представляват:

а) изменението на коефициента на усилване (предаване) във функция на отношението R_{OB}/R_4 ;

б) изменението на качествения фактор на филтъра във функция на R_B/R_4 ;

в) изменението на централната честота на ЛФ във функция на отношението R_2/R_1 .

За да се получат коректни резултати, необходимо е да се спазва следният ред:

— да се измерят с омметър и подберат поне три набора стойности за всяко едно от отношенията, посочени в т. 2 а, б и в.

— при конкретните стойности на резисторите, участващи в така подобрите групи, да се пресметнат характерните параметри на АЧХ на филтър и се нанесат на отделни за т. 2 а, б и в графични полета;

— да се снимат чрез измерване и построят графично АЧХ на филтъра при всяка една стойност на подобрите отношения.

— да се снимат и построят графично зависимостите от т. 2 а, б и в.

III. ЗАДАНИЕ

Като се използват указанията от раздел II и [8]:

1. Да се оразмери НЧФ на Сален и Кий с АЧХ по Бътърфурт при зададена честота на среза.

2. Да се оразмери ВЧФ на Сален и Кий с АЧХ по Чебишев при зададена честота на среза и неравномерност в лентата на пропускане.

3. Да се оразмери ЛФ от тип б при зададена централна честота и качествен фактор.

4. Да се оразмери универсален лентов филтър тип г при зададена централна честота и качествен фактор.

5. Да се оразмери резонаторен лентов филтър от тип д при зададена централна честота и качествен фактор.

Да се снеме с подходящо подобрена стъпка на изменение на честотата АЧХ за всеки един от проектираните филтри, да се представи в таблица и построи графично. Върху графичните полета да се нанесат теоретично изчислените гранични и централни честоти и качествен фактор (таблицата е аналогична на табл. 10.2).

6. За всеки от филтрите да се измерят стойностите на използваните резистори и кондензатори и да се запишат в полето на АЧХ. До тях да се впишат стойностите на елементите, с които е извършено оразмеряването. Да се оцени качествено отклонението между измерената и изчислената АЧХ, т. е. чувствителността на филтъра.

7. За универсалния филтър да се повторят изчисленията, като се използват измерените стойности на гравивните елементи. Да се установи дали е намалела грешката между измерената и изчислена АЧХ. Да се измерят още по два набора стойности за резисторите R_1, R_2, R_4, R_A, R_B и R_{OB} .

8. Да се измерят точно АЧХ на универсалния филтър при три измерени стойности на отношението R_{OB}/R_4 ; да се построят точно с подходящ мащаб в обща координатна система. (Отношенията R_B/R_A и R_2/R_1 са постоянни).

9. Както т. 8, но за три стойности на R_B/R_A при R_{OB}/R_4 и R_2/R_1 постоянни.

10. Както т. 8, но за три стойности на R_2/R_1 при R_{OB}/R_4 и R_B/R_A постоянни.

11. На получените в т. 8, 9 и 10 графики да се съединят точките с еднаква абсциса (честота) с цветна линия. Да се означае със стрелка посоката на нарастване на съответното отношение.

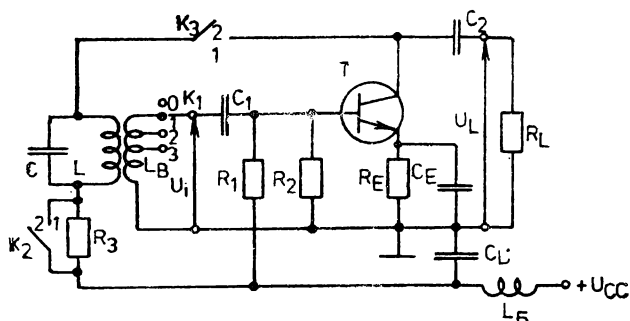
ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ 14

ИЗСЛЕДВАНЕ НА LC- И RC- ГЕНЕРАТОРИ НА ХАРМОНИЧНИ ТРЕПТЕНИЯ

I. ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

Електронните генератори създават незатихващи трептения с определена форма и честота. Всеки усилвател, обхванат от положи-

телна обратна връзка, може да се превърне в генератор на незатихващи трептения, ако е изпълнено условието за самовъзбуждане. Това условие може да бъде изразено със следните две уравнения: (14.1) $A\beta = 1$; $\varphi_A + \varphi_\beta = 0$ (или $2\pi n$, като n е цяло число),



Фиг. 14.1

където A и φ_A са модулът и фазата на коефициента на усилване на усилвателя, а β и φ_β — модулът и фазата на коефициента на предаване на веригата за положителна обратна връзка (коефициента на обратна връзка).

Ако условието за самовъзбуждане е изпълнено само за една честота, формата на трептенията е синусоидна. Следователно за постигането на такава форма е необходимо усилвателят или веригата за обратна връзка да съдържа звено със силно изразени избирателни свойства. Такива свойства имат например трептящите LC -кръгови и избирателните RC -вериги. При по-високи честоти обикновено се използват т. нар. LC -генератори. Схемата на генератор от този тип е показана на фиг. 14.1.

Транзисторът T , който е свързан по схема с общ емитер, е натоварен с един паралелен трептящ кръг ($L-C$) и работи като резонансен усилвател (ако обратната връзка е прекръсната). Така усилвателните му свойства се проявяват само при

резонансната честота на кръга $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ или при близки до нея честоти,

т. е. осигурена е необходимата избирателност. При наличие на положителна обратна връзка, която може да се въведе чрез L_B , усилвателят се превръща в генератор. За да бъде изпълнено условието за баланс на модулите (амплитудите) от (14.1), необходимо е коефициентът на усилване A да е достатъчно голям, така че да се компенсира затихването, внесено от веригата за обратна връзка. Тъй като T е с общ емитер, изходното му напрежение е дефазирано на 180° спрямо входното. За да бъде обратната връзка положителна, необходимо е допълнително дефазироване на 180° , което се осигурява чрез подходящо свързване на началото и края на обвивката L_B спрямо обвивката L (фиг. 14.1). Освен основното дефазироване (180°) се внася и допълнително дефазироване φ_A , определено от честотните свойства на транзистора. Следователно, за да бъде изпълнено условието за баланс на фазите от (1.14), веригата за обратна връзка трябва да внася фазов ъгъл $\varphi_\beta = -\varphi_A$. Ето за-

що честотата на генерираните трептения f_G се различава от честотата f_o , при която $\varphi_\beta = 0$.

Резисторите R_1 , R_2 и R_E осигуряват необходимия постояннотоков режим и стабилизацията на работната точка. Елементите C_1 , C_2 , C_E , C_B и L_B служат за разделяне и блокиране.

Транзисторът T може да работи в режим клас A , AB , B или C , като работната точка се избира в зависимост от изходната мощност. При режими клас AB , B и C формата на колекторния ток е импулсна (с отсечка), но поради избирателните свойства на трептящия кръг, който е настроен на честотата на основната хармонична съставка на колекторния ток, изходното напрежение е синусоидно.

Зависимостта между колекторното напрежение $U_c = U_L$ и напрежението на базата $U_b = U_i$ се дава със следните две уравнения (второто отразява зависимостта на U_b от U_c поради обратната връзка):

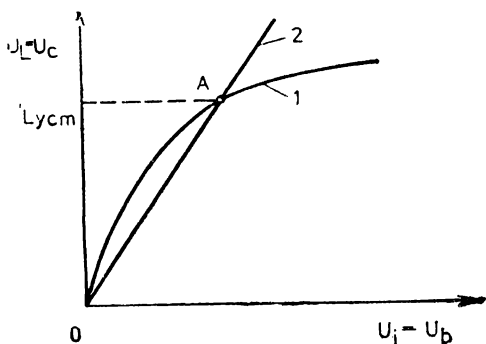
$$(14.2) \quad U_c = R'_L I_{c1}(U_b);$$

$$(14.3) \quad U_c = \frac{U_b}{\beta},$$

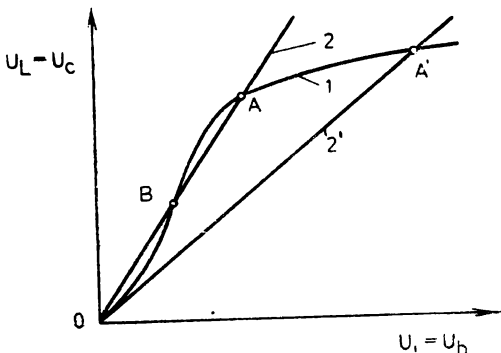
където $R'_L = R_L \parallel R_r$ (R_r е резонансното съпротивление на кръга), а $I_{c1}(U_b)$ е т. нар. *колебателна характеристика* на генератора, представляваща зависимостта на първата хармонична съставка на колекторния ток от базовото напрежение.

Зависимостта (14.3) се нарича *права на обратната връзка*. На фиг. 14.2 са показани в графичен вид уравнение (14.2) (крива 1) и уравнение (14.3) (крива 2). В установен режим се изпълняват едновременно и двете уравнения, което съответствува на пресечна точка A на двете криви от фиг. 14.2 (състоянието, съответстващо на т. θ , е неустойчиво). Тази точка определя установената стойност на изходното напрежение U_{Lycr} .

Видът на колебателната характеристика се определя от режима, в който работи транзисторът. При работа в режим клас A с увеличаване на U_i , отначало U_L расте линейно, а след това настъпва ограничение (крива 1 на фиг. 14.2) поради това, че транзисторът се насища. При оста-



Фиг. 14.2



Фиг. 14.3

налите режими началната област на колебателната характеристика е нелинейна (крива 1 на фиг. 14.3), което се обяснява с наличието на отсечка на колекторния ток и със силната нелинейност на входните характеристики на транзистора.

От типа на колебателните характеристики се определя начинът, по който се самовъзбужда генераторът. Ако характеристиката има вида на крива 1 от фиг. 14.2, самовъзбуждане настъпва при която и да е стойност на самопроизволно възникналите трептения в кръга — те нарастват, докато се достигне установената стойност (т. А). Такъв вид самовъзбуждане се нарича *меко*.

Ако колебателната характеристика е от вида на крива 1 на фиг. 14.3, правата на обратната връзка (крива 2) може да я пресече в три точки — т. О, т. В и т. А. Състоянието в т. В е неустойчиво и при недостатъчно големи първоначални колебания те затихват (т. О). В този случай устойчиво самовъзбуждане се получава при първоначални трептения, по-големи от съответстващите на т. В (*твърдо* самовъзбуждане). Ако обратната връзка е достатъчно дълбока, правата на обратната връзка (крива 2') пресича колебателната характеристика в една точка (А') и самовъзбуждането е меко.

Върху работата на генератора оказват влияние параметрите на околната среда (температура, влажност и т. н.), захранващото напрежение, товара и др. Ако коефициентът на усилване например се намали поради понижаване на захранващото напрежение или намаляване на товарното съпротивление, условията за самовъзбуждане могат да се нарушат, при което генерирането прекъсва. Под влияние на температурата се изменят параметрите на трептящия кръг и на транзисторите, което води и до изменение на честотата на генерираните трептения. За оценка на това изменение се използва относителната нестабилност на честотата $\Delta f_G / f_G$.

При по-ниски честоти параметрите на трептящия кръг L и C добиват неприемливи стойности. Затова при честоти под няколко стотици килохерца широко приложение намират т. нар. *RC-генератори*. При тях във веригата за обратна връзка се използват различни видове *RC*-звена.

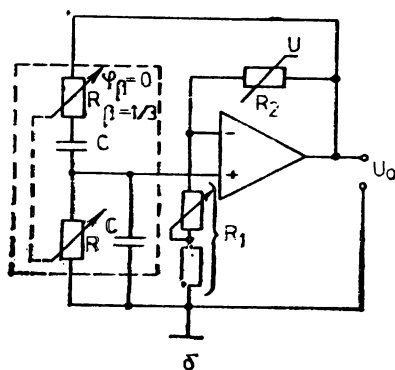
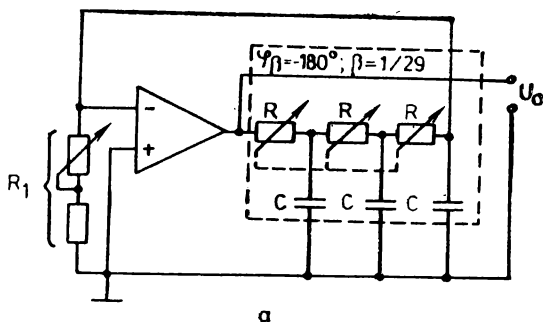
На фиг. 14.4 са показани две основни схеми на *RC*-генератори на синусоидни трептения — генератор с тризвенна фазовъртяща *RC*-верига (а) и генератор с мост на Вина (б). И при тези схеми условието за самовъзбуждане може да бъде изпълнено при зададени стойности на R и C само при една честота, поради което изходният сигнал е синусоиден.

Генераторът от фиг. 14.4 а произвежда трептения с честота, при която фазовият ъгъл на коефициента на предаване на веригата за обратна връзка е -180° . Тъй като обратната връзка е приложена към инвертиращия вход на операционния усилвател, условието за баланс на фазите е изпълнено. За да бъде изпълнено условието за баланс на модулите, необходимо е коефициентът на усилване на операционния усилвател да отговаря на изискването $A_{F_{\text{н}}} = 3R/R_1 \geq 29$, понеже за коефициента на предаване на тройното *RC*-звено е в сила равенството $\beta = 1/29$. Честотата на генерираните трептения се определя от израза

$$(14.4) \quad f_G = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC}.$$

Тази честота може да се изменя чрез плавно изменение на R и стъпално изменение на C . Чрез изменение на R_1 се установява стойността на A_{F-} , при която се изпълнява условието за самовъзбуждане.

При генератора от фиг. 14.4 б $\varphi_{\beta} = 0$ и затова обратната връзка е приложена към инвертиращия вход на операционния усилвател. Трептения възникват, когато



Фиг. 14.4

то е изпълнено условието $A_{F-} = R_1/R_2 \geq 3$, тъй като при използването на мост на Вин $\beta = 1/3$. Честотата на трептенията е

$$(14.5) \quad f_G = \frac{1}{2\pi RC}$$

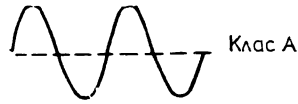
Схемата от фиг. 14.4 б намира по-широко приложение, понеже честотата се променя плавно чрез двоен потенциометър, а необходимото за изпълнението на условието за самовъзбуждане усилване е твърде малко. Нелинейният елемент R_2 стабилизира амплитудата на изходното напрежение. Ако по някаква причина изходното напрежение например нарасне, R_2 намалява, обратната връзка става по-дълбока, усилването намалява и увеличението на изходното напрежение се компенсира

II. ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО И МЕТОДИКА НА ИЗМЕРВАНЕ

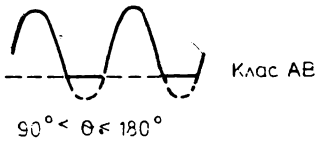
Целта на упражнението е:

1. Да се разучат схемите на генераторите и да се изясни принципът на действието им.

2. Да се изследва схемата от фиг. 14.1 в качеството на резонансен усилвател. Да се снимат колебателните характеристики при няколко режима на работа на транзистора. За тази цел се прекъсва веригата на обратната връзка и към усилвателя се свързват измервателните уреди. От генератора се подава входно напрежение със зададена стойност. Честотата на генератора се изменя, докато се получи максимално изходно напрежение. Така намерената резонансна честота f_0 се отчита от скалата на генератора. Чрез промяна на R_1 и R_2 се реализират четири режима на работа — клас А, АВ, В и С. Режимът се контролира чрез наблюдение на формата на колекторния ток (фиг. 14.5) с осцилоскоп, свързан паралелно на резистора R_3 , който има съвсем малко съпротивление. За всеки режим на работа се снима колебателната характеристика $U_L = f(U_i)$.

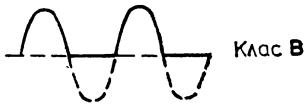


Клас А



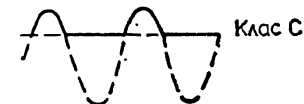
Клас АВ

$$90^\circ < \theta < 180^\circ$$



Клас В

$$\theta = 90^\circ$$



Клас С

$$\theta < 90^\circ$$

Фиг. 14.5

3. Да се снимат правите на обратна връзка $U_L = U_i/\beta$ при няколко стойности на β . За целта се прекъсва връзката между трептящия кръг и колектора и между бобината L_B и базата на транзистора. Върху трептящия кръг от генератора се прилага напрежение (U_L) с честота f_0 и се измерва напрежението U_i , което се установява върху L_B . Коефициентът β се променя чрез превключване на изводите на L_B .

4. Да се определи минималният коефициент на обратна връзка, необходим за самовъзбуждане на генератора при отделните режими на работа. За тази цел от линейната част на построените колебателни характеристики се определя графично коефициентът на усилване на резонансния усилвател А. От условието за самовъзбуждане (14.1) се намира

$$(14.6) \quad \beta_{\min} = \frac{1}{A}$$

5. Да се изследва схемата в качеството на генератор. При отделните режими на работа да се определи експериментално стой-

ността на β , при която е възможно генерирането. За целта при всеки режим на работа чрез превключване на изводите на L_B се увеличава β , докато настъпи самовъзбуждане. Резултатите се сравняват с изчисленията.

6. Да се измери честотата на трептенията по метода на Лисажу. За целта към хоризонталния вход на осцилоскопа се подава сигнал от външния генератор, а към вертикалния вход — сигнал от изхода на изследвания генератор. Честотата на външния генератор се изменя дотогава, докато на екрана на осцилоскопа се получи елипса или окръжност. От скалата на външния генератор се отчита измерваната честота f_G . Тази честота се сравнява с честотата f_o на резонансния усилвател.

7. Да се изследва влиянието на товарното съпротивление R_L и захранващото напрежение U_{CC} върху условията за самовъзбуждане. За целта при няколко зададени стойности на R_L и U_{CC} се измерва изходното напрежение и се проверява кога генерирането прекъсва.

8. Да се изследва нестабилността на честотата на трептенията поради влиянието на температурата. За целта генераторът се поставя в термостат и с цифров честотомер се отчита честотата при няколко зададени температури. Определя се относителната нестабилност на честотата:

$$(14.7) \quad \frac{\Delta f_G}{f_G} = \frac{f_G(T_{\text{nom}}) - f_G(T_{\text{max}})}{f_G(T_{\text{nom}})}$$

9. Да се изследват генераторите от фиг. 14.4. Чрез промяна на R_1 се установява такава дълбочина на обратната връзка и за двата генератора, че да се изпълни условието за самовъзбуждане и изходното напрежение да бъде синусоидно, което се наблюдава с осцилоскопа.

10. Да се изчисли честотата на трептенията f_G на двата генератора при зададени стойности на R и C . Да се установят тези стойности и по метода на Лисажу да се измери f_G . Измерванията да се сравнят с изчисленията.

11. Да се снимат зависимостите $f_G(R)$ и $U_o(R)$. За целта при различни положения на потенциометъра R се измерват честотата на трептенията f_G и изходното напрежение U_o . Да се установи, че при генератора от фиг. 14.4 б изходното напрежение зависи по слабо от честотата, което се дължи на нелинейната обратна връзка.

III. ЗАДАНИЕ

1. Да се разучат макетите и да се начертаят схемите им.

2. Да се свърже генераторът от фиг. 14.1 към измервателните уреди и захранващото устройство. Да се изследва схемата като резонансен усилвател. При положение 0 на K_1 , положение 1 на K_2 и положение 1 на K_3 и при $R_L = \infty$ усилвателят да се настрои в резонанс и да се отчете резонансната честота f_o .

3. Да се снимат колебателните характеристики за четири режима на работа — клас *A*, *AB*, *B* и *C*. От генератора да се подадат няколко зададени стойности на U_i и да се измерят съответните стойности на U_L . Резултатите да се нанесат в табл. 14.1. Всички снети зависимости $U_L(U_i)$ да се начертаят в обща координатна система. При положение 2 на K_2 с оцилоскопа да се наблюдава и начертае формата на колекторния ток за четирите режима.

Таблица 14.1

Клас <i>A</i>	$R_1=R'_1$	U_i, V	U'_i	U''_i	
	$R_2=R'_2$	U_L, V			
Клас <i>AB</i>	$R_1=R'_1$	U_i, V	U'_i	U''_i	
	$R_2=R''_2$	U_L, V			
Клас <i>B</i>	$R_1=R''_1$	U_i, V	U'_i	U''_i	
	$R_2=R'''_2$	U_L, V			
Клас <i>C</i>	$R_1=\infty$	U_i, V	U'_i	U''_i	
	$R_2=R'_2$	U_L, V			

4. Да се снимат правите на обратна връзка за няколко стойности на β . При положение 0 на K_1 , положение 1 на K_2 и положение 2 на K_3 от генератора да се подадат на колекторния трептящ кръг няколко зададени стойности на U_L и да се измерят съответните стойности на U_i . Резултатите да се нанесат в табл. 14.2. Правите на обратната връзка да се начертаят в полето на колебателните характеристики.

Таблица 14.2

β_1 ; извод 1 на L_B	U_L, V	U'_L	U''_L	
	U_i, V			
β_2 ; извод 2 на L_B	U_L, V	U'_L	U''_L	
	U_i, V			
β_3 ; извод 3 на L_B	U_L, V	U'_L	U''_L	
	U_i, V			

5. От наклона на правите на обратна връзка да се определи β за различните изводи на L_B , а от колебателните характеристики — A за всеки от режимите. По формула (14.6) да се намери необходимата стойност на β за всеки от режимите, при която генераторът се самовъзбужда.

6. Да се проверят експериментално резултатите от т. 5 на заданието. Да се изключи външният генератор и при положение 1 на K_2 , положение 1 на K_3 и положения 1, 2 и 3 на K_1 за всеки от режимите да се провери с осцилоскопа, дали генераторът се самовъзбужда. Резултатите да се нанесат в табл. 14.3.

Таблица 14.3

Клас	Извод на L_B	1	2	3
A	Има ли самовъзбуждане; да, не			
AB				
B				
C				

7. Да се измери честотата на генерираните трептения f_G и да се сравни с резонансната честота f_0 .

8. За режим клас A и при положение 1 на K_1 , K_2 и K_3 да се снимат зависимостите $U_L(R_L)$ и $U_L(U_{CC})$. Резултатите да се нанесат в табл. 14.4 и 14.5.

Таблица 14.4

R_L , к Ω	R'_L	R''_L	
U_L , V			

Таблица 14.5

U_{CC} , V	U'_{CC}	U''_{CC}	
U_L , V			

9. При условията от т. 8 на заданието и при $R_L = \infty$ и номинално захранващо напрежение да се измери относителната нестабилност на честотата f_G в зададен температурен обхват.

10. Да се изследват двете схеми от фиг. 14.4. Да се измери честотата на трептенията f_G на двата генератора и резултатите да се сравнят с изчисленията по формули (14.4) и (14.5).

11. При зададени стойности на R за двата генератора да се изчисли функцията $f_G(R)$. Да се снимат експериментално зависимости $f_G(R)$ и $U_o(R)$. Резултатите да се нанесат в табл. 14.6 и получените зависимости да се начертаят. Да се сравнят зависимостите $U_o(R)$ за двата генератора.

Таблица 14.6

Схема от фиг.	$R, k\Omega$		R'	R''	
14.4 а	f_G, Hz	Изчислени			
		Измерени			—
	U_o, V	Изчислени	—	—	
		Измерени			
14.4 б	f_G, Hz	Изчислени			
		Измерени			
	U_o, V	Изчислени	—	—	—
		Измерени			

ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ 15¹

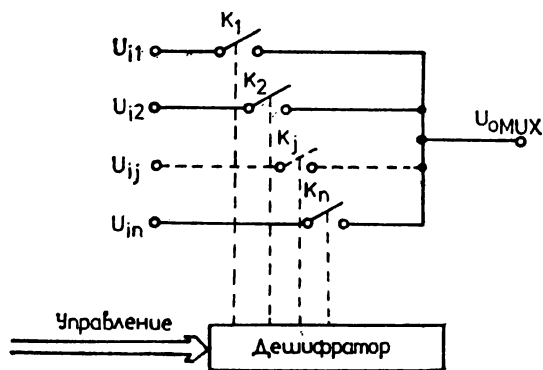
ИЗСЛЕДВАНЕ НА АНАЛОГОВИ МУЛТИПЛЕКСОРИ

I. ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

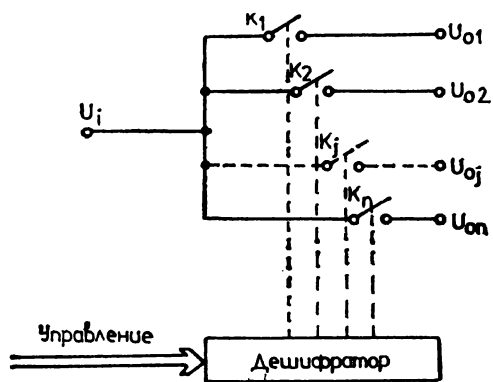
Електронните превключватели, които комутират (превключват) няколко входни сигнала към един изход, се наричат *мултиплексори* (фиг. 15.1), а тези, които превключват един входен сигнал към няколко изхода (товара) — *демултиплексори* (фиг. 15.2). Ключовете се изпълняват чрез полеви или CMOS транзистори, като най-простият тип ключ е показан на фиг. 15.3. На фиг. 15.4 е показан ключ за двуполярни аналогови сигнали. Дешифраторът е логическа схема с m TTL входа, която управлява 2^m ключа. От тук броят на входовете (изходите) на мултиплексора (демултиплексора) е цяла степен 2. На практика броят им е най-често 4 или 8. При повечето видове мултиплексори е възможно пропускане на аналогов сигнал в обратна посока, т. е. използването им като демултиплексори. За простота в разглеждането по-нататък се използва обобщена схема на мултиплексор/демултиплексор, показана на фиг. 15.5.

Идеалните ключове от фиг. 15.1 и 15.2 не отразяват особеностите на реалните ключове (фиг. 15.3 и 15.4). На фиг. 15.6 е показана

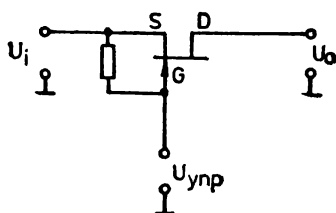
¹ Упражнението е подготвено с активното участие на Олга Б. Попова и Нейко Н. Александров.



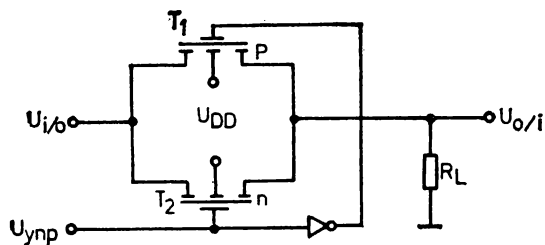
Фиг. 15.1



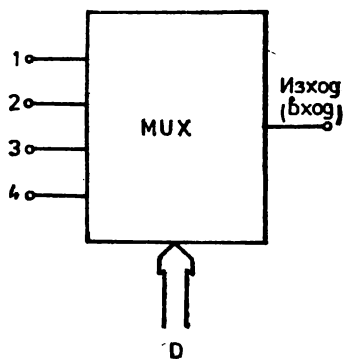
Фиг. 15.2



Фиг. 15.3



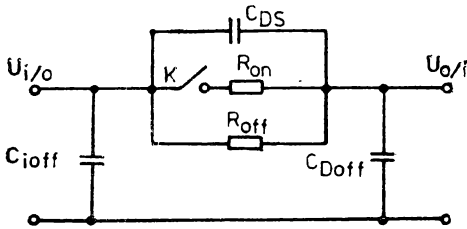
Фиг. 15.4



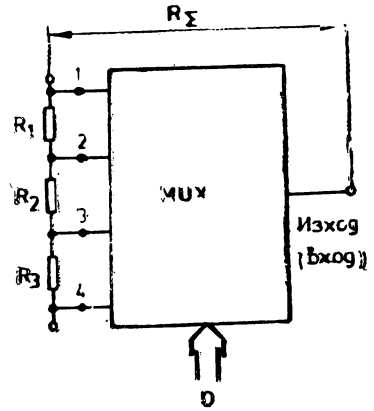
Фиг. 15.5

еквивалентна схема на реален аналогов ключ, въз основа на която са разгледани някои основни параметри на ключа и мултиплексорите:

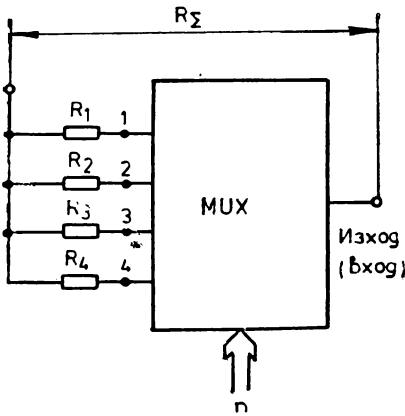
1. Обхват на подаваното входно напрежение. Задава се с мини-



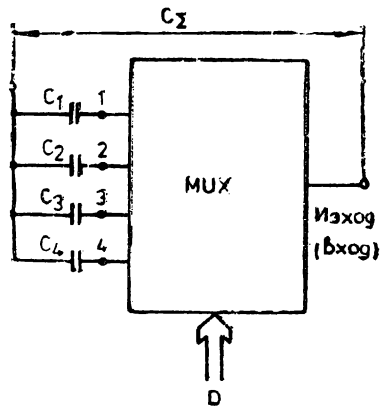
Фиг. 15.6



Фиг. 15.7



Фиг. 15.8



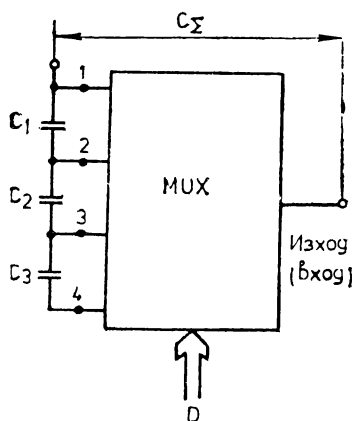
Фиг. 15.9

мално входно напрежение $U_{i, \min}$ максимално входно напрежение $U_{i, \max}$

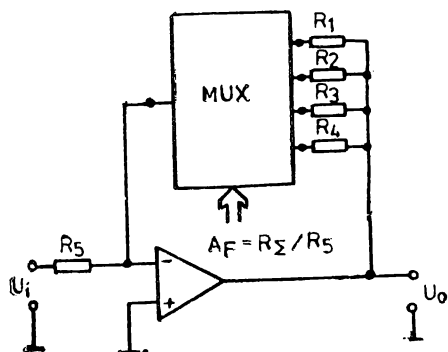
2. Съпротивление на затворения ключ R_{ON} , т. е. на отворения канал в случай на ключ с MOS транзистор.

3. Ток на утечка на отворения ключ I_{OFF} , т. е. на прекъснатия канал в случай на ключ с MOS транзистор.

4. Входен капацитет C_{OFF} . Дефинира се за отворен ключ.
5. Коэффициент на предаване на аналоговия ключ. Зависи от входното напрежение и натоварването и се характеризира с определена полусна честота в областта на високите честоти.



Фиг. 15.10



Фиг. 15.11

6. Време на разпространение. Това е времето, за което, след като бъде избран ключът от дешифратора, входният сигнал води до изменение в изходния.

7. Нелинейни изкривявания. Измерват се с коэффициент на нелинейни изкривявания (клир-фактор, коэффициент на хармоници).

8. Напрежение, ток и фронтове на управляващите сигнали.

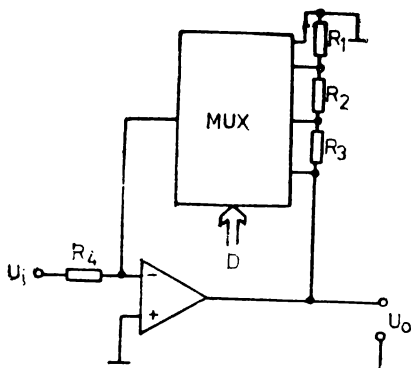
9. Напрежение и ток на захранване на цялата схема.

Мултиплексорите имат изключително широко приложение в системите за събиране на данни, а така също и при реализирането на аналогови устройства с цифрово управление. Най-интересни са следните приложения:

1. Преобразуване на двоично число D в съпротивление R_Σ (фиг. 15.7 - 15.8). Подборът на $R_1, R_{3,4}$, може да се извърши така, че да реализират различни функционални зависимости $R_\Sigma = F(D)$.

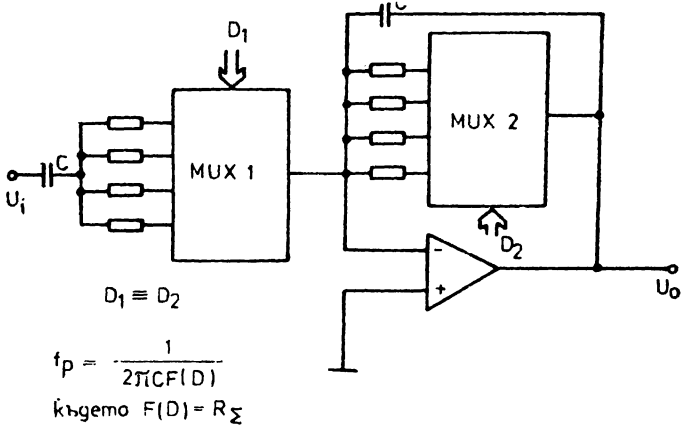
Преобразуване на двоично число D в капацитет C_Σ (фиг. 15.9 и 15.10).

3. Цифрово управление на коефициента на усилване O_U . Реализира се чрез схеми, показани на фиг. 15.11 и 15.12.

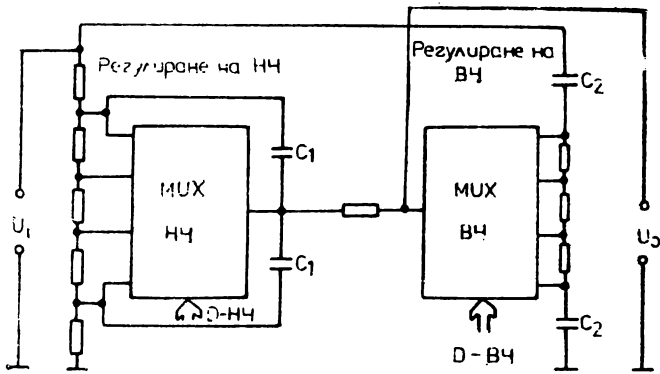


Фиг. 15.12

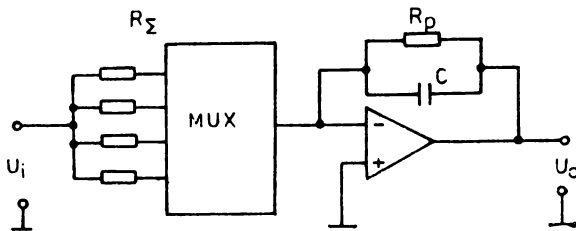
4. Аналогови филтри с цифрово управление. На фиг. 15.13 е показан активен филтър тип *b* (вж. упражнение 13), а на фиг. 15.14—тонкоректор тип Баксендал.



Фиг. 15.13



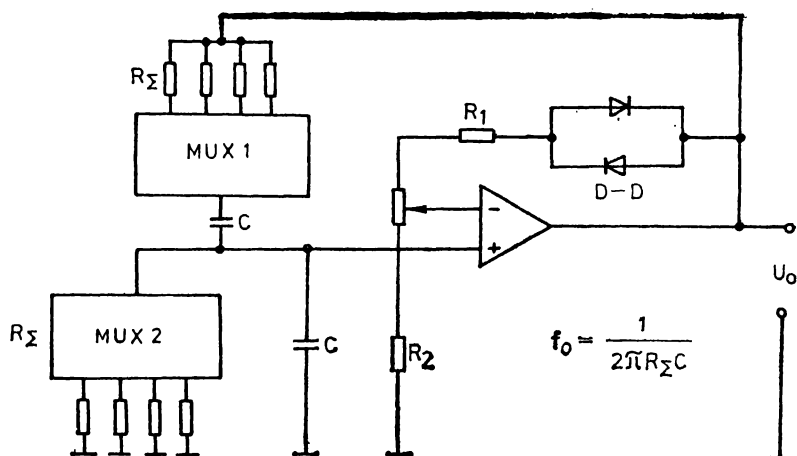
Фиг. 15.14



Фиг. 15.15

5. Интегратор с регулируема времеконстанта — фиг. 15.15.

6. Генератор на синусоиден сигнал с цифрово управление — фиг. 15.16. Използувана е класическата схема на генератор с мост на Вин (вж. и упражнение 14).



Фиг. 15 16

II. ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО И МЕТОДИКА НА ИЗМЕРВАНЕ

Целта на упражнението е:

1. Да се изследва практически реален мултиплексор и да се снимат основните му характеристики.
2. Да се изследват схеми с мултиплексори и да се изучат особеностите им.

Параметрите на реалните мултиплексори влияят силно върху параметрите на схемата, в която са включени. Най-силно е влиянието на:

- съпротивлението на затворения ключ;
- коефициента на предаване;
- коефициента на нелинейни изкривявания.

Тези параметри зависят силно от:

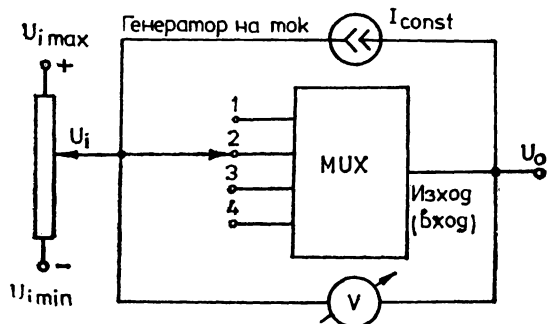
- амплитудата (нивото) на входния сигнал;
- захранващото напрежение на схемата (особено при CMOS);
- температурата.

Снемането на тези зависимости трябва да стане, като се използват съображенията и схемите, представени по-долу:

а. За измерване на съпротивлението на затворения ключ R_{ON} е подходяща схемата от фиг. 15.17. При нея за различно входно напрежение се отчита чрез прецизен волтметър напрежението върху

съпротивлението на затворения ключ, което, разделено на тока от генератора, дава стойността на неизвестното съпротивление.

б. Аналоговите мултиплексори са обикновено работоспособни в много широк честотен обхват. Това налага при снемането на АЧХ



Фиг. 15.17

да се използва по-високочестотна апаратура и прецизно екраниране.

в. Обикновено температурата влияе силно върху параметрите на аналоговите мултиплексори. Ето защо изследванията трябва да се направят за най-малко три стойности на температурата.

4. Да се изследват АЧХ на схемите с мултиплексори от фиг. 15.11—15.15 за три стойности на двоичното число D (управляващия код). Интерес представлява снемането на АЧХ на тези схеми, когато мултиплексорите са заменени с обикновени галетни превключватели.

5. Да се изследва генераторът на Вин от схемата на фиг. 15.16. При тази схема съпротивлението на затворения ключ се добавя към съпротивленията, включени към изводите на мултиплексора. Ако стойностите на тези съпротивления са известни точно (измерени с прецизен омметър), може да се изчисли съпротивлението на затворения ключ. На него се дължи в много голяма степен разликата между измерената и изчислената (по външните резистори към мултиплексора) стойност на честотата на генерираните трептения.

III. ЗАДАНИЕ

1. Да се измерят съпротивленията на различни ключове на мултиплексора във функция на входното напрежение при:

- а) стайна температура и при 60°C ;
- б) понижено и повишено захранващо напрежение.

Резултатите да се представят таблично и графично.

2. Да се снеме АЧХ на мултиплексора при номинално захранващо напрежение, натоварване и входен сигнал при:

- а) стайна температура;
- б) температура 60°C .

3. Да се измери коефициентът на нелинейни изкривявания при номинално захранващо напрежение и натоварване за:

а) три честоти на входното напрежение;

б) три стойности на амплитудата на входното напрежение.

4. За схемата от фиг. 15.11 да се снее АЧХ с мултиплексор и с галетен превключвател. Двете характеристики (раздел II, т. 4) да се представят таблично и графично. Да се обясни разликата.

5. За схемата от фиг. 15.12 — както в т. 4.

6. За схемата от фиг. 15.13 — както в т. 4.

7. За схемата от фиг. 15.14 — както в т. 4.

8. За схемата от фиг. 15.15 — както в т. 4.

9. За три стойности на кода D да се измери честотата на генерации и да се сравни с определената по аналитичен път за моста на Вин. Въз основа на разликата между тези честоти да се определи съпротивлението на включения ключ на мултиплексора и получената стойност се сравни с резултата от т. 1. Да се обяснят разликите (вж. раздел II, т. 5).

ЛИТЕРАТУРА

1. *Алексенко, А., Е. Коломбет, Г. Стародуб.* Применение прецизионных аналоговых микросхем. М., Радио и связь, 1985.
2. *Атанасов, А.* Ръководство за лабораторни упражнения по полупроводникови усилватели. С., ВМЕИ, 1973.
3. *Грэм, Д., Д. Тоби, Л. Хьюлсман.* Проектирование и применение операционных усилителей. М., Мир, 1974.
4. *Доневска, Л., Д. Стаменов.* Ръководство за лабораторни упражнения по електронни усилватели и генератори. С., ВМЕИ, 1983.
5. *Златаров, В.* Електронни аналогови схеми и устройства-записки. С. ВМЕИ, 1986 г.
6. *Златаров, В., Л. Доневска, Д. Стаменов, И. Немигенчев.* Електронни аналогови схеми и устройства. С., Техника, 1988.
7. *Титце, У., И. Шенк.* Полупроводниковая схемотехника. М., Мир, 1982.
8. *Фолкенбери Л.* Применения операционных усилителей и линейных ИС. М., Мир, 1985.

СЪДЪРЖАНИЕ

Увод		3
Лабораторно упражнение 1	Изследване на нестабилността на тока в работната точка на транзисторни стъпала.	5
Лабораторно упражнение 2.	Изследване на усилвателни стъпала по схема с общ емитер и по схема с общ сорс	16
Лабораторно упражнение 3.	Изследване на честотните и преходните характеристики на усилвателни стъпала по схема с общ емитер и по схема с общ сорс	23
Лабораторно упражнение 4.	Изследване на усилвателни стъпала по схема с общ колектор и по схема с общ дрейн	30
Лабораторно упражнение 5.	Изследване на усилватели с обратна връзка	35
Лабораторно упражнение 6.	Изследване на транзисторни каскодни усилватели	44
Лабораторно упражнение 7.	Изследване на безтрансформаторни усилватели на мощност	50
Лабораторно упражнение 8.	Изследване на диференциални усилватели	60
Лабораторно упражнение 9.	Изследване на операционен усилвател	67
Лабораторно упражнение 10.	Изследване на интегратори с операционни усилватели	78
Лабораторно упражнение 11.	Изследване на диференциатори с операционни усилватели	85
Лабораторно упражнение 12.	Изследване на логаритмични схеми с операционни усилватели	90
Лабораторно упражнение 13.	Изследване на активни филтри с операционни усилватели	96
Лабораторно упражнение 14.	Изследване на LC - и RC -генератори на хармонични трептения	101
Лабораторно упражнение 15.	Изследване на аналогови мултиплексори	110
Литература		118

**РЪКОВОДСТВО ПО ЕЛЕКТРОННИ
АНАЛОГОВИ СХЕМИ И УСТРОЙСТВА**
(лабораторни упражнения)

Автори: доц. к.т.н. инж. **ЛИЛА АНДРЕЕВА**
ДОНЕВСКА
доц. к.т.н. инж. **ДИМИТЪР ИЛИЕВ**
СТАМЕНОВ
к.т.н. инж. **НИКОЛАЙ ТРИФОНОВ ЧАМОВ**

Рецензенти: проф. к.ф.м.н. инж. **ВАСИЛ КРЪСТЕВ**
ЗЛАТАРОВ
доц. к.т.н. инж. **СТЕФАН ЕВТИМОВ**
ТАБАКОВ

Националност *българска*

Първо издание

Код 03 $\frac{9534622211}{4805-458-88}$

Изд. № 15719

Научен редактор инж. *Анна Бакалова*
Художник *Веселин Цаков*
Художествен редактор *Вихра Стоева*
Технически редактор *Лили Волицер*
Коректор *Тодорка Петкова*

Дадена за набор на 13. IV. 1988 г.
Подписана за печат м. ноември 1988 г.
Излязла от печат м. ноември 1988 г.
Формат 60×90/16
Печ. коли 7,50
Изд. коли 7,50
УИК 8,28
Тираж 7000+88
Цена 0,50 лв.

Държавно издателство „Техника“, бул. Руски 6, София
Държавна печатница „Г. Димитров“, Ямбол

ЦЕНА 0,50 ЛВ.