

3. АНАЛИЗ НА ОСНОВНИТЕ УСИЛВАТЕЛНИ СЪПАЛА

Повечето усилватели съдържат голям брой активни елементи (биполярни, или полеви транзистори) и условно се разделят на отделни части, наречени *стъпала*, които могат да работят и да се разглеждат самостоятелно. Всъщност стъпалото е най-малката усилвателна клетка. При това освен в структурата на сложните усилвателни устройства отделните усилвателни стъпала са основна градивна част на всички останали аналогови и аналогово-цифрови устройства.

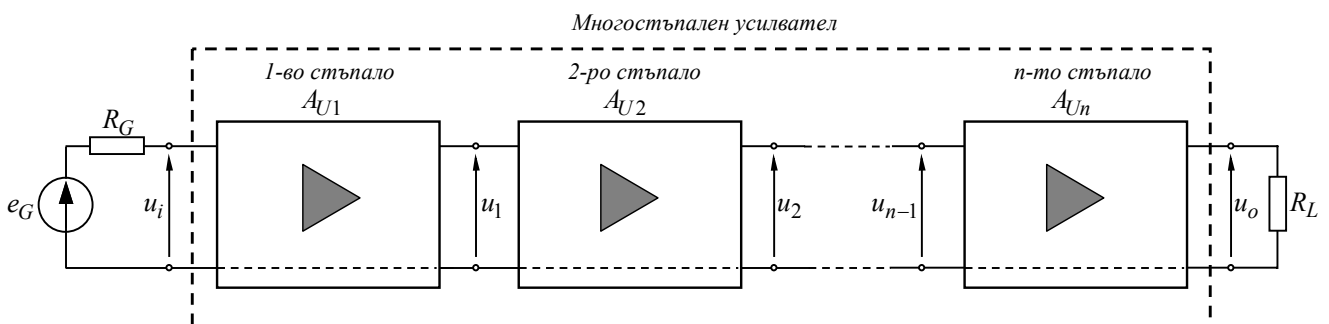
Усилвателите, съдържащи повече от едно стъпало, се наричат многостъпални. Броят n на стъпалата в многостъпалните усилватели се определя, като се раздели необходимият коефициент на усилване по напрежение $A_U = u_o / u_i$ на коефициента на усилване $A_{U,1}$ на едно стъпало:

$$(3.1) \quad n \geq A_U / A_{U,1}.$$

За усилватели с честотен обхват до около 1MHz коефициентът на усилване $A_{U,1}$ е в границите от 10 до 100, а понякога (при високоомен товар) може да бъде и по-голям. По-малките стойности (10... 20) се отнасят за стъпалата с MOS транзистори [3, 5, 21]. За усилватели с работен честотен обхват над 1MHz коефициентът на усилване на едно стъпало е по-малък. Колкото честотният обхват е по-широк, толкова по-малко е усилването.

На фиг. 3.1 е показана блокова схема на многостъпален усилвател (с n стъпала), в който отделните стъпала са каскадно (верижно) свързани. Това означава, че изходът на предходно стъпало е свързан с входа на следващо стъпало. При условие, че всяко стъпало е с голямо входно и малко изходно съпротивление, реализираната предавателна функция ще бъде по напрежение. Тогава за отделните стъпала се получават формулите:

$$A_{U1} = u_1 / u_i, \quad A_{U2} = u_2 / u_1 \dots A_{Un} = u_o / u_{n-1}.$$



Фиг. 3.1. Блокова схема на многостъпален усилвател.

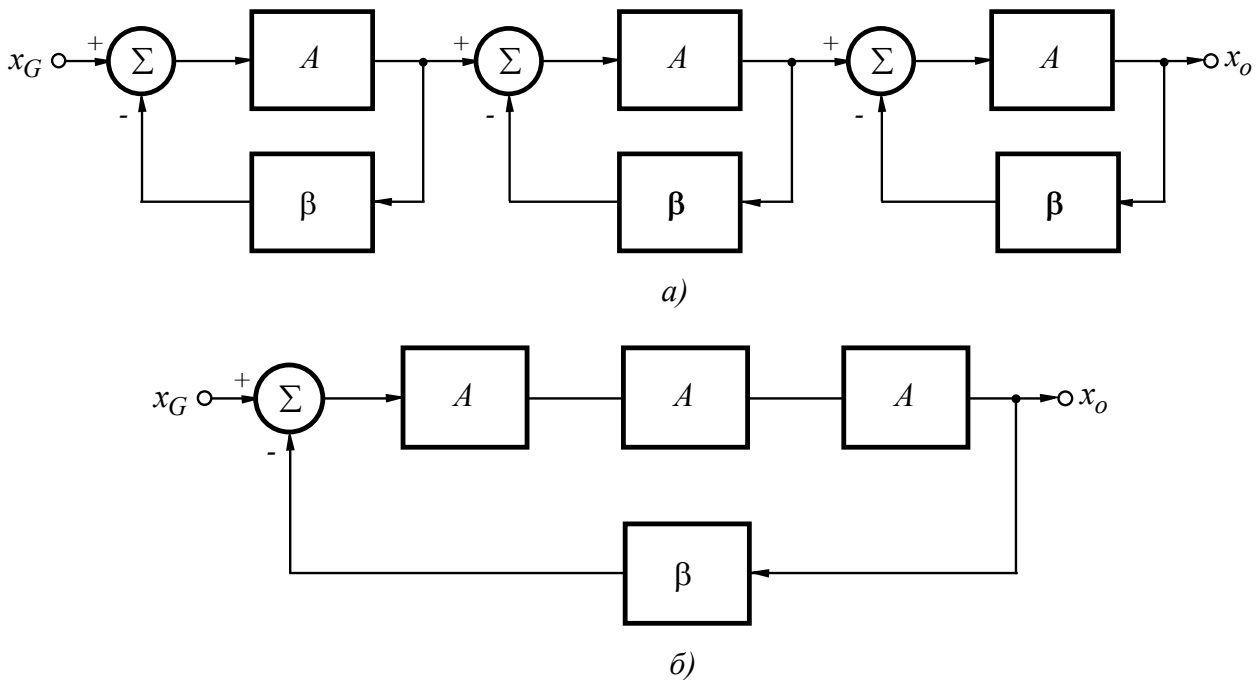
След заместване на коефициентите на усилване A_{U1} , A_{U2} и т.н. във формула (1.3а) за общия коефициент на усилване по напрежение се намира

$$(3.2) \quad A_U = \frac{u_o}{u_i} = A_{U1} A_{U2} \dots A_{Un}.$$

За електронна схема на многостъпален усилвател са възможни два варианта на прилагане на ООВ. В първия вариант, показан на фиг. 3.2а, към всяко усилвателно стъпало се прилага локална ООВ. При условие, че отделните звена са с еднакъв коефициент на усилване A и коефициентите на предаване β за ОВ също имат равни стойности, за общия коефициент на усилване се получава

$$(3.3a) \quad A_{F(-)} = \left(\frac{A}{1 + \beta A} \right)^n,$$

където n е броят на стъпалата на многостъпалния усилвател.



Фиг. 3.2. Многостъпален усилвател: а) с локални обратни връзки; б) с обща ООВ.

При $\beta A \gg 1$ за относителното изменение на коефициента на усилване се намира

$$(3.3б) \quad \frac{\Delta A_{F(-)}}{A_{F(-)}} = n \frac{1}{1 + \beta A} \frac{\Delta A}{A} - n \frac{\Delta \beta}{\beta}.$$

Анализът на (3.3б) показва, че относителното изменение на коефициента на усилване $A_{F(-)}$ се определя главно от стабилността на ООВ, представено чрез относителното изменение на коефициента $\Delta \beta / \beta$, но умножено с n .

Във втория вариант, показан на фиг. 3.2б, към усилвателя, съставен от n на брой стъпала, се прилага обща ООВ с коефициент на предаване β . Тогава за общия коефициент на усилване се получава

$$(3.4a) \quad A_{F(-)} = \frac{A^n}{1 + \beta A^n}.$$

В този случай при $\beta A^n \gg 1$ за относителното изменение на коефициента на усилване се намира

$$(3.46) \quad \frac{\Delta A_{F(-)}}{A_{F(-)}} = n \frac{1}{1 + \beta A^n} \frac{\Delta A}{A} - \frac{\Delta \beta}{\beta}.$$

Сравнението на формули (3.36) и (3.46) показва, че относителното изменение на коефициента на усилване с обща ООВ ще бъде по-малко от относителното изменение на схема с локални обратни връзки. Тогава при многостъпални усилватели, когато е възможно, се предпочита прилагане на обща ООВ, тъй като тя ще осигури по-малко изменение на общия коефициент на усилване.

3.1. Основни схеми за установяване на работна точка

3.1.1. Схеми за биполярни транзистори

За да може една схема с маломощен биполярен транзистор да усилва е необходимо той да работи в *нормален активен режим*. Това означава, че напрежението $U_{CB} > 0$ и от порядъка на няколко волта, а напрежението $U_{BE} \approx 0,6 \dots 0,7V$ за силициеви транзистори. Използването на две напрежения от различни източници е необосновано от конструктивно-технологична и икономическа гледна точка. Затова най-често се използва едно захранващо напрежение V_{CC}^+ и няколко резистора, свързани по подходящ начин, за получаване на необходимите напрежения и токове в транзистора. От теорията на полупроводниковите елементи е известно, че съвкупността от установилите се в транзистора постоянни напрежения и токове определя т.нар. **работна точка** (англ. *dc operating point* или *bias point*), която най-често се означава с главна латинска буква Q [18]. Когато се избира работна точка, тя винаги трябва да бъде разположената в *полето на безопасна работа* на изходните статични характеристики $I_C = f(U_{CE})$ на даден транзистор.

Основната схема за установяване на работна точка на биполярен транзистор е показана на фиг. 3.3а. Тя съдържа един NPN транзистор и два резистора, като при подаване на положителното захранващо напрежение V_{CC}^+ в транзистора се установяват необходимите напрежения и токове. От анализа на входната и изходната верига се получават следните уравнения:

$$V_{CC}^+ = I_B R_B + U_{BE}, \quad V_{CC}^+ = I_C R_C + U_{CE} \quad \text{и} \quad I_C = \bar{\beta} I_B,$$

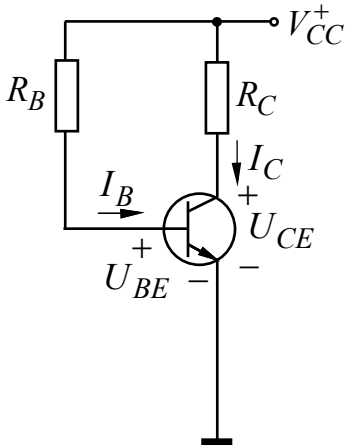
където $\bar{\beta}$ е интегралният коефициент на усилване по ток.

Тогава за избрана работна точка и напрежение V_{CC}^+ за необходимите стойности на съпротивленията се получават формулите

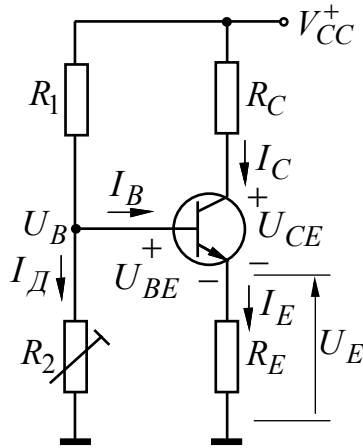
$$R_B = (V_{CC}^+ - U_{BE,Q}) / I_{B,Q} \quad \text{и} \quad R_C = (V_{CC}^+ - U_{CE,Q}) / I_{C,Q}.$$

Недостатък на разгледаната схема е сравнително голямата нестабилност на колекторния ток, която се дължи на зависимостта на $\bar{\beta}$ от температурата. Влиянието на този недостатък е намалено в схемата от фиг. 3.3б. В нея делителят $R_1 - R_2$ е избран така, че токът I_D през него да бъде по-голям от I_B , т.е.

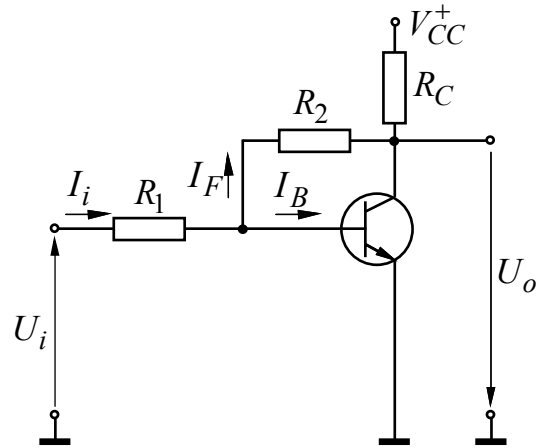
$$I_D \approx \frac{V_{CC}^+}{R_1 + R_2}; U_B = I_D R_2 \rightarrow U_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}^+ \text{ за } I_D \gg I_B.$$



Фиг. 3.3а. Схема със стабилен базов ток.



Фиг. 3.3б. Схема с базов делител и ООВ по ток.



Фиг. 3.3в. Схема ОЕ и паралелна ООВ по напрежение.

По този начин напрежението на базата U_B става почти независимо от I_B . При повишаване на температурата I_C нараства, нараства и напрежението на емитера $U_E \approx I_E R_E$ ($I_E \approx I_C$), поради което спада напрежението U_{BE} , а това предизвиква намаляване на I_B и I_C . Така I_C остава сравнително стабилен. Всъщност съпротивлението R_E стабилизира работната точка; схемата с R_E е известна като *схема с емитерна стабилизация*. Поради толеранса на напрежението U_{BE} за индивидуална донастройка на т. Q често R_2 се замества с тример-потенциометър.

Друг вариант на схемата с ООВ е показана на фиг. 3.3в. В нея транзисторът е свързан по схема ОЕ. В режим на покой (при липса на входно напрежение) $I_B = -I_F$. Тогава при увеличаване на I_C с повишаване на температурата нараства напрежението върху R_C и намалява токът $I_B = (U_C - U_{BE}) / R_2$, така че се ограничава нарастването на I_C .

Трите схеми от фиг. 3.3а, 3.3б и 3.3в са в основата на структурата на усилвателните стъпала. По принцип те се използват за установяване на т. Q и при трите основни схеми на свързване – *общ емитер* (ОЕ), *общ колектор* (ОК) и *обща база* (ОБ).

3.1.2. Схеми за MOS транзистори

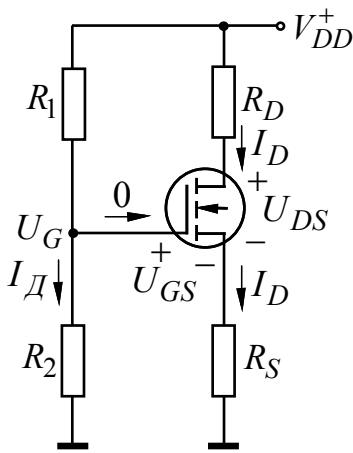
Двете основни схеми за установяване на работна точка в MOS транзистор са показани на фиг. 3.4 и фиг. 3.5. В тях MOS транзисторът трябва да работи в

областта на насищане (или в пентоден режим на работа), т.е. $U_{DS} \geq U_{DSAT} = U_{GS} - U_{TN}$, където U_{TN} е праговото напрежение. Освен това подложката на транзистора се свързва към потенциал нула.

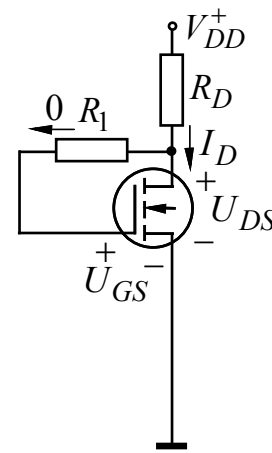
В областта на насищане формулата за дрейновия ток има вида

$$(3.5) \quad I_D = \frac{\mu_n C_{ox} W}{2L} (U_{GS} - U_{TN})^2 [1 + \lambda(U_{DS} - U_{DSAT})],$$

където μ_n е подвижността на електроните, C_{ox} е специфичният капацитет (капацитетът на единица площ) на окиса под гейта, W е ширината на канала, L е дължината на канала, а λ е коефициент на модулация на дължината на канала като най-често варира в границите $0,01 \dots 0,1 V^{-1}$ [9].



Фиг. 3.4. Схема с фиксирано напрежение на гейта и ООВ по ток.



Фиг. 3.5. Схема с ООВ по напрежение чрез високоомен резистор между гейта и дрейна.

След диференциране на формула (3.5) за стръмността g_m и диференциалното съпротивление r_{DS} (представляващо изходното съпротивление) на транзистора се намират

$$(3.6) \quad g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \right|_{U_{DS} = const} \approx \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (U_{GS} - U_{TN}) = \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D} = \frac{2I_D}{U_{GS} - U_{TN}}$$

и

$$(3.7) \quad g_{DS} = \frac{1}{r_{DS}} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{DS}} \right|_{U_{GS} = const} = \lambda \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (U_{GS} - U_{TN})^2 \approx \lambda I_D.$$

За схемата от фиг. 3.4, понеже гейтовият ток е нула за напрежението U_G , се получава $U_G = V_{DD}^+ [R_2 / (R_1 + R_2)]$. При това R_1 и R_2 могат да се избират с голяма стойност (от порядъка на няколко $M\Omega$), така че да не се намалява входното съпротивление при свързване в схема ОС или ОД. Съпротивлението R_S формира ООВ по ток, като създава *сорсова стабилизация*. За схемата от фиг. 3.5 при използване на високоомен резистор R_1 напрежението U_G е равно на U_D ($I_G = 0$), тогава $U_{GS} = U_{DS} = V_{DD}^+ - I_D R_D$ или $V_{DD}^+ = U_{GS} + I_D R_D$.

Тогава при увеличаване на I_D вследствие увеличаване на температурата напрежението U_{GS} намалява. Спадането на U_{GS} предизвиква намаляване на I_D в посока на първоначално зададената стойност.

3.2. Анализ на основните усилвателни стъпала при средни честоти

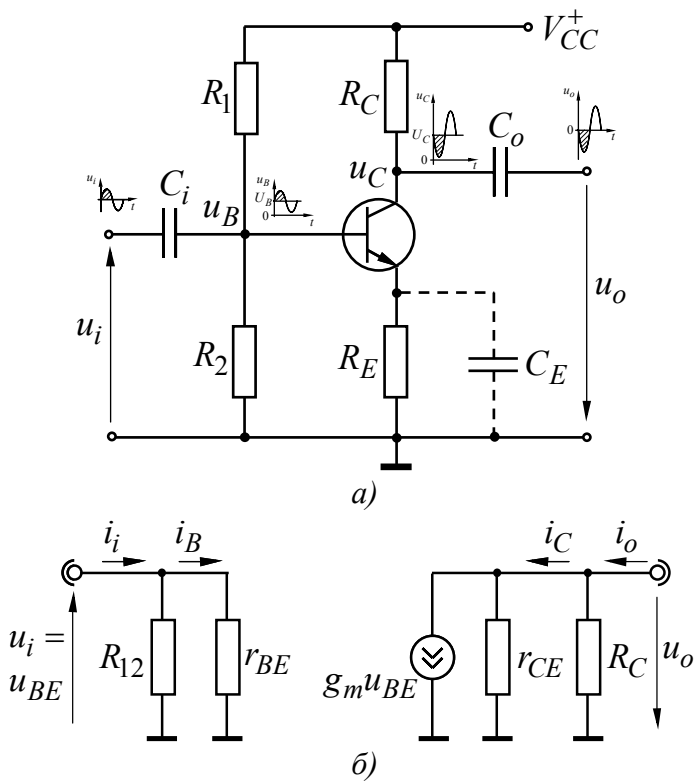
3.2.1. Усилвателни стъпала по схема общ емитер (ОЕ) и общ сорс (ОС)

Основното усилвателно стъпало както за променливотокови, така и за постояннотокови сигнали е схема с биполярен транзистор, свързан по схема общ емитер (ОЕ). Принципната схема ОЕ (*common-emitter circuit*) е показана на фиг. 3.6а. В интегралните схеми необходимото за работата на транзистора преднапрежение се осигурява от източника на сигнала, а при стъпалата с дискретни транзистори – чрез делителя $R_1 - R_2$. В този случай стъпалото се разделя от източника на сигнала и от товара по постоянен ток с разделителните кондензатори C_i и C_o . Изходният сигнал се получава върху товарното съпротивление R_C , а R_E се използва за термокомпенсация на колекторния ток. При увеличаване на температурата колекторният ток нараства, като емитерният ток също нараства. В резултат на това напрежението върху R_E се увеличава, напрежението между базата и емитера намалява и компенсира частично или напълно първоначалното изменение на I_C . При променливотоковите стъпала към R_E се включва кондензатор C_E с голям капацитет, за да се избегне намаляването на коефициента на усилване. Всъщност по променлив ток кондензаторът C_E дава накъсо (шунтира) R_E .

Предполага се, че транзисторът работи като усилвател в режим на малък сигнал, за който амплитудата на променливия сигнал е значително по-малка от постоянните напрежения и токове в различните изводи на транзистора. При това работната точка на транзистора се премества в линейните участъци на ВАХ. Отрицателният извод на източника на захранващо напрежение V_{CC}^+ се включва към общия проводник на схемата, който на фиг. 3.6а е заземен.

Работата на схемата като усилвател се основава на зависимостта на колекторния ток I_C от напрежението U_{BE} съгласно приблизителната формула $I_C \approx I_S \exp(U_{BE}/\varphi_T)$, където $\varphi_T = kT/q$ е топлинният потенциал със стойност $\approx 26mV$ за стайна температура (25° или $T = 298K$). Наклонът на зависимостта за избрана работна точка Q е свързан със стръмността g_m (или S) при $U_{CE} = const$:

$$(3.8) \quad g_m = \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \right|_Q \approx \frac{I_{C,Q}}{\varphi_T}.$$



Коефициент на усилване по напрежение:

$$u_o = -g_m u_{BE} (R_C \parallel r_{CE}) \text{ или}$$

$$A_U = \frac{u_o}{u_i} \Big|_{i_o=0} = -g_m (R_C \parallel r_{CE}) \approx -g_m R_C \quad (r_{CE} \gg R_C)$$

Входно съпротивление (вж. формула (1.11a)):

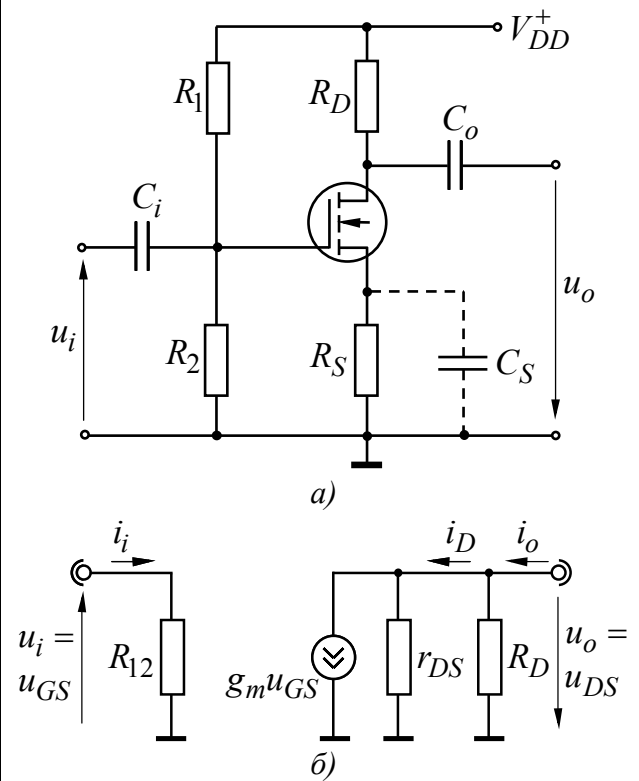
$$r_{iA} = \frac{u_i}{i_i} = R_{12} \parallel r_{BE} \approx r_{BE} \quad (R_{12} = R_1 \parallel R_2, R_{12} \gg r_{BE})$$

Изходно съпротивление:

$$r_{oA} = \frac{u_o}{i_o} = R_C \parallel r_{CE} \approx R_C \quad (R_C \ll r_{CE})$$

Фиг. 3.6. Усилвателно стъпало с NPN транзистор, свързан по схема ОЕ: а) електрическа схема; б) еквивалентна схема и основни динамични параметри.

През кондензатора C_i към базата се подава променлив синусоиден сигнал (вж. фиг. 0.1 на стр. 8), подлежащ на усилване. За положителния полупериод напрежението u_{BE} нараства с Δu_{BE} , колекторният ток се увеличава с $\Delta i_C \approx g_m \Delta u_{BE}$. Променливият ток Δi_C е изходен ток и протичайки през товарния резистор R_C , създава пад на напрежение $\Delta i_C R_C$. В резултат на това напрежението u_{CE} намалява с $\Delta u_{CE} = -\Delta i_C R_C$. На изхода през разделителния кондензатор C_o се получава само променливо напрежение $u_o = \Delta u_{CE}$. От направените разглеждания се вижда, че схема ОЕ обръща фазата на усиленото

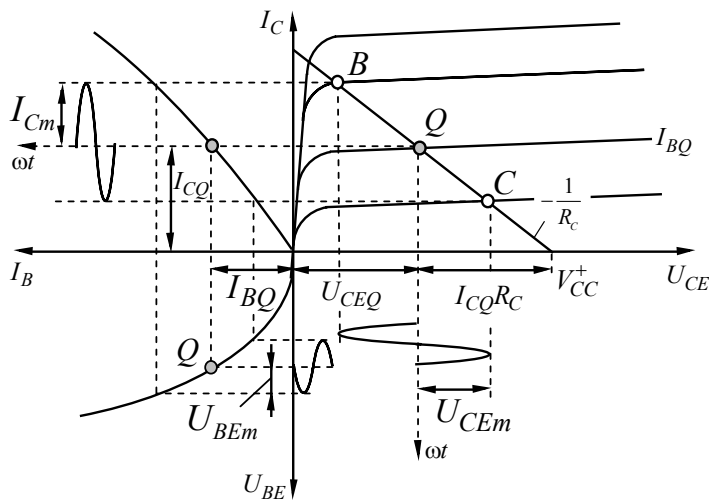


$$A_U = \frac{u_o}{u_i} \Big|_{i_o=0} = -g_m (R_D \parallel r_{DS}) \approx -g_m R_D \quad (r_{DS} \gg R_D)$$

$$r_{iA} = \frac{u_i}{i_i} = R_{12} \quad (R_{12} = R_1 \parallel R_2)$$

$$r_{oA} = \frac{u_o}{i_o} = R_D \parallel r_{DS} \approx R_D \quad (R_D \ll r_{DS})$$

Фиг. 3.7. Усилвателно стъпало с MOS транзистор с индуциран N канал, свързан по схема ОС: а) електрическа схема; б) еквивалентна схема и основни динамични параметри.



Фиг. 3.8. Графично представяне на усилвателните свойства на биполярен транзистор, свързан по схема ОЕ с помощта на статичните характеристики и товарната права.

напрежение на 180° – на положителен полупериод на входното напрежение съответства отрицателен полупериод на изходното напрежение и обратно.

Обръщането на фазата на усилваното напрежение може да се види и от графичното построяване на входното и изходното напрежение върху товарната права $i_C = -\frac{1}{R_C}(u_{CE} - V_{CC}^+)$ в полето на статичните характеристики на транзистора на фиг. 3.8.

Коефициентът на усилване по напрежение показва колко пъти Δu_{CE} е по-голямо от Δu_{BE} , т.е.

$$(3.9) \quad A_U = \frac{\Delta u_{CE}}{\Delta u_{BE}} \approx -\frac{\Delta i_C R_C}{\Delta u_{BE}} \approx -g_m R_C.$$

По-точна стойност за коефициента A_U , както и формули за входното и изходното съпротивление могат да се определят чрез еквивалентната схема от фиг. 3.6б. Тя се получава при разглеждане на схемата по променлив ток, като захранващият източник се дава накъсо и $\omega C_i, \omega C_o$ и $\omega C_E \rightarrow \infty$. Освен това транзисторът се замества с малосигналната еквивалентна схема (вж. Приложение 2). Анализът на получените формули показва, че входното съпротивление се определя от съпротивлението r_{BE} , което може да има стойности от няколко стотин ома до няколко килоома. Изходното съпротивление се определя основно от товарното съпротивление R_C , което също достига стойности до няколко килоома.

При отчитане на вътрешното съпротивление R_G на източника на входен сигнал и при включване на външен товар в изхода със съпротивление R_L съгласно формула (1.4) и формули (1.11) за пълния коефициент на усилване по напрежение се получава:

$$(3.10) \quad A = \frac{u_o}{e_G} = \frac{r_{iA}}{R_G + r_{iA}} A_U \frac{R_L}{R_L + r_{oA}}.$$

Принципната схема на усилвателно стъпало с MOS транзистор с индуциран N канал (nMOSFET), свързан по схема общ сорс (ОС), е показана на фиг. 3.7а. В нея по променлив ток сорсът е общата точка за източника на сигнала и товара. По променлив ток R_S е шунтиран с кондензатора C_S .

Формулите за коефициента на усилване по напрежение, входното съпротивление и изходното съпротивление на схемата ОС въз основа на еквивалентната схема са дадени под нея във фиг. 3.7б. Поради голямото входно съпротивление на MOS транзисторите ($r_{GS} \gg R_{12}$) $r_{iA} = R_{12}$.

При условие, че резисторът R_E не се шунтира с кондензатор (фиг. 3.6а), се получава схема *ОЕ с емитерно съпротивление*. При това R_E действа като последователна ООВ по променлив ток. Въз основа на формулите, дадени в таблица 2.2 (ред трети) за основните динамични параметри се получава:

$$(3.11) \quad A_U = \left. \frac{u_o}{u_i} \right|_{i_o=0} = -\frac{g_m R_C}{1 + g_m R_E} \stackrel{g_m R_E \gg 1}{\approx} -\frac{R_C}{R_E},$$

$$(3.12) \quad r_{iA} = \left. \frac{u_i}{i_i} \right|_{i_o=0} = R_{12} \parallel [r_{BE}(1 + g_m R_E)] \text{ и}$$

$$(3.13) \quad r_{oA} = \left. \frac{u_o}{i_o} \right|_{u_i=0} \approx R_C \parallel [r_{CE}(1 + g_m R_E)] \stackrel{R_C \ll r_{CE}}{\approx} R_C.$$

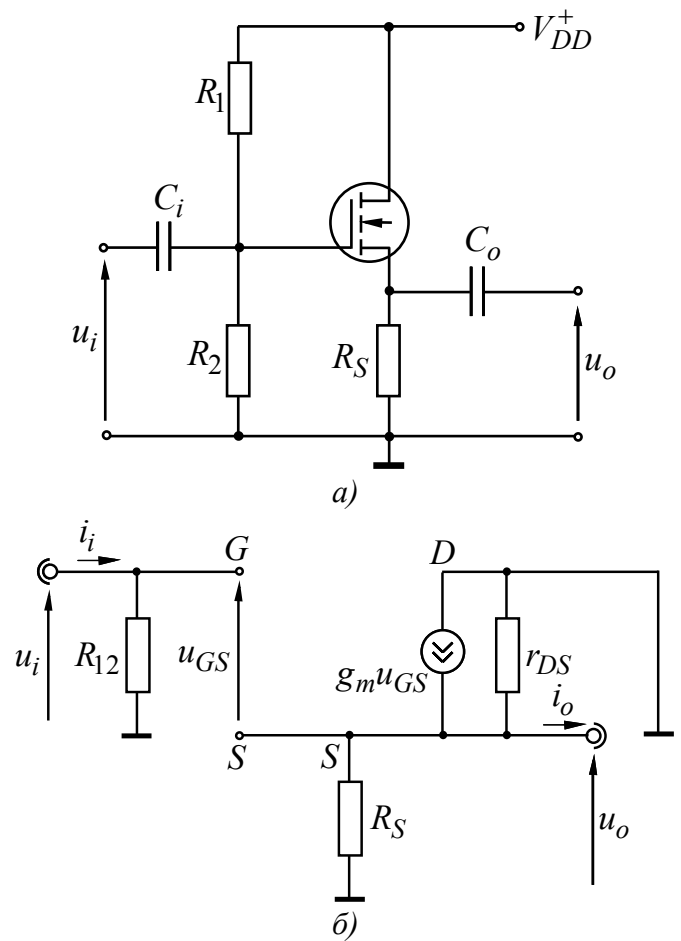
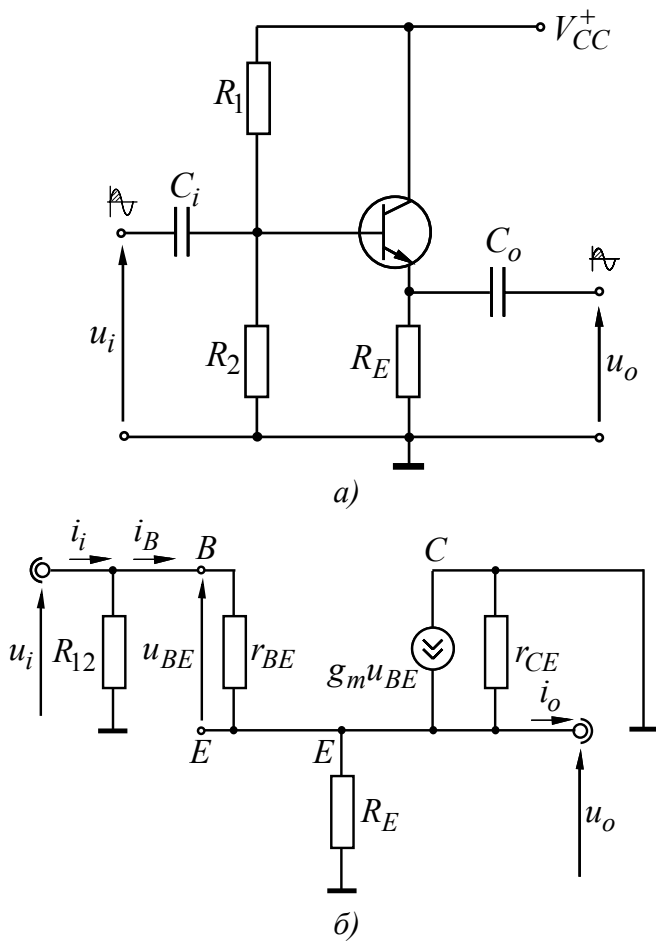
При премахване на кондензатора C_S в схемата от фиг. 3.7а се получава ОС със сорсово съпротивление. Формулите за основните параметри са подобни на тези за схемата ОЕ с емитерно съпротивление.

Друг вариант на усилвателното стъпало по схема ОЕ е *схемата с паралелна ООВ по напрежение* (вж. фиг. 3.3в). За нея изменението на базовия ток ΔI_B се получава като алгебрична сума от изменението на входния ток ΔI_i и тока в ООВ ΔI_F . Тогава при увеличаване на U_i с ΔU_i се повишава напрежението U_{BE} , а изходното напрежение се намалява със стойност $|\Delta U_o| \gg \Delta U_{BE}$. Ако се пренебрегне базовият ток ($\Delta I_B \ll \Delta I_F$), $\Delta I_F \approx \Delta I_i$. Тогава $\Delta I_i \approx \Delta U_i / R_1$. При това за изменението на изходното напрежение се получава $\Delta U_o = \Delta U_{BE} - \Delta I_F R_2 \approx -\Delta I_F R_2 \approx -(R_2 / R_1) \Delta U_i$ или $A_U \approx -(R_2 / R_1)$.

Основните предимства на схемите с ООВ по ток и напрежение са, че при дълбока ОБ коефициентът на усилване по напрежение се определя основно от отношението на резисторите и слабо зависи от физическите параметри на транзисторите и техните изменения, например от температурата.

3.2.2. Усилвателни стъпала по схема общ колектор (ОК) и общ дрейн (ОД)

Принципната схема на усилвателното стъпало с биполярен транзистор, свързан по схема общ колектор (ОК) (*common-collector circuit*), е дадена на фиг.3.9а. Тя е съставена от един NPN транзистор, емитерно съпротивление R_E , делител с $R_1 - R_2$ и захранващ източник, включен към колектора и горната точ-



Коефициент на усилване по напрежение:
 За възел E се съставя следното уравнение по първи закон на Кирхоф:

$$\frac{u_i - u_o}{r_{BE}} + g_m u_{BE} = \left(\frac{1}{R_E} + \frac{1}{r_{CE}} \right) u_o \text{ за}$$

$u_{BE} = u_i - u_o$, тогава

$$A_U = \frac{u_o}{u_i} \Big|_{i_o=0} \approx \frac{g_m R_E}{1 + g_m R_E} \quad \begin{matrix} g_m r_{BE} \gg 1 \\ r_{CE} \gg R_C \\ g_m R_E \gg 1 \end{matrix}$$

Входно съпротивление:

$$r_{iA} = \frac{u_i}{i_i} = R_{12} \parallel (r_{BE} + \beta R_E) \approx R_{12} \parallel \beta R_E,$$

където $\beta = g_m r_{BE}$

Изходно съпротивление:

$$r_{oA} = \frac{u_o}{i_o} \approx R_E \parallel \left(\frac{R_G}{\beta} + \frac{1}{g_m} \right), \text{ } R_G \text{ е вътр. съпр. на}$$

източника на входен сигнал (вж. фиг. 1.5а)

Фиг. 3.9. Усилвателно стъпало с NPN транзистор, свързан по схема ОК: а) електрическа схема; б) еквивалентна схема и основни динамични параметри.

За възел S се съставя следното уравнение по първи закон на Кирхоф:

$$g_m u_{GS} = \left(\frac{1}{R_S} + \frac{1}{r_{DS}} \right) u_o \text{ за } u_{GS} = u_i - u_o, \text{ тогава}$$

$$A_U = \frac{u_o}{u_i} \Big|_{i_o=0} \approx \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S} \quad r_{DS} \gg 1/g_m$$

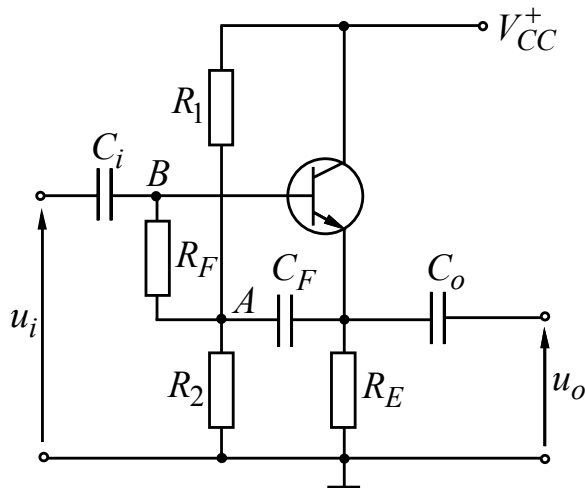
$$r_{iA} = \frac{u_i}{i_i} = R_{12}$$

$$r_{oA} = \frac{u_o}{i_o} \approx \frac{1}{g_m} \parallel R_S$$

Фиг. 3.10. Усилвателно стъпало с MOS транзистор с индуциран N канал, свързан по схема ОД: а) електрическа схема; б) еквивалентна схема и основни динамични параметри.

ка на делителя. Входният сигнал през разделителен кондензатор C_i се подава към базата, а изходният сигнал се получава в емитера също през кондензатор. Колекторът на транзистора е общата точка, тъй като спрямо променливите сигнали захранващият източник се дава накъсо. При подаване на променлив сигнал за положителната полувайна колекторният ток се увеличава и в резултат на това и напрежението върху R_E също се увеличава. Изходното напрежение следва входното напрежение с разлика от u_{BE} . Стъпалото ОК е известно още като *емитерен повторител*. Транзисторът работи в активен режим.

Формулите за основните динамични параметри на схемата ОК въз основа на анализ на еквивалентната схема са дадени на фиг. 3.9б. При усилване на сигнали с голяма амплитуда изходната неизкривена амплитуда е най-голяма, когато постоянното напрежение на емитера се избере равно на $0,5V_{CC}^+$. Освен това при включване на външен товар R_L във формулите за входното съпротивление и коефициента на усилване по напрежение R_E се замества със стойността на паралелното съединение на R_E и R_L .



Фиг. 3.11. Усилвателно стъпало по схема ОК и „boot-strap” – обратна връзка.

Анализът на формулите показва, че усилвателното стъпало ОК може да осигури по-голямо входно съпротивление в сравнение с усилвателното стъпало ОЕ. Допълнително увеличаване на входното съпротивление в емитерния повторител може да се получи чрез въвеждане на обратна връзка тип „bootstrap” (фиг. 3.11). По постоянен ток точките A и B са почти еквивалентни, тъй като през R_F тече относително малък ток. По променлив ток чрез $C_F - R_F$ се реализира положителна паралелна обратна връзка по напрежение. Точките A и B имат потен-

циали u_i и $A_U u_i$, които са с еднаква фаза и почти еднакви по стойност ($A_U \approx 1$), като през R_F тече много малък променлив ток. Съгласно теоремата на Милер (вж. Приложение 3) еквивалентното съпротивление, приведено към входа, има вида $R_F / (1 - A_U)$. Тогава за входното съпротивление на схемата се

получава $r_{iA,F} = \frac{R_F}{1 - A_U} \parallel (r_{BE} + \beta R_E)$.

Усилвателното стъпало общ дрейн (ОД) (*common-drain circuit*) или сорсов повторител (фиг. 3.10а) е аналог на емитерния повторител. Веригата на гейта може да се захранва с делител. В схемата MOS транзисторът трябва да *работи в областта на насищане* (или в пентоден режим на работа), като за стръмността

и изходното съпротивление важат формули (3.9) и (3.10). Еквивалентната електрическа схема и формулите за основните динамични параметри са дадени на фиг. 3.10б. При включване на външен товар R_L във формулата за коефициента на усилване по напрежение R_S е необходимо да се замести със стойността на паралелното съединение на R_S и R_L .

Въз основа на получените резултати от извършените анализи за стъпалата ОК и ОД могат да се направят следните *изводи*:

– Коефициентът на усилване по напрежение на схеми ОК и ОД е винаги по-малък от единица;

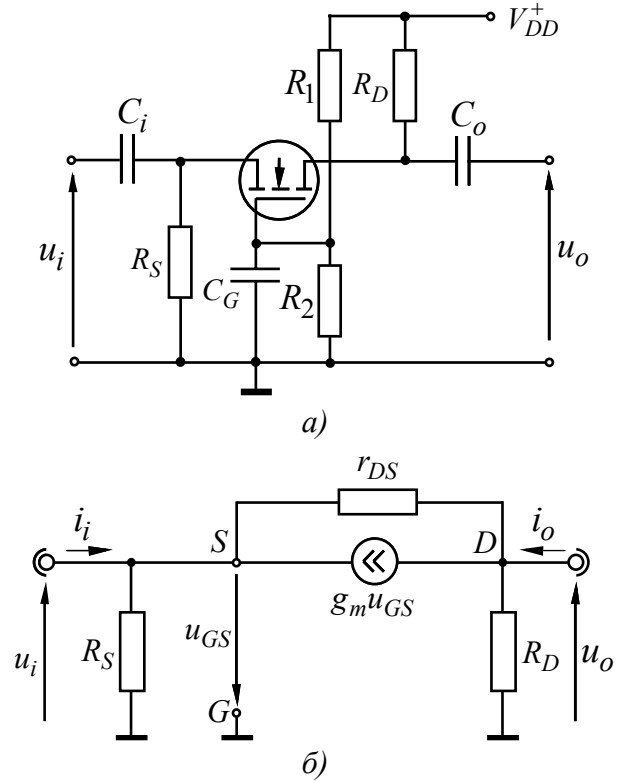
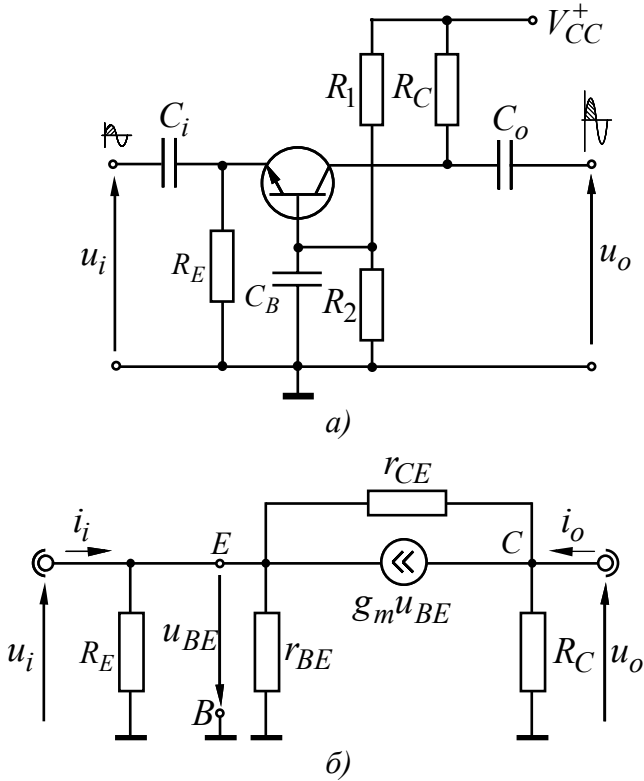
– Коефициентът на усилване по ток за схеми ОК и ОД е по-голям от единица (съгласно формула (1.5) за схема ОК усилването по ток се определя от коефициента β). Усилването по мощност е равно на усилването по ток;

– Схема ОК (ОД) се нарича *емитерен (сорсов) повторител* – изходното напрежение се получава върху емитера (сорса) и повтаря по амплитуда входното напрежение, т.е. усилването по напрежение е $A_U \approx 1$. Има голямо входно и малко изходно съпротивление. Използва се широко като буферен усилвател или просто *буфер*: съгласува източници на сигнали с голямо вътрешно съпротивление с нискоомни товари.

3.2.3. Усилвателни стъпала по схема обща база (ОБ) и общ гейт (ОГ)

Принципната схема на усилвателното стъпало с биполярен транзистор, свързан по схема обща база (ОБ) (*common-base circuit*), е дадена на фиг. 3.12а. Тя е съставена от един NPN транзистор, емитерно съпротивление R_E , делител с $R_1 - R_2$ и захранващ източник, включен към горната точка на R_C и делителя. Входният сигнал през разделителен кондензатор C_i се подава в емитерната верига, а изходният сигнал – през кондензатора C_o . Базата на транзистора е общата точка, тъй като за променливите сигнали блокиращият кондензатор C_B шунтира делителя $R_1 - R_2$. В някои случаи последователно на кондензатора C_B се свързва резистор с малка стойност. По този начин се ограничава базовият ток при възникнало претоварване. При подаване на променлив сигнал за положителната полувайна напрежението върху R_E се увеличава. Тъй като напрежението на базата е фиксирано чрез делителя $R_1 - R_2$, напрежението u_{BE} намалява, а в резултат на това намалява и колекторният ток. Напрежението на колектора се увеличава. Следователно *стъпалото по схема ОБ не инвертира входния сигнал*. Транзисторът работи непрекъснато в нормален активен режим. Еквивалентната схема по променлив ток за средни честоти е дадена на фиг. 3.12б, а под нея са изведени формулите за основните динамични параметри. Анализът показва, че коефициентът на усилване по напрежение е същият както в схемата с ОЕ, понеже и в двете схеми входният сигнал се подава непосредствено на емитерния преход на транзистора, а изходът е в колекторната верига.

Основната разлика е, че при схемата ОБ през източника на сигнала преминава променливата съставка на емитерния ток, който е приблизително β пъти по-голям от базовия ток. Поради това входното съпротивление е β пъти по-малко. Изходното съпротивление е от същия порядък.



Коефициент на усилване по напрежение:

За възел C се съставя следното уравнение по първи закон на Кирхоф

$$\frac{u_o}{R_C} + \frac{u_o - u_i}{r_{CE}} + g_m u_{BE} = 0 \text{ за } u_{BE} = -u_i;$$

$$A_U = \frac{u_o}{u_i} \Big|_{i_o=0} = \left(\frac{\beta}{r_{BE}} + \frac{1}{r_{CE}} \right) (R_C \parallel r_{CE}) \stackrel{\substack{r_{CE} \gg R_C \\ \beta r_{CE} \gg r_{BE}}}{\approx} g_m R_C$$

Входно съпротивление:

$$r_{iA} = \frac{u_i}{i_i} = R_E \parallel \frac{1}{g_m + 1/r_{BE}} \stackrel{\substack{g_m R_E \gg 1 \\ \beta \gg 1}}{\approx} \frac{1}{g_m}$$

Изходно съпротивление:

$$r_{oA} = \frac{u_o}{i_o} = R_C \parallel r_{CE} \stackrel{r_{CE} \gg R_C}{\approx} R_C$$

Фиг. 3.12. Усилвателно стъпало с NPN транзистор, свързан по схема ОБ: а) електрическа схема; б) еквивалентна схема и основни динамични параметри.

За възел S се съставя следното уравнение по първи закон на Кирхоф

$$\frac{u_o}{R_D} + \frac{u_o - u_i}{r_{DS}} + g_m u_{GS} = 0 \text{ за } u_{GS} = -u_i;$$

$$A_U = \frac{u_o}{u_i} \Big|_{i_o=0} = \left(g_m + \frac{1}{r_{DS}} \right) (R_D \parallel r_{DS}) \stackrel{r_{DS} \gg R_D, 1/g_m}{\approx} g_m R_D$$

$$r_{iA} = \frac{u_i}{i_i} \approx R_S \parallel \frac{1}{g_m}$$

$$r_{oA} = \frac{u_o}{i_o} = R_D \parallel r_{DS} \stackrel{r_{DS} \gg R_D}{\approx} R_D$$

Фиг. 3.13. Усилвателно стъпало с MOS транзистор с индуциран N – канал, свързан по схема ОГ: а) електрическа схема; б) еквивалентна схема и основни динамични параметри.

Принципната електрическа схема на усилвателното стъпало с MOS транзистор с индуциран N – канал, свързан по схема общ гейт (ОГ) (*common-gate circuit*) е показана на фиг. 3.13а. Тя включва един транзистор, дрейново съпротивление R_D , сорсово съпротивление R_S , захранващ източник и делител $R_1 - R_2$. Делителят не участва във формулата за предавателната функция, има влияние върху честотната характеристика и работната честотна лента. При анализа на схемата не е взета под внимание зависимостта на предавателната характеристика от подложката, която е свързана към входния източник за дискретните MOS транзистори и към отрицателното захранващо напрежение за интегралните MOS транзистори.

Малосигналната еквивалентна схема и основните динамични параметри са дадени на фиг. 3.13б. По свойства и параметри тя е подобна на схемата с биполярен транзистор, свързан по схема ОБ. По-конкретно схема ОГ е неинвертираща, има малко входно и голямо изходно съпротивление и е с коефициент на усилване по напрежение, по-голям от единица и зависещ от стръмността на MOS транзистора и дрейновото съпротивление R_D . При схемата ОГ не се прилага основното предимство на MOS транзисторите, а именно голямото им входно съпротивление, поради което в дискретно изпълнение се прилага сравнително рядко. Обикновено схемата ОГ се прилага като част от интегрални схеми.

При отчитане на съпротивлението R_G на източника на входен сигнал и при включване на външен товар в изхода със съпротивление R_L пълният коефициент на усилване по напрежение може да се намира от формула (3.10).

Въз основа на получените резултати от извършените анализи за стъпалата ОБ и ОГ могат да се направят следните *изводи*:

- Коефициентът на усилване по напрежение на схеми ОБ и ОГ е по-голям от единица;

- Коефициентът на усилване по ток за схеми ОБ и ОГ е по-малък от единица. Измененията на изходния (колекторния или дрейновия) ток са почти равни на измененията на входния (емитерния или сорсовия) ток. Следователно стъпалата ОБ и ОГ са усилватели на напрежение, и разбира се, на мощност, но не и на ток;

- Схеми ОБ и ОГ не обръщат фазата на усиленото напрежение.

- Емитерният преход на стъпалото с ОБ е управляващ и винаги е поляризиран в права посока. Малки изменения на входното напрежение предизвикват сравнително големи изменения на входния (емитерния) ток. Тъй като отношението на изменението на входното напрежение към съответното изменение на входния ток определя входното съпротивление r_{iA} , следва, че за тази схема на свързване транзисторът има малко входно съпротивление;

- Изходното съпротивление r_{oA} за схеми ОБ и ОГ се определя главно от съпротивлението на резисторите R_C и R_D и най-често има стойности от порядъка на няколко килоома.

3.2.4. Сравнение на свойствата и параметрите на разгледаните схеми

В таблица 3.1 са дадени основните параметри на стъпалата с биполярни и MOS транзистори за средни честоти ($\omega C_i, \omega C_o, \omega C_{E(S)}$ и $\omega C_{B(G)} \rightarrow \infty$), което позволява лесно да се направи сравнението между тях:

– Основните усилвателни стъпала са схемите ОЕ и ОС. Коефициентът на усилване по напрежение за тях се определя от стръмността на транзистора и от съпротивлението R_C (съответно R_D);

– При схемите с биполярни транзистори, свързани по схема ОЕ, входното съпротивление се определя основно от транзистора ($r_{iA} \approx r_{BE}$), а при MOS транзисторите, свързани по схема ОС, – от еквивалентното съпротивление на външно включен делител $R_{12} = R_1 \parallel R_2$;

– В емитерния и сорсовия повторител товарът е в емитерната или в сорсовата верига, схемата не усилва по напрежение ($A_U \approx 1$ за $g_m R_L' \gg 1$), има голямо входно и малко изходно съпротивление. Тези схеми се използват основно за съгласуване на високоомни източници с нискоомни товари, наричат се още *буфери* или *повторители*;

– Коефициентът на усилване по напрежение на схеми ОБ и ОГ е по-голям от единица, като при това те не обръщат фазата на усиленото напрежение. Имат малко входно и голямо изходно съпротивление. Малкото входно съпротивление определя малка времеконстанта на входната верига, затова схемите ОБ и ОГ са по-широколентови и се прилагат в ширококолентови и импулсни усилватели.

Таблица 3.1. Основни параметри на стъпалата с биполярни и MOS транзистори.

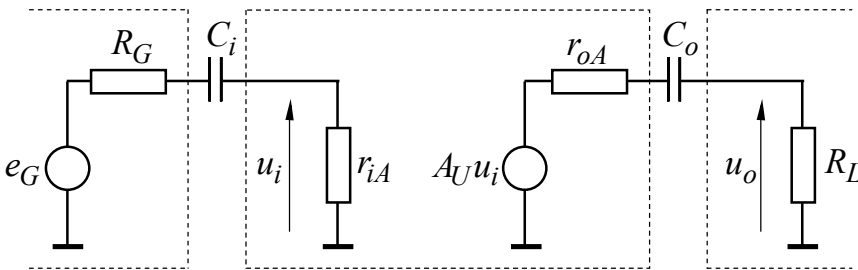
Усилвателно стъпало	Входно съпротивление – r_{iA}	Коефициент на усилване по напрежение – A_U	Изходно съпротивление – r_{oA}
схема ОЕ – фиг. 3.6а (ОС – фиг. 3.7а)	$r_{iA} = r_i \parallel R_{12}$, $r_i = r_{BE}$ – ОЕ $r_i = \infty$ – ОС	$A_U = -g_m R_L'$, $R_L' = r_o \parallel R_{C(D)} \parallel R_L$	$r_{oA} = r_o \parallel R_{C(D)}$, $r_o = r_{CE}$ – ОЕ $r_o = r_{DS}$ – ОС
схема ОК – фиг. 3.9а (ОД – фиг. 3.10а)	$r_{iA} = r_i \parallel R_{12}$, $r_i = r_{BE} + \beta R_L'$ – ОК $r_i = \infty$ – ОД	$A_U = \frac{g_m R_L'}{1 + g_m R_L'} < 1$, $R_L' = R_{E(S)} \parallel r_o \parallel R_L$ $r_o = 1/g_m$ – ОК, ОД	$r_{oA} \approx \frac{1}{g_m} \parallel R_{E(S)}$
схема ОБ – фиг. 3.12а (ОГ – фиг. 3.13а)	$r_{iA} \approx \frac{1}{g_m} \parallel R_{E(S)}$	$A_U = g_m R_L'$, $R_L' = r_o \parallel R_{C(D)} \parallel R_L$	$r_{oA} = R_C \parallel r_o$, $r_o = r_{CE}$ – ОБ $r_o = r_{DS}$ – ОГ

Следва да се отбележи, че приблизителните формули за коефициента на усилване по напрежение и изходното съпротивление за основните схеми с биполярни и MOS транзистори съвпадат. Еднакви са и формулите за входното съпротивление на стъпала ОБ и ОГ.

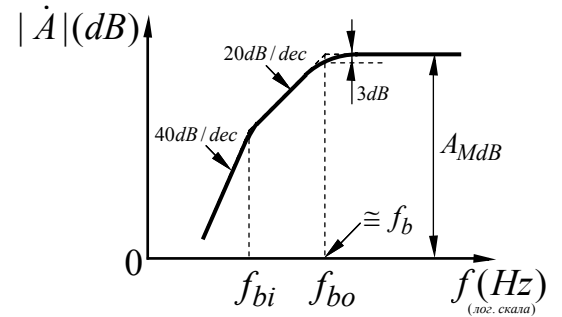
3.3. Анализ на основните усилвателни стъпала при ниски честоти

По променлив ток усилвателят или усилвателното стъпало се свързва към източника на сигнала и товара посредством разделителни кондензатори. По този начин е възможно да се установи работна точка, независима от постоянните напрежения на източника на сигнала и товара. Тъй като не може да протече постоянен ток през разделителните кондензатори, може да се свържат всеки източник и товар без риск от преместване на работната точка. Тогава в многостъпалните усилватели работната точка може да се установи за всяко стъпало поотделно.

Всеки разделителен кондензатор формира високочестотен филтър заедно с входното или изходното съпротивление на стъпалото и с източника на сигнала или товара. На фиг. 3.14 е показана част от малосигнална еквивалентна схема на многостъпален усилвател. Тя е получена въз основа на еквивалентната схема от фиг. 1.5 с параметри A_U , r_{iA} и r_{oA} и се използва за всяко стъпало.



Фиг. 3.14. Малосигнална схема на усилвателно стъпало при ниски честоти.



Фиг. 3.15. АЧХ за усилвателя от фиг. 3.11 при ниски честоти.

3.3.1. Предавателна функция за ниски честоти и основни параметри

Въз основа на анализ на входната и изходната верига на схемата от фиг. 3.14 за предавателните функции (вж. Приложение 1) се получават следните изрази:

– за входната верига $A_{U_i} = \frac{r_{iA}}{r_{iA} + R_G} \frac{p}{p + 1/C_i(R_G + r_{iA})} = A_{U_{iM}} \frac{p}{p + \omega_{bi}}$;

– за изходната верига $A_{U_o} = A_U \frac{R_L}{r_{oA} + R_L} \frac{p}{p + 1/C_o(R_G + r_{oA})} = A_{U_{oM}} \frac{p}{p + \omega_{bo}}$.

От сравняването на левите и десните страни на горните равенства за основните параметри се получават следните формули:

(3.14) $A_{U_{iM}} = r_{iA} / (r_{iA} + R_G)$ – коефициент на предаване на входната верига за $\omega > \omega_{bi}$;

(3.15) $f_{bi} = \frac{\omega_{bi}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C_i (R_G + r_{iA})}$ – ниска гранична честота, обусловена от входната верига;

$$(3.16) \quad A_{UoM} = A_U \frac{R_L}{R_L + r_{oA}} - \text{коэффициент на предаване на изходната верига}$$

за $\omega > \omega_{bo}$ и

$$(3.17) \quad \boxed{f_{bo} = \frac{\omega_{bo}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C_o (r_{oA} + R_L)}} - \text{ниска гранична честота, обусловена от}$$

изходната верига.

Общата комплексна предавателна функция се получава чрез умножаване на изразите за предавателните функции на входната и изходната верига, като при това комплексната променлива на Лаплас p се замества с $j\omega$:

$$(3.18a) \quad \dot{A} = \dot{A}_{Ui} \dot{A}_{Uo} = \frac{r_{iA}}{r_{iA} + R_G} \frac{1}{1 - j \frac{f_{bi}}{f}} A_U \frac{R_L}{R_L + r_{oA}} \frac{1}{1 - j \frac{f_{bo}}{f}} \text{ или}$$

$$(3.18б) \quad \dot{A} = |\dot{A}_{Ui}| e^{j\varphi_{A_{Ui}}} |\dot{A}_{Uo}| e^{j\varphi_{A_{Uo}}}.$$

Модулът и фазата на комплексната предавателна функция (3.18б) имат вида

$$(3.19a) \quad |\dot{A}| = |\dot{A}_{Ui}| |\dot{A}_{Uo}| \text{ или}$$

$$(3.19б) \quad |\dot{A}|_{dB} = |\dot{A}_{Ui}|_{dB} + |\dot{A}_{Uo}|_{dB} = A_{M\,dB} - M_{bi} - M_{bo} \text{ и}$$

$$(3.20) \quad \varphi_{A_U} = \varphi_{A_{Ui}} + \varphi_{A_{Uo}} = \arctan\left(\frac{f_{bi}}{f}\right) + \arctan\left(\frac{f_{bo}}{f}\right),$$

където $M_{bi} = 20 \lg \sqrt{1 + \left(\frac{f_{bi}}{f}\right)^2}$ и $M_{bo} = 20 \lg \sqrt{1 + \left(\frac{f_{bo}}{f}\right)^2}$ са коефициентите на

честотните изкривявания, обусловени съответно от входната и изходната верига, а $A_{M\,dB} = 20 \lg(A_{UiM} \times A_{UoM}) = 20 \lg \frac{r_{iA}}{r_{iA} + R_G} A_U \frac{R_L}{R_L + r_{oA}}$ е пълният коефициент на усилване по напрежение за средни честоти.

Анализът на общата предавателна функция (3.18a) показва, че тя е от втори ред и съдържа две реални нули с честоти f_{bi} и f_{bo} . При условие, че честотите f_{bi} и f_{bo} са достатъчно отдалечени една от друга, по-високата от двете определя т.нар. *ниска гранична честота (lower cutoff frequency)* f_b на усилвателното стъпало (фиг. 3.15). За $f > f_b$ $|\dot{A}|$ е максимален и има стойност $A_{M\,dB}$.

При избрана честота f_b (за нискочестотните усилватели тя е от порядъка на няколко херца до няколко десетки херца) и допустими честотни изкривявания M_b [dB] ($M_b = M_{bi} + M_{bo}$) необходимите стойности за капацитетите C_i и C_o могат да се определят от следните формули:

$$(3.21a) \quad C_i = \frac{1}{2\pi f_b \sqrt{M_{bi}^2 - 1} \times (R_G + r_{iA})} \text{ и}$$

$$(3.216) \quad C_o = \frac{1}{2\pi f_b \sqrt{M_{bo}^2 - 1} \times (r_{oA} + R_L)}.$$

3.3.2. Особености на различните стъпала при ниски честоти

Формули от (3.14) до (3.17) са валидни за входните и изходните вериги на различните усилвателни стъпала. При това във всеки конкретен случай трябва да бъдат определени конкретните времеконстанти, съответно за входната и изходната верига:

$$\tau_{bi} = C_i(R_G + r_{iA}) \text{ и } \tau_{bo} = C_o(r_{oA} + R_L).$$

За стъпалото ОЕ освен кондензаторите C_i и C_o в областта на ниските честоти влияние върху вида на предавателната функция оказва и блокиращият кондензатор C_E . В този случай общата предавателна функция за стъпалото ОЕ може да се определи, като във формула (3.11) R_E се замени с $R_E \parallel (1/pC_E)$:

$$(3.22) \quad A_U(p) = \frac{u_o}{u_i} \Big|_{i_o=0} \approx -\frac{g_m R_C (1 + pC_E R_E)^{g_m R_E \gg 1}}{1 + g_m R_E + pC_E R_E} \approx -\frac{R_C}{R_E} \frac{1 + pC_E R_E}{1 + pC_E / g_m}.$$

Анализът на формула (3.22) показва наличието съответно на нула и полюс с честоти $\omega_1 = 2\pi f_1 = 1/C_E R_E$ и $\omega_2 = 2\pi f_2 \approx g_m / C_E$.

За $f < f_1$ ООВ е напълно действаща и за коефициента на усилване се получава $A_U \approx A_{DC} \approx -R_C / R_E$. За $f > f_2$ ООВ не действа и се получава $A_U \approx A_{AC} \approx -g_m R_C$. Преходната област лежи между тези две стойности. Капацитетът C_E трябва да бъде оразмерен така, че f_2 да бъде по-ниска от f_b .

При стъпалото с ОК и Bootstrap ОВ стойността на C_F се определя от условието $1/(2\pi f_b C_F)$ да бъде значително по-малко от $R_F \parallel R_1 \parallel R_2 + 1/g_m$.

В схемата с ОБ последната обикновено се свързва към общия проводник чрез кондензатора C_B (фиг. 3.12а), който влияе в областта на ниските честоти. Капацитетът C_B трябва да бъде избран така, че $1/(2\pi f_b C_B) \ll r_{BE}$. По този начин за сигнали с честоти $f > f_b$ няма да възникват линейни изкривявания (ограничаване на амплитудата или дефазирание) в изходния сигнал.

Следва да се отбележи, че в зависимост от броя на кондензаторите в едно усилвателно стъпало общият коефициент M_b трябва да се разпредели между тях. По този начин сумата в децибели от всички линейни изкривявания няма да надхвърли зададения коефициент M_b .

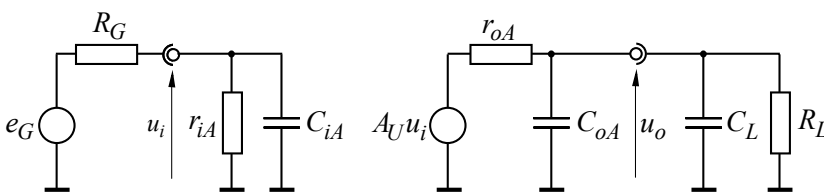
3.4. Анализ на основните усилвателни стъпала при високи честоти

Коефициентите на усилване по напрежение A_U и A , определени в предишните подточки, могат да се приложат само за сигнали с ниски честоти. При

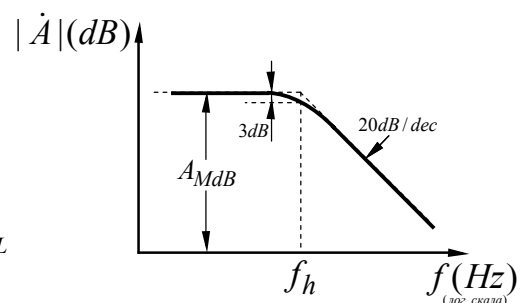
високи честоти тези два параметъра намаляват в резултат от действието на паразитните капацитети на PN преходите и различните монтажни и между-електродни капацитети. За да се получат честотните характеристики и високите гранични честоти, определящи работната област на усилвателите, е необходимо при анализа да се използват съответните малосигнални модели на транзисторите за високи честоти.

3.4.1. Обобщена еквивалентна схема за високи честоти и честотни характеристики

Обобщената еквивалентна схема за различните усилвателни стъпала е показана на фиг. 3.16. Тя се получава въз основа на еквивалентната схема на усилвател от фиг. 1.5а и б, като в нея са добавени *входният еквивалентен капацитет* C_{iA} и *изходният еквивалентен капацитет* C_{oA} .



Фиг. 3.16. Малосигнална еквивалентна схема на усилвателно стъпало при високи честоти.



Фиг. 3.17. АЧХ за усилвателя от фиг. 3.16 при ниски честоти.

Формулите за C_{iA} и C_{oA} са различни за всяко усилвателно стъпало, като в тях участва, както съответният капацитет на прехода, така и приведените към входа или изхода проходни капацитети според *теоремата на Милер* (вж. Приложение 2).

Въз основа на анализ на входната и изходната верига на схемата от фиг. 3.16 за предавателните функции (вж. Приложение 1) се получават формулите:

$$\text{– за входната верига } A_{U_i} = \frac{r_{iA}}{r_{iA} + R_G} \frac{1}{1 + pC_{iA}(R_G \parallel r_{iA})} = \frac{A_{U_iM}}{1 + p/\omega_{hi}};$$

$$\text{– за изходната верига } A_{U_o} = A_U \frac{R_L}{r_{oA} + R_L} \frac{1}{1 + p(C_{oA} + C_L)(R_G \parallel r_{oA})} = \frac{A_{U_oM}}{1 + p/\omega_{ho}}.$$

От сравняването на левите и десните страни на горните равенства за граничните честоти се получават следните формули:

$$(3.23) \quad f_{hi} = \frac{\omega_{hi}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C_{iA}(R_G \parallel r_{iA})} \quad \text{– висока гранична честота, обусловена}$$

от входната верига и

$$(3.24) \quad f_{ho} = \frac{\omega_{ho}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi(C_{oA} + C_L)(r_{oA} \parallel R_L)} \quad \text{– висока гранична честота, обусловена}$$

от изходната верига.

Тогава при $p = j\omega$ и умножаването на дадените по-горе предавателни функции за общата предавателна функция се намира

$$(3.25) \quad \dot{A} = \dot{A}_{Ui} \dot{A}_{Uo} = \frac{r_{iA}}{r_{iA} + R_G} A_U \frac{R_L}{R_L + r_{oA}} \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{hi}}} \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{ho}}}.$$

Модулът и фазата на комплексната предавателна функция (3.25) имат вида

$$(3.26) \quad |\dot{A}| = |\dot{A}_{Ui}|_{dB} + |\dot{A}_{Uo}|_{dB} = A_M{}_{dB} - M_{hi} - M_{ho} \text{ и}$$

$$(3.27) \quad \varphi_{A_U} = \varphi_{A_{Ui}} + \varphi_{A_{Uo}} = -\arctan\left(\frac{f}{f_{hi}}\right) - \arctan\left(\frac{f}{f_{ho}}\right),$$

където $M_{hi} = 20 \lg \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{hi}}\right)^2}$ и $M_{ho} = 20 \lg \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{ho}}\right)^2}$ са коефициентите на

честотните изкривявания за високи честоти, обусловени съответно от входната и изходната верига.

Анализът на общата предавателна функция (3.25) показва, че тя е втори ред и съдържа два реални полюса с честоти f_{hi} и f_{ho} . По-ниската от двете честоти определя т.нар. висока гранична честота (*upper cutoff frequency*) f_h или честотата на среза f_{-3dB} на ниво $M_h = M_{hi} + M_{ho} = -3dB$ на усилвателното стъпало (фиг. 3.17).

Ако $f_{hi} \ll f_{ho}$ поради ефекта на Милер, тогава $f_{-3dB} \cong f_{hi}$, като произведението усилване \times честота (**gain-bandwidth product** – GBW) за областта $f_{hi} < f < f_{ho}$ ще бъде константа:

$$(3.28) \quad \boxed{GBW = A_M \times f = const.}$$

Тогава за дадено усилвателно стъпало може да се определи високата гранична честота f_{-3dB} за всички стойности на A_M , т.е. $f_{-3dB} \approx GBW / A_M$.

3.4.2. Особенности на различните стъпала при високи честоти

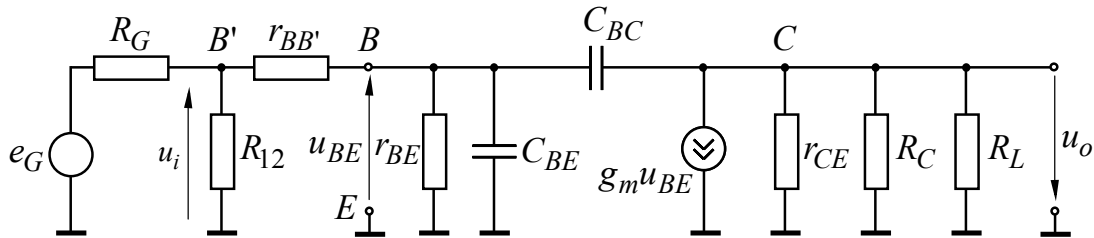
За стъпалото ОЕ малосигналната еквивалентна схема за високи честоти е показана на фиг. 3.18. В нея транзисторът е представен чрез *малосигналния модел на Джаколето* [18]. Въз основа на теоремата на Милер времеконстантите на входната и изходната верига имат вида

$$(3.29) \quad \tau_{hi} = (R_G' \parallel r_{BE})(C_{BE} + C_{BC}' + C_{Mi}) \text{ и}$$

$$(3.30) \quad \tau_{ho} = (r_{CE} \parallel R_C \parallel R_L)(C_{BC}'' + C_{Mo}),$$

където $R_G' = R_G \parallel R_{12} + r_{BB'}$ ($r_{BB'}$ е обемното съпротивление на базата и има стойности от порядъка на няколко десетки ома), $C_{BC}' = C_{BC}(1 + |A_U|)$ е входният динамичен капацитет, а $C_{BC}'' = C_{BC}(1 + 1/|A_U|)$ е изходният динамичен капацитет.

Тук $A_U < 0$ е коефициентът на усилване на схема ОЕ. Следователно входният капацитет C_{BC} действа на входа на усилвателя с коефициент $(1 + |A_U|)$ и на изхода с коефициент $(1 + 1/|A_U|) \approx 1$. Капацитетите C_{Mi} и C_{Mo} са паразитните монтажни капацитети и обикновено имат стойности до около $5pF$ [3, 45].



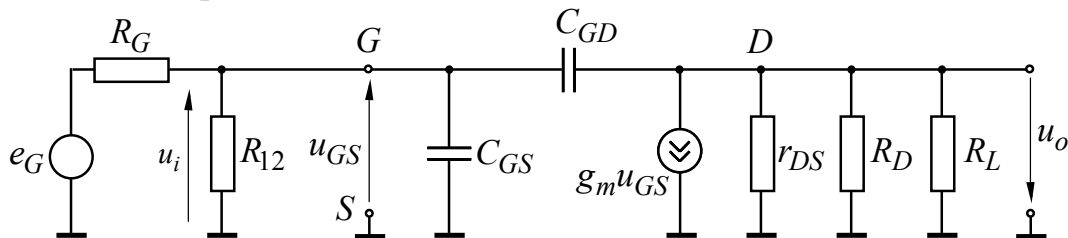
Фиг. 3.18. Малосигнална еквивалентна схема на стъпало ОЕ при високи честоти.

Еквивалентната схема на стъпалото ОС за високи честоти е дадена на фиг. 3.19. В нея MOS транзисторът е заместен със съответния малосигнален модел за високи честоти. Въз основа на теоретичен анализ на входната и изходната верига за времеконстантите се получават следните изрази:

$$(3.31) \quad \tau_{hi} = R'_G (C_{GS} + C'_{GD} + C_{Mi}) \text{ и}$$

$$(3.32) \quad \tau_{ho} = (r_{DS} \parallel R_D \parallel R_L)(C''_{GD} + C_{Mo}),$$

където $R'_G = R_G \parallel R_{12}$, $C'_{GD} = C_{GD}(1 + |A_U|)$ е входният динамичен капацитет, а $C''_{GD} = C_{GD}(1 + 1/|A_U|)$ е изходният динамичен капацитет, определени съгласно теоремата на Милер.



Фиг. 3.19. Малосигнална еквивалентна схема на стъпало ОС при високи честоти.

Анализът на формули от (3.29) до (3.32) за стъпалата ОЕ и ОС показва, че увеличаването на коефициента A_U за средни честоти води основно до увеличаване на входния динамичен капацитет, а оттам и до увеличаване на времеконстантата τ_{hi} . Това от своя страна води до намаляване на високата гранична честота $f_{hi} = 1/(2\pi\tau_{hi})$. Ако $f_{hi} \ll f_{ho}$, $f_{-3dB} \approx f_{hi}$, т.е. ограничава се ширината на работната честотна лента. Следователно по-големият коефициент на усилване A_U определя по-ниска честота f_{-3dB} и обратно.

При емитерния и сорсовия повторител във входния динамичен капацитет участва непосредствено C_{BC} , съответно C_{GD} (тъй като колекторът или дрейнът са свързани по променлив ток с общия проводник). Капацитетите C_{BE} или C_{GS} са проходни. Понеже и за двата повторителя $A_U < 1$, входният еквивалентен капацитет, определен по формулите

$$(3.33) \quad C_{iA} = C_{BC} + C_{BE}(1 - A_U) \text{ и}$$

$$(3.34) \quad C_{iA} = C_{GD} + C_{GS}(1 - A_U)$$

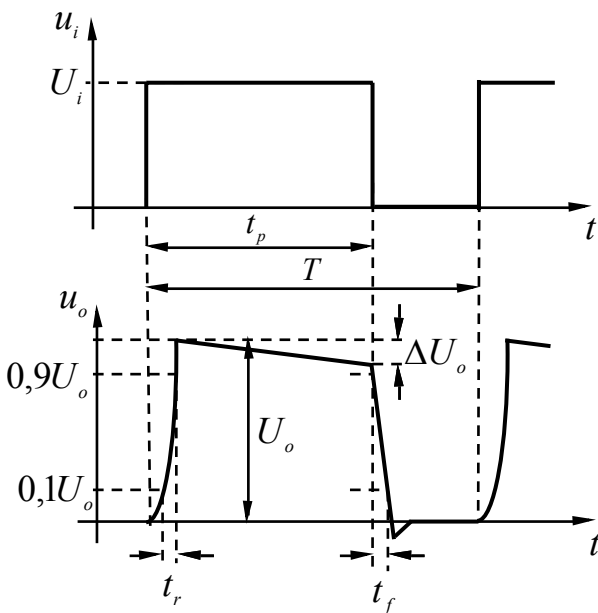
е значително по-малък от входния капацитет на стъпалата ОЕ и ОС.

При стъпалата ОБ и ОГ входното съпротивление е с малка стойност ($\leq 1pF$). Освен това проходните капацитети C_{CE} и C_{DS} са значително по-малки от C_{BE} и C_{GS} . Тогава общите линейни изкривявания на стъпалата обикновено се определят от изходната верига:

$$(3.35) \quad C_{oA} \approx C_{BC} \text{ и}$$

$$(3.36) \quad C_{oA} \approx C_{GD}.$$

В сравнение със схемите ОЕ и ОС схемите ОБ и ОГ са по-ширококолентови и се прилагат основно във високочестотни и импулсни усилватели.



Фиг. 3.20. Времедиаграми на входен и изходен сигнал.

3.5. Анализ на основните усилвателни стъпала при импулсни сигнали

Електрическите импулси могат да имат различна форма: правоъгълна, трапецовидна, триъгълна и др. Освен това те могат да бъдат еднополярни и двуполярни. Импулсите се характеризират с амплитуда U_i , дължина на импулса t_p и честота на повторение $f = 1/T$, където T

е период на сигнала. Показаният на фиг. 3.20 правоъгълен импулс u_i е идеализиран. Той има безкрайно голяма стръмност на предния и задния фронт. Под действието на такъв сигнал в усилвателя възниква преходен процес. Затова при усиление на импулси свойствата на усилвателя се определят от неговата *преходна характеристика*. Тя представлява зависимостта на изходния сигнал $u_o(t)$ от времето при въздействието на единичен скок на напрежението на входа – $u_i(t)$. Единичен скок на напрежението е функцията, която е тъждествено равна на нула при $t < 0$, а при $t \geq 0$ е равна на единица.

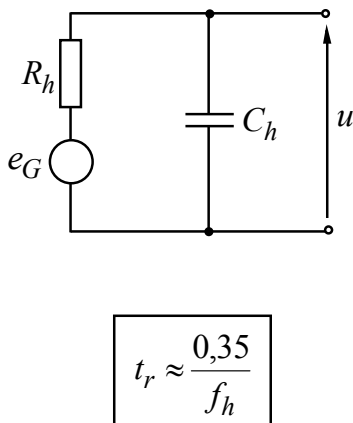
С преходната характеристика на типичен усилвател са свързани следните параметри: *време на нарастване (rise time) t_r* – времето, необходимо на изходното напрежение да се промени от 0,1 до 0,9 от максималната си стойност u_o , *време на спадане (fall time) t_f* и *спадане в плоската част на импулса ΔU_o* .

3.5.1. Време на нарастване и висока гранична честота

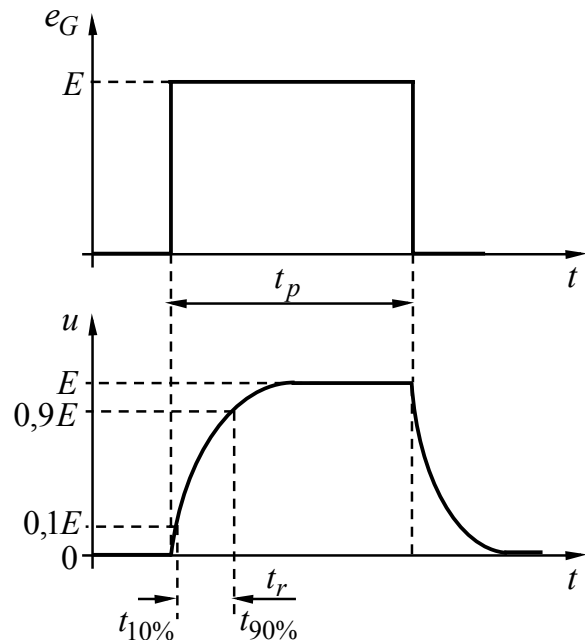
При подаване на правоъгълен импулс към входа на схема ОЕ (вж. фиг. 3.6а) изходното напрежение нараства до установената си стойност не моментално, а

постепенно (фиг. 3.20). Това се дължи на постепенното зареждане на входния и на изходния кондензатор на усилвателното стъпало (C_{iA} и C_{oA}). В същото време напрежението върху разделителните кондензатори почти не се изменя, тъй като техният кондензатор е винаги много по-голям от C_{iA} и C_{oA} .

Обобщената еквивалентна схема на входната (изходната) верига на усилвател, валидна за високи честоти (областта на малките времена), е показана на фиг. 3.21. Преходната ѝ характеристика е дадена на фиг. 3.22. С голяма точност за началната част на преходния процес важи диференциалното уравнение $R_h C_h \frac{du}{dt} + u = E$, чието решение е $u(t) = E(1 - e^{-t/\tau_h})$, където $\tau_h = R_h C_h$ е време-константата на входната (изходната) верига за високи честоти. За входната верига елементите на τ_h са $R_h = R'_G \parallel r_{iA}$ и $C_h = C_{iA}$, а за изходната верига $R_h = r_{oA} \parallel R_L$ и $C_h = C_{oA} + C_L$.



Фиг. 3.21. Еквивалентна схема на входна-изходната верига при високи честоти.



Фиг. 3.22. Времедиаграми за входен и изходен сигнал при високи честоти.

Въз основа на формула (3.37) за времето на нарастване се получава:

$$(3.37) \quad t_r = t_{90\%} - t_{10\%} = \tau_h (\ln 0,9 - \ln 0,1) = \tau_h \ln 9 \approx 2,2\tau_h.$$

При условие, че $f_h = 1/(2\pi\tau_h)$, $t_r \approx 0,35/f_h$.

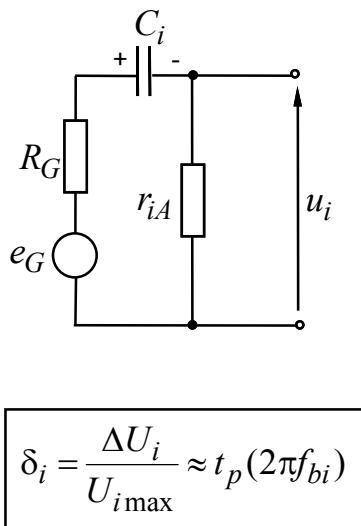
Ако се анализира поведението на усилвател с няколко стъпала, свързани каскадно с различни времена на нарастване $t_{\tau i}$, общото време на нарастване има вида $t_{\tau} \approx \sqrt{\sum t_{\tau i}^2}$ и граничната честота е $f_h \approx (\sum f_{hi}^{-2})^{-1/2}$.

3.5.2. Спадане в плоската част на импулса и ниска гранична честота

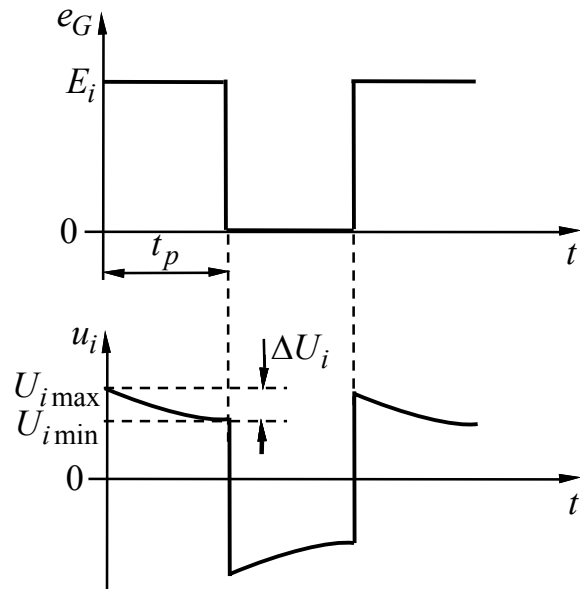
Както се вижда от фиг. 3.20, при предаването на импулса се наблюдава спадане на неговата плоска част. Причината за това е от влиянието на раздели-

телните кондензатори, включени в схемата на усилвателя. Предполага се, че в първоначалния момент (при включване на V_{CC}^+) за усилвателното стъпало по схема ОЕ кондензаторите C_i и C_o са разредени. Следователно фронтът на импулса преминава свободно през тях. След достигане на максималното напрежение на изхода U_o постепенно тези кондензатори се зареждат и влиянието им се проявява в това, че зарядният им ток намалява, а оттам намалява и изходното напрежение u_o . В изходния импулс се получава спад δ в плоската част.

Обобщената еквивалентна схема на входната верига на усилвател, валидна за ниски честоти (областта на големите времена), е представена на фиг. 3.23, а съответната преходна характеристика е показана на фиг. 3.24. Аналитичният израз за нея има вида $u_i = U_{i\max} e^{-t/\tau_{bi}}$, където $\tau_{bi} = C_i(r_{iA} + R_G)$ е време-константата на входната верига.



Фиг. 3.23. Обобщена еквивалентна схема на входната верига при ниски честоти.



Фиг. 3.24. Времедиаграми за входен и изходен сигнал при ниски честоти.

Спадането на плоската част на импулса ΔU_i се намира като разлика между максималната $U_{i\max}$ и минималната $U_{i\min}$ стойност на импулса, тогава

$$(3.38) \quad \Delta U_i = U_{i\max} - U_{i\min} = U_{i\max} - U_{i\max} e^{-t_p/\tau_{bi}} = U_{i\max} (1 - e^{-t_p/\tau_{bi}}).$$

Опростяването на израз (3.40) може да се извърши, ако функцията $e^{-t/\tau_{bi}}$ се разложи в ред на Тейлор. Тъй като изменението на изходното напрежение ΔU_i е малко, могат да се вземат само първите два члена, при което за относителното спадане се получава $\delta_i = (\Delta U_i / U_{i\max}) \approx t_p 2\pi f_{bi}$ или $t_p f_{bi} \approx 0,159\delta_i$.

Общото спадане в плоската част на изходния импулс, предизвикано от влиянието на входната и на изходната верига, има вида $\delta \approx \delta_i + \delta_o$.