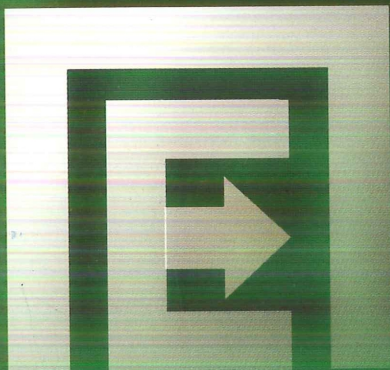
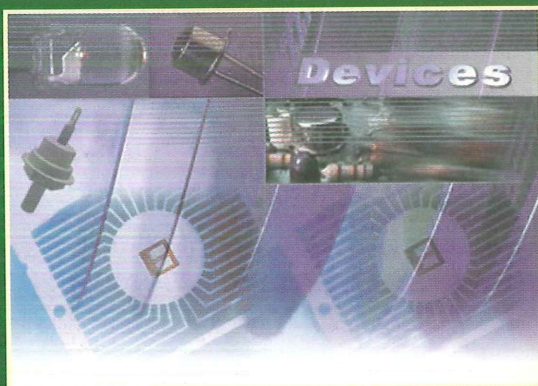


Михаил Цанов
Филип Копаранов
Иван Фурнаджиев

РЪКОВОДСТВО ПО ПОЛУПРОВОДНИКОВИ ЕЛЕМЕНТИ



$$I_D = \frac{k}{2} (U_{GS} - U_T)^2$$



НОВИ ЗНАНИЯ

Михаил Цанов
Филип Копаранов
Иван Фурнаджиев

РЪКОВОДСТВО

ЗА ЛАБОРАТОРНИ УПРАЖНЕНИЯ

ПО ПОЛУПРОВОДНИКОВИ ЕЛЕМЕНТИ

НОВИ ЗНАНИЯ
София, 2008 г.

Ръководството е предназначено за студентите от всички специалности от ФЕТТ, ФТК, ФКСУ и ФА на Техническият университет – София и съдържанието му е съобразено със съответните учебни програми.

То съдържа кратки теоретични сведения за най-разпространените типове полупроводникови елементи, необходими за техните изследвания. В лабораторните упражнения са посочени целите и задачите на предвидените експерименти, дадени са задания за опитната работа и указания за провеждането ѝ, контролни въпроси и задачи.

Учебното помагало може да бъде използвано и при обучението в средни Технически университети и училища.

Участието на авторите при написването на учебното помагало е следното: гл. ас. Михаил Цанов – теми 1, 2, 5 и 6; гл. ас. Филип Копаранов – теми 7, 10, 11 и 12; гл. ас. Иван Фурнаджиев – теми 3, 4, 8 и 9.

© Михаил Цанов, Филип Копаранов, Иван Фурнаджиев, 2008 г., автори

© Антония Благоева, автор на корицата

© Издателство НОВИ ЗНАНИЯ, София

ISBN: 978-954-9315-89-9

С Ъ Д Ъ Р Ж А Н И Е

Предговор	5
Упражнение 1	
Полупроводникови диоди	7
Лабораторно упражнение 1	
Изследване на полупроводникови диоди.....	17
Упражнение 2	
Импулсни свойства на полупроводникови диоди	22
Лабораторно упражнение 2	
Изследване на импулсните свойства на полупроводникови диоди.....	29
Упражнение 3	
Ценерови диоди	33
Лабораторно упражнение 3	
Изследване на ценерови диоди	39
Упражнение 4	
Практически приложни схеми с полупроводникови диоди	42
Лабораторно упражнение 4	
Изследване на схеми с диоди	48
Упражнение 5	
Статични характеристики на биполярен транзистор (BJT)	53
Лабораторно упражнение 5	
Изследване на статичните характеристики на биполярен транзистор.....	69
Упражнение 6	
Работа на биполярния транзистор като усилвател	74
Лабораторно упражнение 6	
Изследване на работата на биполярен транзистор като усилвател	86
Упражнение 7	
Работа на биполярния транзистор като ключ	90
Лабораторно упражнение 7	
Изследване на работата на биполярен транзистор като електронен ключ	95
Упражнение 8	
MOS транзистори	100

Лабораторно упражнение 8	
Изследване на MOS транзистор	106
Упражнение 9	
Практически приложни схеми с транзистори	110
Лабораторно упражнение 9	
Изследване на схеми с биполярни и MOS транзистори	117
Упражнение 10	
Тиристоры	121
Лабораторно упражнение 10	
Изследване на тиристор	127
Упражнение 11	
Светодиоди	131
Лабораторно упражнение 11	
Изследване на светодиоди	138
Упражнение 12	
Фотодиоди	143
Лабораторно упражнение 12	
Изследване на фотодиоди	147
Литература	151

ПРЕДГОВОР

Дисциплината „Полупроводникови елементи“ е една от основните дисциплини, които оформят теоретичната и практическата подготовка на студентите по електроника, комуникации, компютърна техника, автоматика и информационна техника.

В основния учебник по тази дисциплина – „Полупроводникови елементи“ с автори проф. М. Христов, доц. Т. Василева и доц. Е. Манолов, са разгледани принципите на действие, устройството, параметрите, характеристиките, еквивалентните схеми, схемите за свързване и областите на приложение на най-разпространените полупроводникови елементи.

В настоящото ръководство, което има за цел да разшири и допълни практическата подготовка на студентите, са включени кратки теоретични сведения и лабораторни упражнения за няколко типови групи полупроводникови елементи – диоди, биполярни и MOS транзистори, тиристорни, светодиоди и фотодиоди. В ръководството е отразен многогодишният опит при провеждане на учебни занятия в Техническия университет – София. Предвидените лабораторни упражнения са с конкретна практическа насоченост – измервания, определяне на параметри и характеристики, анализ на схеми и режими и др. Формират се знания и умения относно правилното определяне на типичните стойности и области на изменение на основните параметри и характеристики и за оптимален подбор и прилагане на реални полупроводникови елементи. Експерименталната работа на студентите и осмисленото анализиране и обобщаване на опитните резултати са предпоставка за самостоятелно изучаване и разбиране на новите поколения полупроводникови елементи и прибори.

Правилата за организиране на лабораторните упражнения, насоките за самоподготовка за тях, указанията за провеждането на работата и изискванията относно съдържанието, оформлението и защитата на протоколите от изследванията се разясняват на студентите от ръководителите на съответните лаборатории.

Всички критични бележки, мнения и препоръки относно съдържанието на ръководството ще бъдат приети с благодарност.

Авторите

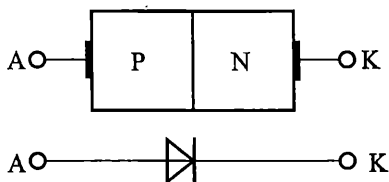
УПРАЖНЕНИЕ 1

ПОЛУПРОВОДНИКОВИ ДИОДИ

1.1. Волтамперна характеристика (ВАХ)

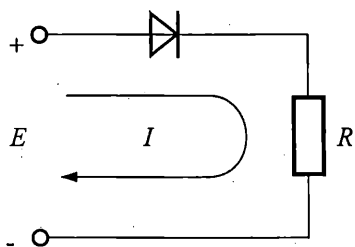
Полупроводниковият диод е елемент с два извода, чието действие се основава на свойствата на PN прехода. Той има ясно изразена еднопосочна проводимост и по характеристики се доближава до идеалния ключ.

Двата електрода на диода се наричат *анод* (A , P областта) и *катод* (K , N областта), а условното му графично означение е дадено на Фиг. 1.1.



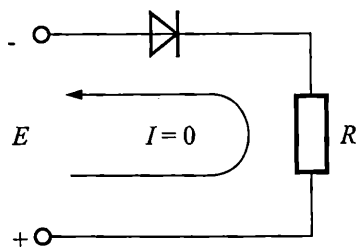
Фиг. 1.1. Условно графично означение и структура на полупроводников диод

Ако към диода се приложи постоянно напрежение, през него протича ток. Неговата стойност и посока зависят от поляритета и стойността на приложеното напрежение. Полупроводниковият диод е свързан (поляризиран) в права посока, когато “+” на външния източник е свързан към анода A , а “-” към катода K (Фиг. 1.2). Протичащият ток I е с посока от A към K , като стойността му зависи от приложеното напрежение E и товарното съпротивление R и на практика не зависи от параметрите на диода.



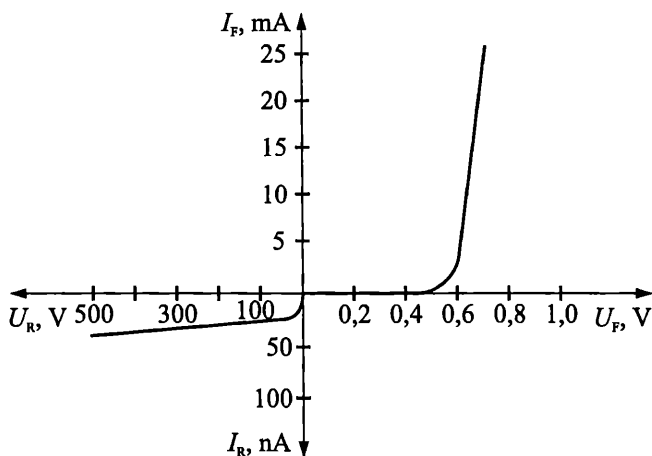
Фиг. 1.2. Свързване на диод в права посока

Диодът е свързан в обратна посока, ако “+” на външния източник е свързан към катода K , а “-” към анода A (Фиг. 1.3). Протичащият ток е с посока от катода K към анода A , като стойността му зависи само от параметрите на диода и е минимална (за съвременните маломощни диоди – десетки μA). Практически се приема, че $I \approx 0$.



фиг. 1.3. Свързване на диод в обратна посока

Графичната зависимост на протичащия през диода ток от приложеното напрежение се нарича *волтамперна характеристика (ВАХ)*, която е показана на Фиг. 1.4. При свързване на диода в права посока характеристиката е разположена в първи квадрант на координатната система ($U_F > 0$), а при свързване в обратна посока е разположена в трети квадрант на координатната система ($U = U_R < 0$).

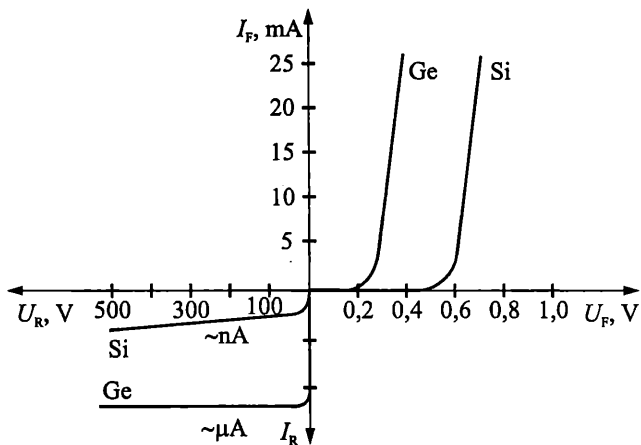


Фиг. 1.4. Волтамперна характеристика (ВАХ) на силициев диод

При свързване в права посока, още при ниски стойности на приложеното напрежение, диодът се отпушва и токът започва бързо да нараства (по експоненциален закон), като стойността му се ограничава само от товарното съпротивление R (Фиг. 1.2). Падът на напрежение върху диода U_0 зависи от широчината на забранената зона ΔW (респективно собствената концентрация n_i) на полупроводниковия материал. Колкото ΔW е по-голяма (n_i – по-малка), толкова U_0 е по-голям. За сравнение, на Фиг. 1.5 са показани волтамперните характеристики на германиев (Ge) и силициев (Si) диоди. Типичните стойности за U_0 са: $(0,2 \div 0,3)V$ за Ge диод и $(0,6 \div 0,7)V$ за Si диод.

При свързване в обратна посока токът, още при малка стойност на обратното напрежение ($U_R \geq 0,1V$), достига установената си стойност, наречена

ток на насищане I_S (ВАХ става хоризонтална). Този ток е много малък и зависи от ΔW (респ. n_i). Колкото ΔW е по-голяма (n_i – по-малка), толкова токът на насищане I_S е по-малък. За Si диоди токът I_S е от порядъка на μA , а за Ge диоди е със стойности μA .



Фиг. 1.5. ВАХ на Si и Ge диод

Аналитичният израз на волтамперната характеристика е

$$(1.1) \quad I = I_S \left(e^{\frac{U}{\varphi_T}} - 1 \right),$$

където $\varphi_T = \frac{k.T}{q} \approx \frac{T}{11600}$ е температурният потенциал (за $T = 300^\circ$, $\varphi \approx 26 \text{ mV}$).

Това уравнение не е достатъчно точно, особено за диоди от Si и GaAs тип, тъй като не отчита съпротивлението на неутралните области r_B (най-вече на по-нисколегираната от тях, която се нарича база), токове на рекомбинация (I_r) и термогенерация (I_g) в областта на PN прехода, както и ток на утечката по повърхността на кристала. За отчитането на тези фактори се използва емпиричен (коригиращ) коефициент m и зависимостта (1.1) добива вида

$$(1.2) \quad I = I_S \left(e^{\frac{U}{m\varphi_T}} - 1 \right), \text{ като } m \text{ отчита } r_B \text{ и } I_r, \text{ а } I_g \text{ се включва в } I_S.$$

Функционалната зависимост между тока и напрежението, освен графично (ВАХ) или аналитично (1.1), може да се представи и таблично. В Табл. 1.1 са показани резултати от експериментално снемане на ВАХ на Si диод.

Стойността на емпиричния коефициент m се определя от зависимостта

$$(1.3) \quad m = \frac{U_{F2} - U_{F1}}{\varphi_T \ln \frac{I_{F1}}{I_{F2}}} = \frac{(723 - 603) \cdot 10^{-3}}{26 \cdot 10^{-3} \ln \frac{10 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-3}}} = 2,004 \approx 2,$$

където U_{F1} , I_{F1} и U_{F2} , I_{F2} са стойностите на тока и напрежението, отчетени за две точки от характеристиката в права посока (или взети от таблицата с опитните данни). За по-добра точност е необходимо двете точки да са отдалечени една от друга (напр. $I_{F1} = 1 \text{ mA}$ и $I_{F2} = 10 \text{ mA}$), като се спазва изискването $U_F > 4m\varphi_T (\approx 200 \text{ mV})$.

Таблица 1.1

$I_F, \text{ mA}$		0	0,25	0,5	1	2	4	6	8	10	12	15	20
$U_F, \text{ mV}$	$T_1 - 20^\circ\text{C}$	0	527	568	603	640	674	696	711	723	733	745	762
	$T_2 - 50^\circ\text{C}$	0	431	470	511	553	604	628	646	659	671	686	707

Стойността на тока на насищане I_S може да се определи от зависимостта

$$(1.4) \quad I_S = \frac{I_F}{\frac{U_F}{e^{m\varphi_T}}} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{\frac{723}{e^{2.26}}} = 9,15 \cdot 10^{-3} \approx 9 \text{ nA}.$$

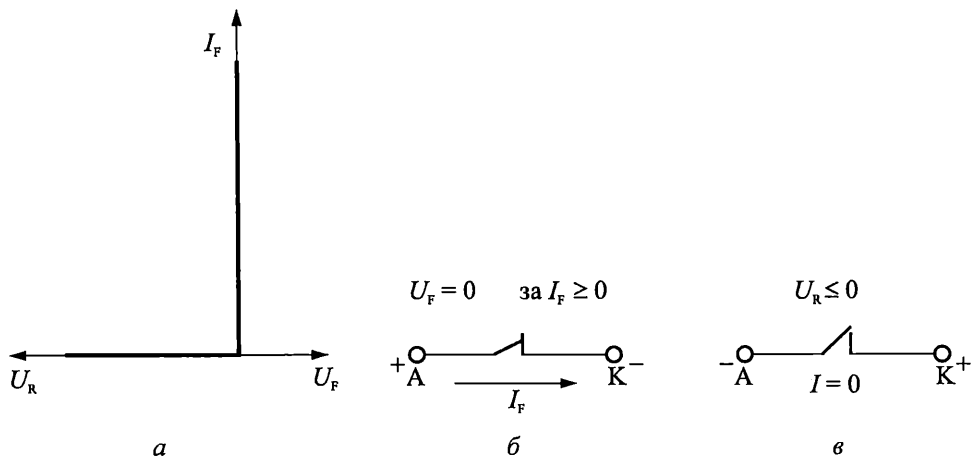
1.2. Постояннотокови еквивалентни схеми

Двете зависимости (1.1) и (1.2), описващи волтамперна характеристика (ВАХ), са *експоненциални*, т.е. *нелинейни*, което затруднява анализа (практическите изчисления) дори и на най-простите схеми с полупроводникови диоди (Фиг. 1.2).

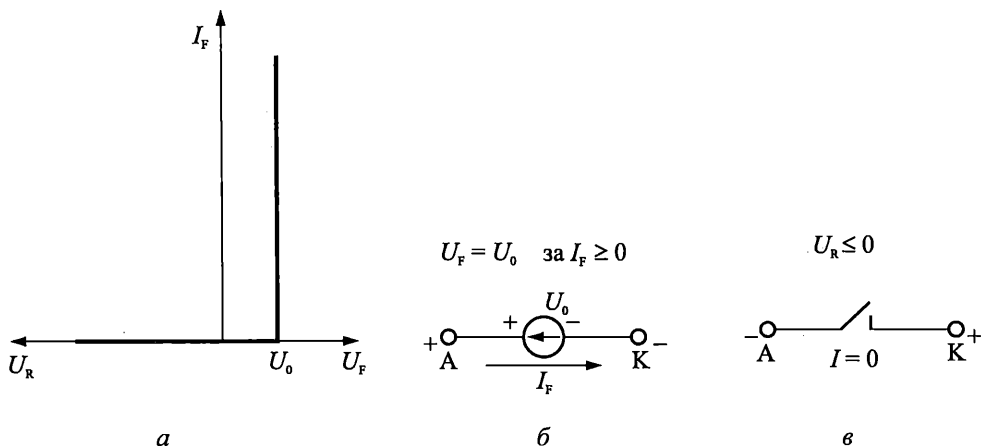
За опростяване на анализа се използват линейни модели (модели, изградени от линейни елементи – източници на напрежение и ток, линейни съпротивления и др.) на използваните полупроводникови елементи, в случая полупроводникови диоди. Моделите се изграждат на базата на линейна апроксимация на ВАХ на реалния диод. Те могат да бъдат с различна степен на сложност и колкото по-прост е моделът, толкова е по-неточен. Моделите се представят в графичен вид (апроксимираната ВАХ), като еквивалентна схема или в аналитичен вид (система уравнения, описваща работата на схемата).

Най-често за качествен анализ на работата на схеми с диоди се използва идеализираният модел (ВАХ на идеален ключ) – Фиг. 1.6.

Този модел се използва за практически изчисления, само ако $E \gg U_0$ (Фиг. 1.2). В редица случаи това неравенство не е изпълнено, а и не се отчита отделената в диода мощност. Затова за практически изчисления се използва праговият модел, показан на Фиг. 1.7. При него се отчита напрежителният пад върху диода U_0 , който има типична стойност $0,7 \text{ V}$ за Si диоди и $(0,2 \div 0,3) \text{ V}$ за Ge диоди.



Фиг. 1.6. Идеализиран модел на полупроводников диод
a – апроксимация на *VAX*; *б* – еквивалентна схема за свързване в права посока; *в* – еквивалентна схема за свързване в обратна посока

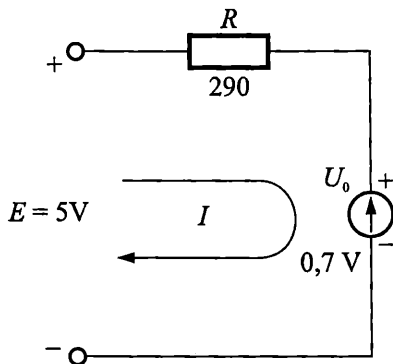


Фиг. 1.7. Прагов модел на полупроводников диод
a – апроксимация на *VAX*; *б* – еквивалентна схема за свързване в права посока; *в* – еквивалентна схема за свързване в обратна посока

Еквивалентните схеми се използват за практически изчисления при анализа на работата на схеми с диоди (например схемата от Фиг.1.2). Получената схема, след заместването на диода с праговата еквивалентна схема (Фиг. 1.7б), е показана на Фиг. 1.8.

За нея стойностите на тока и напрежението се определят от зависимостите

$$E = I \cdot R + U_0, \quad I = I_F = \frac{E - U_0}{R} = \frac{5 - 0,7}{290} = 0,0148 \text{ A} \approx 15 \text{ mA}, \quad U_F = U_0 = 0,7 \text{ V}.$$



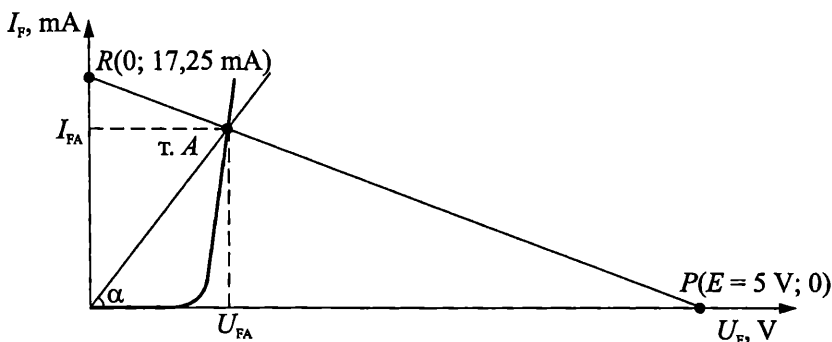
Фиг. 1.8. Заместване на диода с еквивалентната схема от праговия модел

1.3. Товарна права и работна точка. Диференциално съпротивление

За схемата от Фиг. 1.2 е в сила зависимостта (по II закон на Кирхоф)

$$(1.5) \quad E = U_F + I_F R \quad \text{или} \quad I_F = -\frac{1}{R} U_F + \frac{E}{R}.$$

Това е *уравнение на права линия*. Тази зависимост може да бъде построена в полето на ВАХ по точките, в които пресича координатните оси – т. *P* ($E = 5 \text{ V}; 0$) и т. *R* ($0; \frac{E}{R} = 17,25 \text{ mA}$). Пресечната точка на товарната права и ВАХ се нарича *работна точка* – т. *A* на Фиг. 1.9.



Фиг. 1.9. Графично определяне на работната точка – т. *A*

Координатите на т. *A* ($0,75 \text{ V}; 14,7 \text{ mA}$) показват стойността на напрежението върху диода и протичащият през него ток и представляват графичното решение на уравнение (1.5).

Тъй като ВАХ на диода е силно нелинейна, във всяка точка от нея (например т. *A*) могат да се дефинират две съпротивления, които имат различна

стойност. Първото е съпротивление по постоянен ток. То се нарича *статично съпротивление* и се определя от зависимостта

$$(1.6) R_{\text{ст}} = \frac{U_{\text{FA}}}{I_{\text{FA}}} = \frac{m\varphi_T \ln\left(\frac{I_{\text{FA}}}{I_S} + 1\right)}{I_{\text{FA}}} = \frac{2.26 \cdot 10^{-3} \cdot \ln\left(\frac{10 \cdot 10^{-3}}{9.2 \cdot 10^{-9}} + 1\right)}{10 \cdot 10^{-3}} = 72,27 \Omega.$$

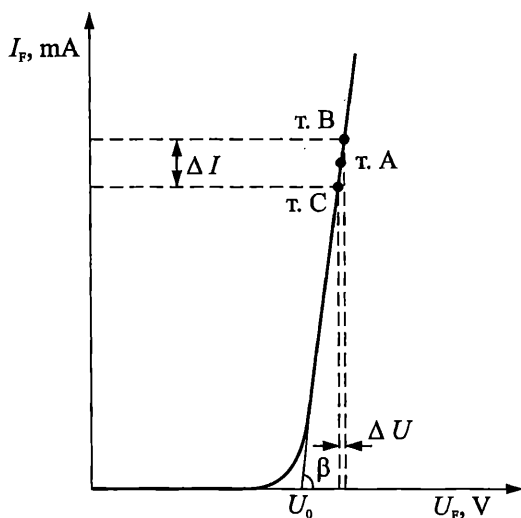
Статичното съпротивление може да се определи и от опитно измерените данни (Табл. 1.1)

$$(1.7) R_{\text{ст}} = \frac{723 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^{-3}} = 72,3 \Omega.$$

От геометрична гледна точка статичното съпротивление $R_{\text{ст}}$ показва наклона на правата, преминаваща през началото на координатната система и т. А (ъгъл α): $R_{\text{ст}} = 1/\text{tg}\alpha$.

Второто съпротивление, което може да се дефинира в работната точка, е съпротивлението на диода по променлив ток. То се нарича *диференциално (динамично) съпротивление* r_d и се определя от зависимостта

$$r_d = \frac{u_{\text{FA}}}{i_{\text{FA}}} = \frac{dU}{dI} \approx \frac{\Delta U}{\Delta I}, \quad \text{като } \Delta \rightarrow 0.$$



Фиг. 1.10. Графично определяне на диференциалното съпротивление r_d

ΔU и ΔI (фиг. 1.10) са малки изменения на напрежението и тока около работната точка (т. А е в средата на интервала). За практическото прилагане на тази зависимост, върху построената ВАХ се избират две близки до А точки, например т. В и т. С, които са разположени на равни разстояния от нея. Спускат се перпендикуляри към координатните оси и се отчитат стойностите на тока и напрежението в тези точки, след което се прилага зависимостта за r_d

$$(1.8) \quad r_d \approx \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{U_{FB} - U_{FC}}{I_{FB} - I_{FC}} = \frac{733 \cdot 10^{-3} - 711 \cdot 10^{-3}}{12 \cdot 10^{-3} - 8 \cdot 10^{-3}} = 5,5 \Omega .$$

Тъй като отчитането от графиката е сравнително неточно, по-разумно е да се използват опитните данни от Табл. 1.1 (разбира се, ако се разполага с такива).

Диференциалното съпротивление може да се определи и аналитично

$$(1.9) \quad r_d = \frac{dU}{dI} = \frac{m \cdot \varphi_T}{I_F + I_S} \approx \frac{m \cdot \varphi_T}{I_F} = \frac{2.26 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^{-3}} = 5,2 \Omega .$$

От геометрична гледна точка r_d показва стойността на ъгъла, който сключва допирателната към ВАХ в т. А с абсцисната ос: $r_d = 1/\operatorname{tg}\beta$.

От посоченото могат да се направят два извода.

1. Стойностите на R_{ct} и r_d зависят от работната точка. При промяната ъ стойностите на тези съпротивления също се променят – ако I_F нараства, то R_{ct} и r_d намаляват и обратно.

2. При една и съща работна точка, R_{ct} и r_d имат различни стойности – $\alpha \neq \beta$; $\operatorname{tg} \alpha \neq \operatorname{tg} \beta$. При свързване на диода в права посока $r_d < R_{ct}$.

1.4. Влияние на температурата

При повишаване на температурата се намалява *широчината на забранената зона* ΔW , нараства *собствената концентрация* n_i и *концентрацията на неосновните токоносители*. Намалява *подвижността на токоносителите* μ , а оттам и *специфичната електропроводимост* σ . Поради това температурата оказва чувствително влияние върху параметрите и характеристиките на полупроводниковите елементи, а в частност и на диодите.

Свързване в права посока

При свързване в права посока влияние оказват следните два фактора.

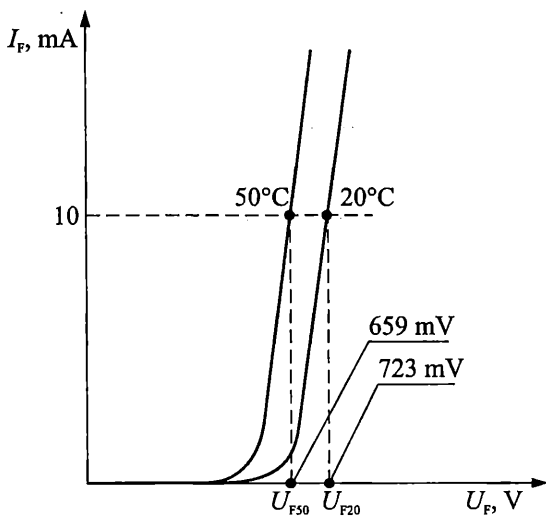
1. Повишаването на температурата води до намаляване на ΔW и нарастване на n_i , което от своя страна намалява контактната потенциална разлика

$$U_0 = \varphi_T \cdot \ln \frac{N_A \cdot N_D}{n_i^2} .$$

Поради това, при нарастване на температурата характе-

ристиките се отместват вляво, т.е. за протичането на един и същ ток $I_F = \operatorname{const} = 10 \text{ mA}$ е необходимо да се приложи по-ниско напрежение $U_{F50} < U_{F20}$ (Фиг. 1.11).

2. Нарастването на температурата води до намаляване на σ и увеличаване на съпротивлението на неутралните области, в частност r_b . Поради това за протичане на един и същ ток е необходимо да се приложи по-високо напрежение, тъй като част от него се губи в r_b .



Фиг. 1.11. ВАХ на Si диод в права посока при две различни температури

Вторият фактор влияе само при големи стойности на тока, затова на практика се приема, че върху вида на ВАХ влияе само намаляването на U_0 .

За количествена оценка на влиянието на температурата се въвежда параметърът *температурен коефициент на напрежението* TKU_F

$$(1.10) \quad TKU_F = \frac{dU}{dT} \approx \frac{\Delta U_F}{\Delta T} \quad \text{при} \quad I_F = \text{const.}$$

За практическото прилагане на тази зависимост е необходимо, от начертаните ВАХ за двете температури, да се отчете напрежителният пад (U_{F20} и U_{F50}) върху диода при една и съща стойност на тока. Например при $I_F = 10 \text{ mA}$ се получава

$$TKU_F \approx \frac{\Delta U_F}{\Delta T} = \frac{U_{F50} - U_{F20}}{T_2 - T_1} = \frac{(659 - 723) \cdot 10^{-3}}{50 - 20} = -2,13 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}}.$$

Обикновено $TKU_F = -(1 + 3) \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}}$, като за практически изчисления се приема стойността $-2 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}}$.

Ако има експериментално снети данни е по-удобно и по-точно да се работи с табличните стойности (Табл. 1.1).

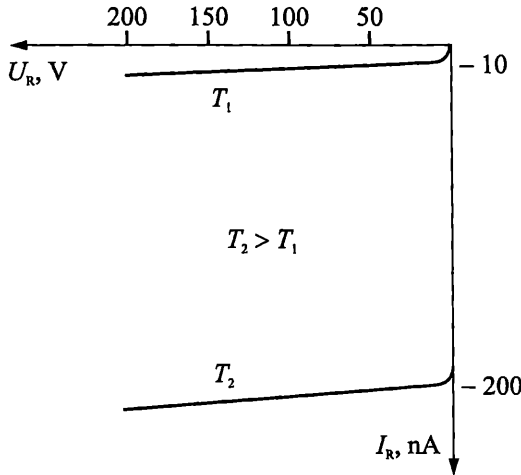
Свързване в обратна посока

При повишаване на температурата чувствително нараства концентрацията на неосновните токоносители, а оттам и стойността на тока в обратна посока I_S (Фиг. 1.12), което се дължи на неосновните токоносители. Поради това I_S , освен обратен ток и ток на насищане, се нарича и *топлинен ток*.

(1.11)

$$I_S = I_{S_0} \cdot e^{a(T-T_0)},$$

където I_{S_0} е токът на насищане при температура T_0 ; I_S – ток на насищане при температура T ; a – емпиричен коефициент, като $a = 0,1$ за Si диоди и $a = 0,07$ за Ge диоди.



Фиг. 1.12. ВAX на Si диод в обратна посока при две различни температури

Ако е известна стойността на обратния ток при температура 20°C , лесно може да се определи стойността му при по-висока температура – например при 50°C

$$I_{S50} = I_{S20} \cdot e^{a \cdot \Delta T} = 9,2 \cdot 10^{-9} \cdot e^{0,1 \cdot (50-20)} \approx 185 \cdot 10^{-9} = 185 \text{ nA}.$$

Също така може да се определи температурната разлика ΔT , за която I_S удвоява стойността си, $\Delta T = \ln 2/a$. За Si диоди $\Delta T = 7^\circ\text{C}$, а за Ge диоди $\Delta T = 10^\circ\text{C}$.

Това води до следното практическо правило: I_S удвоява стойността си при повишаване на температурата с 10°C за Ge диоди и със 7°C за Si диоди.

Тема "Изследване на полупроводникови диоди"

Целите на лабораторното упражнение по темата „Изследване на полупроводникови диоди“ са следните.

1. Експериментално снемане на волтамперните характеристики (ВАХ) на различни видове полупроводникови изправителни диоди в права и обратна посока, като се отчетат характерните особености за всяко свързване.

2. Практическо определяне на някои основни параметри на полупроводниковите диоди: U_0 (напрежение на отпушване), I_S (ток на насищане), m – емпиричен коефициент, r_d (диференциално съпротивление), $R_{ст}$ (статично съпротивление), TKU_F (температурен коефициент на напрежението в права посока).

3. Практическо определяне на стойностите на елементите на постояннотоковите и променливотоковата еквивалентни схеми.

4. Използване на постояннотоковата еквивалентна схема за анализиране на работата на прости схеми с диоди.

5. Практическо определяне на изправността и вида (от Ge, Si, GaAs или Шотки) на полупроводникови диоди, както и разположението на изводите им.

Задание

I. Практически измервания

1. Да се снемат ВАХ в права и обратна посока на Ge изправителен диод при две различни температури – T_1 и T_2 .

2. Да се снемат ВАХ в права и обратна посока на Si изправителен диод при две различни температури – T_1 и T_2 .

3. Да се снемат ВАХ в права и обратна посока на Si Шотки диод при две различни температури – T_1 и T_2 .

4. Да се снемат ВАХ в права и обратна посока на точков диод при две различни температури – T_1 и T_2 .

II. Графична част

1. Да се построят в обща координатна система ВАХ на Si диод и Ge диод за двете температури.

2. Да се построят в обща координатна система ВАХ на Si диод и Si Шотки диод за двете температури.

3. Да се построят в обща координатна система ВАХ на точковия диод за двете температури.

III. Изчислителна част

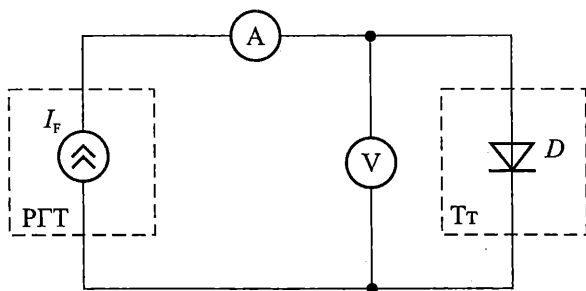
1. Да се определи стойността на емпиричния коефициент m за изследваните диоди.

2. Чрез използване изчислената стойност на m , да се определи стойността на I_S за изследваните диоди и се сравни с измерената стойност, ако има такава.

3. Да се определи I_S за Si диод при стайна температура, като се използва измерената стойност на I_S при температура T_2 . Да се сравни получената стойност с изчислената в т. 2.
4. Да се определят елементите на праговия модел за изследваните диоди. Чрез този модел да се анализира (определят I_F и U_F) схемата от Фиг.1.2.
5. Да се определят R_{ct} и r_d от опитните данни за две различни работни точки за изследваните диоди. Да се сравнят стойностите на R_{ct} и r_d в работните точки. Да се определят аналитично R_{ct} и r_d и се сравнят с определените от опитните данни.
6. Да се определи стойността на TKU_F за изследваните диоди.

Указания за работа

При снемане на ВАХ в права посока се работи по структурната схема от Фиг. 1.13.



Фиг. 1.13. Структурна схема за получаване на волт-амперната характеристика в права посока

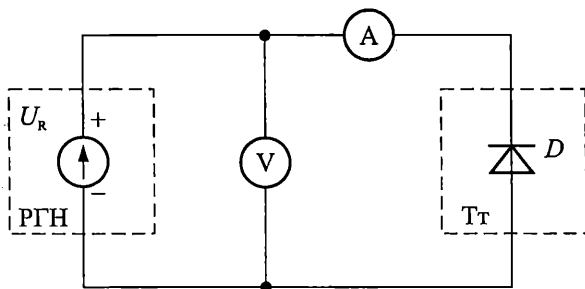
Посредством регулируем генератор на ток (PГТ) се задават различни стойности на тока I_F , протичащ през диода и се измерва напрежителният пад U_F върху него. При този начин на свързване в права посока съпротивлението на диода е малко (ВАХ е стръмна) и е лесно да се реализира генератор на ток, чието вътрешно съпротивление е много по-голямо от съпротивлението на товара (в случая диода). Много по-трудно би било да се реализира генератор на напрежение с вътрешно съпротивление много по-малко от съпротивлението на диода.

Протичащият през диода ток се измерва с амперметър, а напрежителният пад – с цифров волтметър при обхват 2000 mV. Измервателните уреди се свързват по схема амперметър-волтметър (Защо?). Резултатите се представят в табличен вид (Табл. 1.2).

За снемане на волтамперната характеристика при друга температура – напр. T_2 , е необходимо да се включи термостат (T_T) и когато се достигне зададената температура, измерванията се повтарят.

При снемане на ВАХ в обратна посока се работи по структурната схема, показана на Фиг. 1.14.

I_F, mA		I_{F1}	I_{F2}	$I_{Fn}, n > 10$
U_F, mV	T_1	D_1					
						
		D_n					
	T_2	D_1					
						
		D_n					



Фиг. 1.14. Структурна схема за получаване на волт-амперната характеристика в обратна посока

Чрез регулируем генератор на напрежение (РГН) се задават различни стойности на приложеното върху диода обратно напрежение U_R и се измерва протичащият през него обратен ток I_R . Задава се напрежението, защото при свързване в обратна посока съпротивлението на диода е много голямо и е полесно да се реализира генератор на напрежение с вътрешно съпротивление, много по-малко от товарното (съпротивлението на диода), отколкото генератор на ток с вътрешно съпротивление много по-голямо от товарното съпротивление.

За измерване на тока се използва чувствителен амперметър, като първоначално се работи на най-ниския обхват и след това при увеличаване на напрежението, ако се наложи се преминава на по-голям обхват. Напрежението се измерва с волтметър. Измервателните уреди се свързват по схема волтметър-амперметър (Защо?). Резултатите се представят в табличен вид (Табл. 1.3).

За снемане на ВАХ при друга температура – например T_2 , е необходимо да се включи термостатът (T_T) и когато се достигне зададената температура да се повторят измерванията.

Волтамперните характеристики се построяват графично върху милиметрова хартия. ВАХ в права посока се разполага в първи квадрант (U_F, I_F), а ВАХ в обратна посока се разполага в трети квадрант (U_R, I_R) на координатната система.

		U_R, V	U_{R1}	U_{R2}	$U_{Rn}, n > 10$
$I_R, \mu A$	T_1	D_1						
							
		D_n						
	T_2	D_1						
							
		D_n						

Стойностите на напрежението се нанасят върху абсцисната ос, като мащабът при свързване в права (U_F) и обратна (U_R) посока очевидно трябва да бъде различен. Стойностите на тока се нанасят върху ординатната ос, като мащабът при свързване в права (I_F) и обратна (I_R) посока също трябва да бъде различен.

1. Стойността на емпиричния коефициент m се определя от зависимостта (1.3).

2. I_S се определя от зависимост (1.4), например при $I_F = 1 \text{ mA}$ и $I_R = 10 \text{ mA}$.

3. За определяне на I_S при стайна температура се използва (1.11), като $I_{S0} = I_{ST1}$; $I_S = I_{ST2}$; $T = T_2$; $T_0 = T_1$.

4. За определяне на елементите на праговия модел се извършва линейна апроксимация на построените ВАХ. От пресечната точка на апроксимиращата права с абсцисната ос се определя U_0 .

5. За определяне на r_d от опитните данни се използва израз (1.8), а за изчисляване – (1.9). За определяне на R_{ct} от опитните данни се използва уравнение (1.7), а за изчисляване – (1.6).

6. TKU_F се определя от израз (1.10).

Контролни въпроси и задачи

1. Начертайте полупроводников диод, поляризиран в права посока, и означете със стрелка посоката на протичащия ток.

2. Начертайте полупроводников диод, поляризиран в обратна посока, и означете със стрелка посоката на протичащия ток.

3. В обща координатна система начертайте волтамперната характеристика на Ge и Si диоди в права и обратна посока.

4. Начертайте волтамперната характеристика на Si диод в права и обратна посока, като дадете числени стойности за тока и напрежението.

5. Напишете уравнението, описващо волтамперната характеристика на полупроводников диод. Пояснете смисъла на използваните означения.

6. Начертайте еквивалентните схеми за свързване в права и обратна посока от идеализирания модел на полупроводников диод.

7. Анализирайте работата (определете U_F и I_F) на схемата от фиг.1.2, като използвате праговия модел за Si диод, ако $R = 2,2 \text{ k}\Omega$ и $E = 12 \text{ V}$.

8. Начертайте волтамперната характеристика на Si диод в права посока и постройте товарната права за схемата от Фиг.1.2, ако $R = 2,2 \text{ k}\Omega$ и $E = 12 \text{ V}$.

9. Дефинирайте понятието диференциално съпротивление и пояснете как може да се определи от волтамперната характеристика на диода.

10. Начертайте волтамперната характеристика на Si диод в права и обратна посока при две различни температури $T_2 > T_1$.

11. Дефинирайте понятието температурен коефициент на напрежението $T\text{KU}_F$ и посочете типичната му стойност.

12. Как обратният ток на полупроводников диод зависи от температурата? Дайте аналитична зависимост.

ИМПУЛСНИ СВОЙСТВА НА ПОЛУПРОВОДНИКОВИ ДИОДИ

2.1. Капацитети на PN прехода

PN преходът има два капацитета – бариерен и дифузен. *Бариерният капацитет* C_T се дължи на заряда на йонизираните примесни атоми в обеднената област на прехода. Той съществува при свързване в права посока и в обратна посока. При свързване в права посока стойността му е по-голяма и намалява при увеличаване на приложеното напрежение в обратна посока. Има стойности от десетки и стотици pF. C_T зависи от площта на прехода S , като при увеличаване на площта стойността му също нараства.

Дифузият капацитет C_D се дължи на заряда на неосновните токоносители, преминали в резултат на дифузията в съседната област – електрони от N в P областта и дупки от P в N областта. Тези заряди се получават при протичане на ток в права посока, поради което C_D се отчита само при свързване в права посока. C_D зависи правопрпорционално от тока в права посока I_F , като когато той се увеличава, C_D също нараства. Има стойности от стотици и хиляди pF и е значително по-голям от бариерния капацитет C_T .

2.2. Инертност на диода при превключване

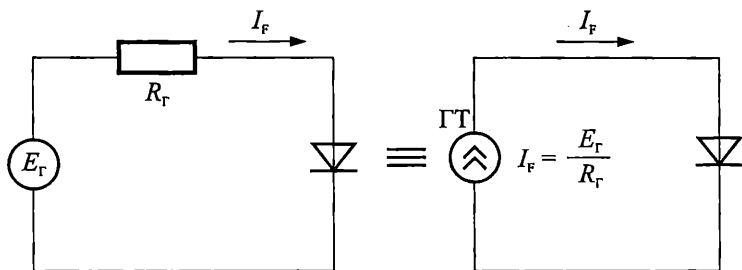
Диодите много често се използват като ключове (например когато работят като токоизправители и ограничители на импулси). Те имат много малко съпротивление при свързване в права посока – затворен ключ и много голямо съпротивление при свързване в обратна посока – отворен ключ. При бързо изменение на полярността на приложеното напрежение се налага диодът за кратко време да преминава от включено в изключено състояние и обратно. Тогава започва да се проявява инертността на диода, която характеризира бързодействието му, т.е. скоростта на преминаване от едното в другото състояние. Причините за инертността на диодите са следните:

- натрупване на токоносители в неутралните области на диода при свързването му в права посока и разсейването им при свързване на диода в обратна посока. Това води до промяна на съпротивлението на неутралните области (r_B) и то главно на по-нисколегираната от тях, която се нарича база;
- презареждане на капацитетите на PN прехода (разширяването и стесняването на обеднената област), за което също е необходимо време, защото напрежението върху кондензатора не може да се промени със скок.

В зависимост от плътността на тока, протичащ през диода, влиянието на всяка от тези две причини е различно.

Времедиаграмите, които показват измененията на тока и напрежението във времето, характеризиращи преходните процеси, зависят и от стойността

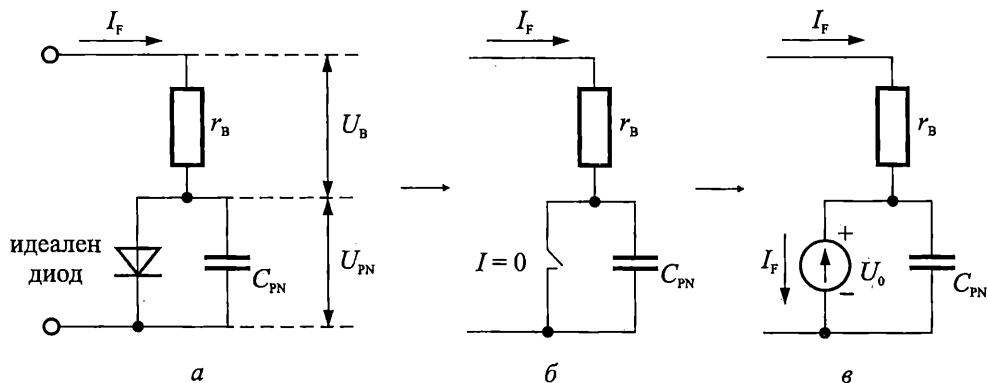
на съпротивлението на веригата, в която е включен диодът. В повечето практически схеми съпротивлението на веригата е значително по-голямо от съпротивлението на диода в процес на превключване. Поради това токът се определя от външното съпротивление и диодът се захранва от генератор на ток (Фиг. 2.1).



Фиг. 2.1. Свързване на диода в схема с генератор на ток

При анализирането на преходните процеси е удобно диодът да се представи чрез еквивалентна схема (Фиг. 2.2а), включваща: резистор r_B (отразяващ съпротивлението на базата); кондензатор C_{PN} , отразяващ капацитета на PN прехода и идеален диод (без съпротивление на неутралните области и капацитет на прехода).

При включване на диода, докато напрежението върху прехода достигне напрежението на отпушване, идеалният диод е запушен и се представя с отворен ключ ($I = 0$) – Фиг. 2.2б. Токът I_F протича през кондензатора $C_{PN} = C_T$, който се зарежда и напрежението върху него U_{PN} започва да нараства. Когато U_{PN} достигне напрежението на отпушване на прехода, идеалният диод се отпушва и през него започва да протича част от тока I_F . С нарастване на U_{PN} все по-голяма част от тока I_F протича през диода, като този процес продължава до пълното му отпушване. В този момент напрежението върху диода е достигнало установената си стойност и идеалният диод се явява генератор на напрежение със стойност U_0 – Фиг. 2.2в.

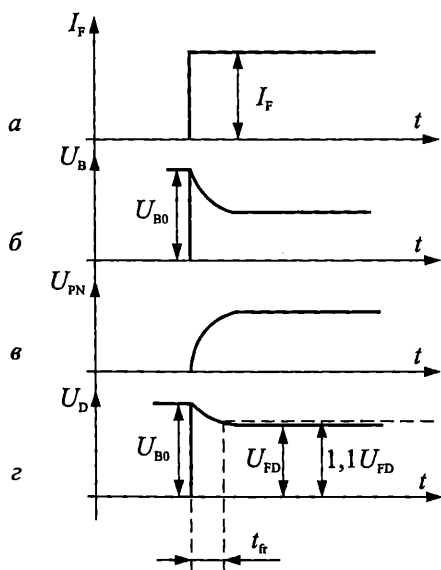


Фиг. 2.2. Еквивалентна схема на диода за анализ на преходните процеси

2.3. Преходни процеси при включване на диода при голяма плътност на тока

При големи плътности на тока в права посока преходните процеси се определят от натрупването и разсейването на токоносителите в базовата област. В случая, поради голямата плътност на тока, презареждането на кондензатора на прехода става бързо и на практика този процес има второстепенно значение.

Непосредствено след подаване на импулса напрежението върху базата U_B се определя от стойността на тока I_F и съпротивлението на базата r_B : $U_{B0} = I_F \cdot r_B$. Напрежението върху PN прехода U_{PN} е равно на нула, защото кондензаторът на прехода не е зареден. След това, поради голямата плътност на тока, започва нарастване на концентрацията на токоносителите в базата, в резултат на което $r_B = f(I_F)$ намалява. Напрежението U_B също започва да намалява до достигане на установената си стойност (когато завърши процесът на натрупване на токоносителите в базата) – Фиг. 2.3б. Същевременно нараства U_{PN} , поради зареждане на кондензатора на PN прехода – Фиг. 2.3в.



Фиг. 2.3. Установяване на правото напрежение при голяма плътност на тока

Напрежението върху диода U_D е равно на сумата от напреженията върху съпротивлението на базата U_B и върху PN прехода U_{PN} (Фиг. 2.3г). То има отскок U_{B0} в началото, след което намалява до установената си стойност U_{FD} .

За оценяване на бързодействието на диода при включване се използва параметърът t_{fr} – време за установяване на напрежението при включване. Това е времевият интервал от момента на подаване на импулса до момента, в който напрежението върху диода достигне стойност $1.1U_{FD}$. Времето t_{fr}

зависи от стойността на тока в права посока I_F , като с увеличаването му то намалява.

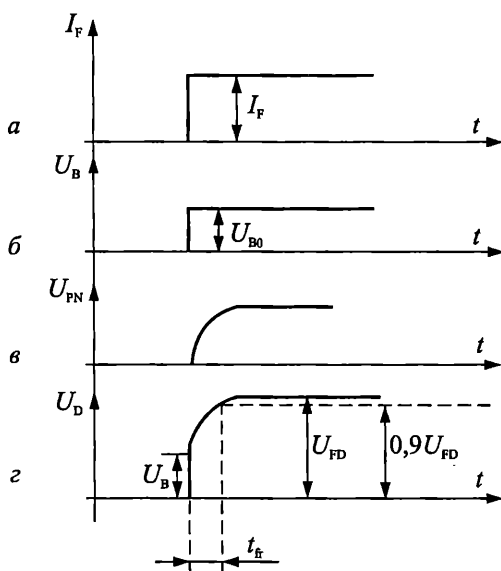
2.4. Преходни процеси при включване на диода при малка плътност на тока

При малки плътности на тока преходните процеси се определят от времето за презареждане на кондензатора на прехода, а промяната на концентрацията на токоносителите в базата не влияе.

При подаване на токов импулс с амплитуда I_F (Фиг. 2.4а) напрежението на базата U_B достига установената си стойност $U_B = I_F r_B$, след което не се променя (Фиг. 2.4б). Причината за това е, че при малка плътност на тока, концентрацията на токоносители в базата не се променя чувствително спрямо равновесната си стойност, поради което r_B също не се променя ($r_B = \text{const}$).

Същевременно напрежението на PN прехода нараства от нула до установената си стойност, защото се зарежда кондензаторът му – Фиг. 2.4в.

Напрежението върху диода U_D е равно на сумата от напреженията върху съпротивлението на базата U_B и върху PN прехода U_{PN} (Фиг. 2.4г). То има начален отскок със стойност U_B (дължащ се на напрежението върху r_B), след което нараства до установената си стойност U_{FD} (съответстваща на I_F), поради зареждането на кондензатора на прехода.



Фиг. 2.4. Установяване на правото напрежение при малка плътност на тока

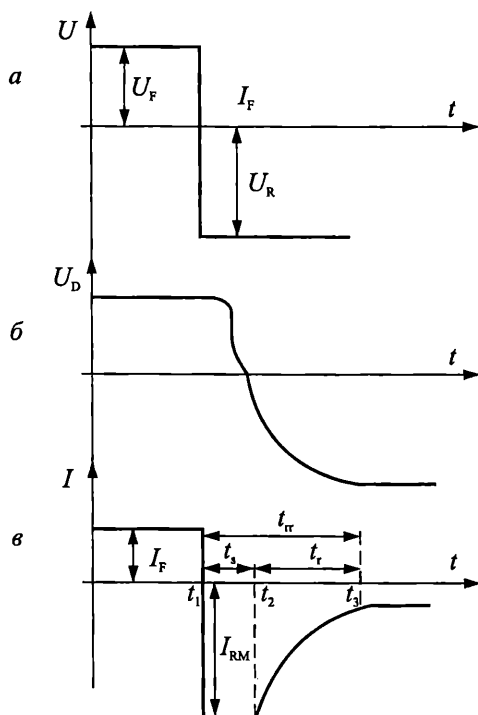
В случая t_{fr} е времевият интервал от момента на подаване на импулса до момента, в който напрежението върху диода достигне стойност $0,9U_{FD}$.

2.5. Преходни процеси при изключване на диода

При бърза промяна на приложеното върху диода напрежение от права в обратна посока (Фиг. 2.5а) протича голям обратен ток I_{RM} (Фиг. 2.5б). Той се ограничаваша единствено от резистора във веригата R_{Γ} , който заедно с източника на напрежение се явява генератор на ток $I_{RM} = \frac{U_R}{R_{\Gamma}}$. В първоначалния момент

съпротивлението на базата е малко, поради наличието на много токоносители. В същото време вътрешното поле на прехода е ускоряващо за токоносителите и преходът също не влияе върху стойността на протичащия ток.

Тъй като стойността на обратния ток се ограничаваша от R_{Γ} натрупаните в базата токоносители не могат да се разсеят моментално. Затова токът в обратна посока остава с постоянна стойност, докато не завърши процесът на разсейване на токоносителите в базата. На практика, докато концентрацията на неосновните токоносители в базата не спадне под равновесната си стойност, PN преходът остава поляризиран в права посока (напрежението върху него е положително – Фиг. 2.5б). С течение на времето всички токоносители в базата се увеличат от полето на прехода в съседната област (емитера) или рекомбинират в базата. В резултат обратният ток започва да намалява до достигане на установената стойност I_R (Фиг. 2.5б). В този момент завършва процесът на възстановяване на обратното съпротивление на диода.



Фиг. 2.5. Преходни процеси при превключване в обратна посока

За оценяване на бързодействието на диода при изключване се дефинират две времена.

Първото се нарича *време за разсейване* t_s и продължава от момента на подаване на обратното напрежение t_1 до момента t_2 , в който започва да намалява стойността на обратния ток. Това време зависи от времето на живот на неосновните токоносителни τ и от токовете I_F и I_{RM} . Колкото времето τ и токът I_F са с по-ниски стойности и токът I_{RM} е по-голям, толкова времето за разсейване t_s е по-малко.

Второто време се нарича *време за намаляване на обратния ток* t_r и продължава от момента t_2 , в който започва да намалява стойността на обратния ток до момента t_3 , в който обратният ток достигне стойност $0,1I_{RM}$. Времето t_r зависи от стойността на бариерния капацитет на PN прехода и I_{RM} , като намалява при намаляване на капацитета и увеличаване на I_{RM} .

Сумата от времето за разсейване t_s и времето за намаляване на обратния ток t_r се нарича *време за възстановяване на обратното съпротивление на диода* $t_{rr} = t_s + t_r$.

Типични стойности са времето t_{rr} при импулсните диоди са от няколко ns до $100 \div 200$ ns в зависимост от бързодействието на диода. Съществуват и свръхбързи импулсни диоди, при които $t_{rr} = (0,1 \div 1)ns$.

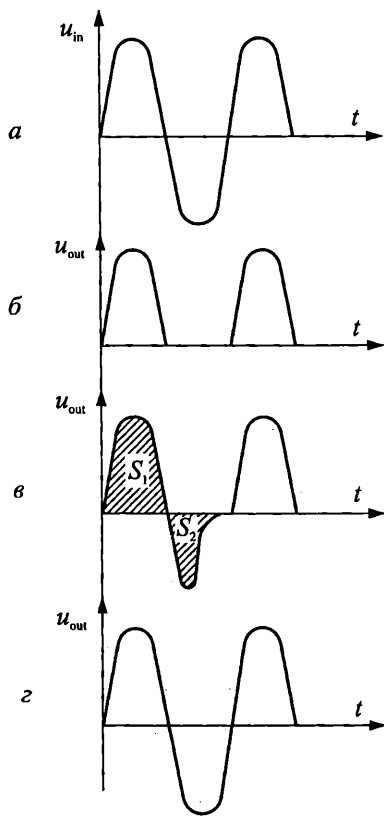
Времето t_{rr} е значително по-голямо от t_{fr} ($t_{rr} > t_{fr}$), поради което то е определящо за импулсните и честотните свойства на диода.

2.6. Влияние на инертността на диода върху изправителните му свойства

Едно от основните приложения на полупроводниковите диоди е използването им като токоизправители, т.е. за преобразуване на променливи токове и напрежения в постоянни.

Когато честотата f на изправяния сигнал u_{in} (Фиг. 2.6a) е ниска ($t_{rr} \ll \frac{T}{2}$) в изхода на схемата се пропускат само положителните полуувълни (Фиг. 2.6б).

При повишаване на честотата на сигнала изправителните свойства на диода се влошават поради необходимостта от време за възстановяване на обратното съпротивление на диода. Когато продължителността на полупериода на сигнала стане съизмерима с продължителността на t_{rr} ($t_{rr} \approx T/2$), диодът започва да пропуска и част от отрицателната полуувълна (Фиг. 2.6в). Ако честотата на изправяния сигнал продължи да се увеличава и продължителността на полупериода стане по-малка от времето за разсейване на токоносителите t_s ($t_s < T/2$), в изхода се пропуска изцяло и отрицателната полуувълна, т.е. диодът губи изправителните си свойства – Фиг. 2.6г.



Фиг. 2.6. Влияние на честотата върху изправителните свойства на диода

Изправителният ефект на диода е правопрпорционален на разликата в площите на положителната полуувълна S_1 и отрицателната полуувълна S_2 (Фиг. 2.6в). Колкото тази разлика е по-голяма, толкова по-добри изправителни свойства има диодът. При пълно изправяне на променливия сигнал площта S_2 трябва да е равна на 0. Когато $S_1 = S_2$ диодът няма изправително действие.

Тема "Изследване на импулсните свойства на полупроводникови диоди"

Целите на това упражнение са следните.

1. Да се получат експериментално времедиаграмите, характеризиращи бързодействието на различни типове полупроводникови диоди при превключване.
2. Експериментално да се определят времената t_{fr} и t_{π} , характеризиращи бързодействието на различни типове полупроводникови диоди при превключване.
3. Опитно да се определи до каква честота на сигнала диодът може да се използва ефикасно като токоизправител или в импулсни приложения.
4. Да се избират подходящи изправителни диоди в зависимост от честотата на изправяния променливотоков сигнал.
5. Да се избират обосновано подходящи импулсни диоди в зависимост от честотата и параметрите на импулсния сигнал.

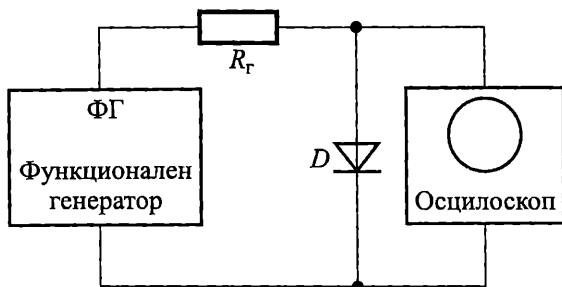
Задание

1. Да се наблюдават и пречертаят времедиаграмите при превключване на Si изправителен диод, Si импулсен диод, силициев Шотки диод и точков диод. Изследванията да се направят за две различни амплитуди на токовия импулс I_F . Да се сравнят времената t_{fr} и t_{π} за всеки от изследваните диоди.
2. За изследваните диоди да се снее зависимостта на t_{fr} от амплитудата на токовия импулс I_F : $t_{fr} = f(I_F)$.
3. За изследваните диоди да се снее зависимостта на t_s от амплитудата на токовия импулс I_F : $t_s = f(I_F)$.
4. За изследваните диоди да се получат зависимостите на t_s , t_r и t_{π} от амплитудата на токовия импулс I_{RM} : $t_s = f(I_{RM})$, $t_r = f(I_{RM})$ и $t_{\pi} = f(I_{RM})$. Да се сравнят времената за възстановяване на обратното съпротивление на диода t_{π} за изследваните диоди при една и съща стойност на I_{RM} .
5. Да се построят графично получените зависимости.
6. Да се определят честотите f_1 , f_2 и f_3 , като за времената t_{π} и t_s на изправителния диод е в сила: $t_{\pi} \ll T_1$, $t_{\pi} \approx T_2$ и $2t_s > T_1$.
7. Да се изследва работата на диода като токоизправител при честоти f_1 , f_2 и f_3 и се оценят изправителните му свойства чрез определяне и сравняване площите на положителната и отрицателната полуълна.

Указания за работа

За получаване на времедиаграмите при превключване на диодите се работи по схемата от Фиг. 2.7.

От функционалния генератор (ФГ) се подават правоъгълни импулси с еднакви амплитуди на положителната и отрицателната полувървна $U_F = U_R$. С осцилоскоп се наблюдават времедиаграмите на напрежението върху изследваните диоди, след което се пречертават. За да се сравнят времената t_{fr} и t_{rr} се анализира продължителността на процесите на установяване на правото и обратното напрежение върху диода.



Фиг. 2.7. Структурна схема за изследване на процесите на превключване на диода

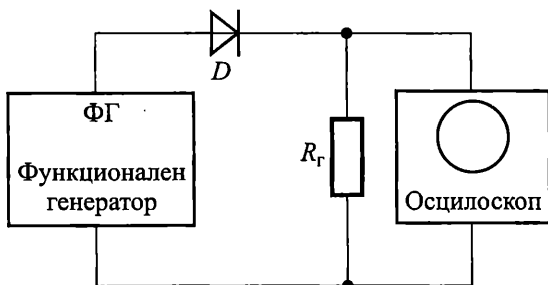
За снемане на зависимостта $t_{fr} = f(I_F)$ се работи по структурната схема от Фиг. 2.7. Чрез промяна на амплитудата на положителната полувървна U_F на импулсите от ФГ се задават различни стойности на I_F , като $I_F = \frac{U_F}{R_r}$. Амплитудата на отрицателната полувървна U_R се запазва постоянна. С осцилоскоп се измерва продължителността на времето за установяване на правото напрежение върху диода t_{fr} . Резултатите се нанасят в Табл. 2.1.

Таблица 2.1

	I_F, mA	I_{F1}	I_{F2}	$I_{Fn}, n > 10$
t_{fr}, ns	D_1						
						
	D_n						

За получаване на зависимостта $t_s = f(I_F)$ се работи по структурната схема от Фиг. 2.8. На осцилоскоп се наблюдава напрежението върху R_r . Тъй като $U_{R_r} = I_r R_r$, а $R_r = \text{const}$, напрежението е правопрпорционално на I_r . Чрез промяна на амплитудата на положителната полувървна U_F на импулсите от функционалния генератор се задават различни стойности на I_F , като $I_F = \frac{U_F}{R_r}$. Амплитудата на отрицателната полувървна U_R се запазва постоянна. Чрез осцилоскоп се измерва стойността на времето за разсейване t_s и резултатите се нанасят в Табл. 2.2.

I_F, mA		I_{F1}	I_{F2}	$I_{Fn}, n > 10$
t_s, ns	D_1						
						
	D_n						

Фиг. 2.8. Структурна схема за измерване на t_s , t_r и t_{rr}

За получаване на зависимостите $t_s = f(I_{RM})$, $t_r = f(I_{RM})$ и $t_{rr} = f(I_{RM})$ се работи по структурната схема от Фиг. 2.8. Чрез промяна на амплитудата на отрицателната полувайна U_R на импулсите от ФГ се задават различни стойности на I_{RM} , като $I_{RM} = \frac{U_R}{R_r}$. Амплитудата на положителната полувайна

U_F се запазва постоянна. Чрез осцилоскоп се измерва продължителността на времената t_s и t_{rr} , а времето t_r се определя от зависимостта $t_r = t_{rr} - t_s$. Резултатите за t_s се нанасят в Таблица 2.3, а за t_r и t_{rr} в аналогични таблици.

Таблица 2.3

I_{RM}, mA		I_{RM1}	I_{RM2}	$I_{RMn}, n > 10$
t_s, ns	D_1						
						
	D_n						

Получените по т. 2, т. 3 и т. 4 от заданието зависимости се начертават графично. За изпълнение на т. 6 от заданието, чрез определените стойности на t_{rr} и t_s за изправителния диод (при дадена амплитуда U_R), се изчисляват периодите T_1 , T_2 и T_3 .

За изследване зависимостта на изправителните свойства на диода от честотата се използва също Фиг. 2.8. От функционалния генератор (ФГ) се подават правоъгълни импулси с честоти f_1 , f_2 и f_3 . Снемат се времедиограмите на изходното напрежение. Изчисляват се площите на положителната полувайна S_1 и на отрицателната полувайна S_2 . Чрез сравняване на S_1 и S_2 се оценяват изправителните свойства на диода за трите честоти.

Контролни въпроси и задачи

1. Посочете причините за инертността на диода при превключване.
2. Начертайте времедиаграмите при установяване на правото напрежение при голяма плътност на тока и пояснете вида им.
3. Начертайте времедиаграмите при установяване на правото напрежение при малка плътност на тока и пояснете вида им.
4. Дефинирайте понятието t_{fr} – време за установяване на напрежението при включване.
5. Начертайте времедиаграмите илюстриращи преходните процеси при изключване на диода. Пояснете вида им.
6. Дефинирайте времето t_s . Посочете кои фактори и по какъв начин влияят върху стойността му.
7. Дефинирайте времето t_r . Посочете кои фактори и как те влияят върху стойността му.
8. Дефинирайте времето t_{tr} . Посочете кои фактори и как те влияят върху стойността му.
9. Илюстрирайте с подходящи времедиаграми влиянието на честотата на сигнала върху изправителните свойства на диода.
10. Как се променя продължителността на преходните процеси при включване на диода с увеличаване на амплитудата на токовия импулс I_F . Пояснете!
11. Как се променя продължителността на преходните процеси при изключване на диода с увеличаване на амплитудата на токовия импулс I_F . Пояснете!
12. Как се променя продължителността на преходните процеси при изключване на диода с увеличаване на амплитудата на токовия импулс I_{RM} . Пояснете!

УПРАЖНЕНИЕ 3

ЦЕНЕРОВИ ДИОДИ

3.1. Волтамперна характеристика (ВАХ)

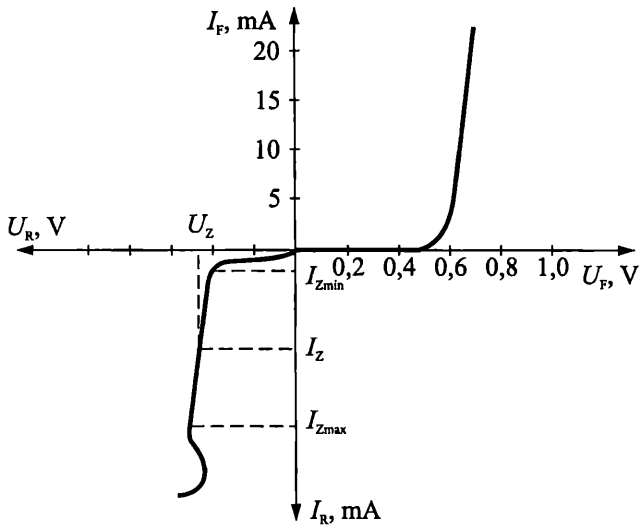
Ценеровият (опорен) диод е електронен елемент, който работи в областта на електрически пробив. Основното му приложение е за стабилизиране на напрежение.

Условното му графично означение е дадено на Фиг. 3.1. Подобно на изправителните диоди има два електрода – анод (А) и катод (К).



Фиг. 3.1. Условно графично означение

Волтамперната характеристика (ВАХ) ценеровия диод, представляваща графичната зависимост на протичащия през диода ток от приложеното напрежение, е показана на Фиг. 3.2. От нея се вижда, че при свързване в обратна посока, при изменение на протичащия ток в широки граници (от I_{Zmin} до I_{Zmax}), напрежението върху диода се променя незначително. При свързване на ценеровия диод в права посока, ВАХ повтаря тази на изправителен полупроводников диод.

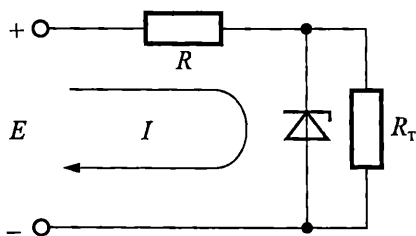


Фиг. 3.2. Волтамперна характеристика на ценеров диод

Резултатите от експериментално изследване на високоволтов ценеров диод са показани в Табл. 3.1.

I_Z , mA	Високоволтов ЦД			
	U_F , mV		U_Z , V	
	25°C	50°C	25°C	50°C
0,25	644	582	10,46	10,66
0,5	674	611	11,27	11,48
1	695	632	12,49	12,80
2	713	655	12,53	12,83
3	725	669	12,56	12,86
4	734	680	12,58	12,88
5	740	689	12,60	12,90
6	744	696	12,61	12,92
7	749	704	12,62	12,93
8	753	711	12,63	12,95
9	757	717	12,64	12,96
10	760	723	12,65	12,98

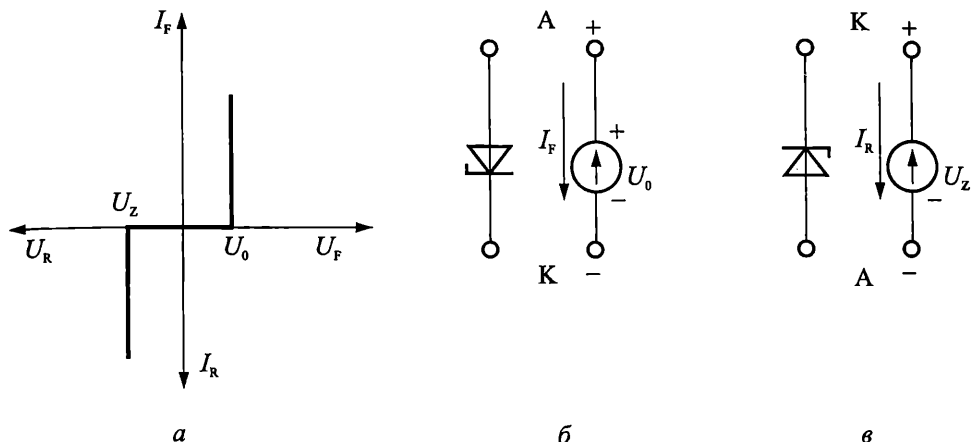
Основният режим на работа на ценовия диод е в областта на електрически пробив при свързването му в обратна посока (“+” на външния източник е свързан към катода K , а “-” към анода A). Схемата на свързване като стабилизатор на напрежение е показана на Фиг. 3.3. Последователно свързаното съпротивление R се използва за ограничаване на протичащия в обратна посока ток, а R_T е товарното съпротивление, върху което се получава стабилизираното напрежение.



Фиг. 3.3. Схема на свързване

3.2. Постояннотокова еквивалентна схема

Праговият модел на ценовия диод е показан на Фиг. 3.4а. При свързване в права посока моделът е аналогичен на този на изправителния диод (Фиг. 3.4б). В обратна посока ценовият диод може да се замени с източник на напрежение със стойност U_Z (Фиг. 3.4в).



Фиг. 3.4. Прагов модел на ценеров диод
 а – апроксимация на ВАХ в права посока;
 б – еквивалентна схема за свързване в права посока;
 в – еквивалентна схема за свързване в обратна посока

3.3. Основни параметри

Напрежение на стабилизация U_Z . Това напрежение зависи от концентрацията на примесите и е в границите от $(3 \div 200)$ V. В зависимост от стойностите на U_Z се различават два типа ценерови диоди: *нисковолтови* с напрежение на стабилизация до 6 V и *високоволтови* с напрежение над 7 V. Първите работят с тунелен пробив, а вторите – с лавинен.

Минимален ток на стабилизация I_{Zmin} . Определя минималния ток през диода, при който се проявяват стабилизиращите свойства. При стойности на тока по-малки от I_{Zmin} , пробивът е неустойчив и малки промени на тока водят до големи изменения на напрежението U_Z . Това много ясно се наблюдава за стойностите на U_Z от Табл. 3.1 при $I_Z = 0,25$ mA и $I_Z = 0,5$ mA.

Максимален ток на стабилизация I_{Zmax} . Определя най-голямата стойност на тока, при която разсейваната мощност не превишава допустимите граници. Над тази стойност в ценеровия диод настъпва топлинен пробив.

Максимална разсейвана мощност P_{Zmax} . Това е максималната мощност, разсейвана от диода, при която не настъпва топлинен пробив

$$P_{Zmax} = I_{Zmax} \cdot U_Z.$$

За ценеров диод с напрежение на стабилизация $U_Z = 5,6$ V и максимален ток на стабилизация $I_{Zmax} = 1400$ mA се получава $P_{Zmax} = 5,6 \cdot 1,4 \text{ A} \approx 8 \text{ W}$. Допустимата разсейвана мощност в мощните ценерови диоди достига 50 W.

Диференциално съпротивление r_d . Този параметър характеризира наклона на характеристиката в областта на електрически пробив

$$r_d = \frac{u_Z}{i_Z} = \frac{dU_Z}{dI_Z} \approx \frac{\Delta U_Z}{\Delta I_Z} \quad \text{при} \quad \Delta \rightarrow 0.$$

Колкото по-малко е диференциалното съпротивление, толкова по-добри са стабилизиращите свойства на ценовия диод. Ценовият диод би бил идеален стабилизатор, ако $r_d = 0$. За различните диоди то има стойност от $(5 \div 20) \Omega$.

Като се използват експерименталните резултати от Табл. 3.1 може да се изчисли r_d . За стойности на напрежението U_Z се използват стойностите при ток $I_Z = 8 \text{ mA}$ и 10 mA

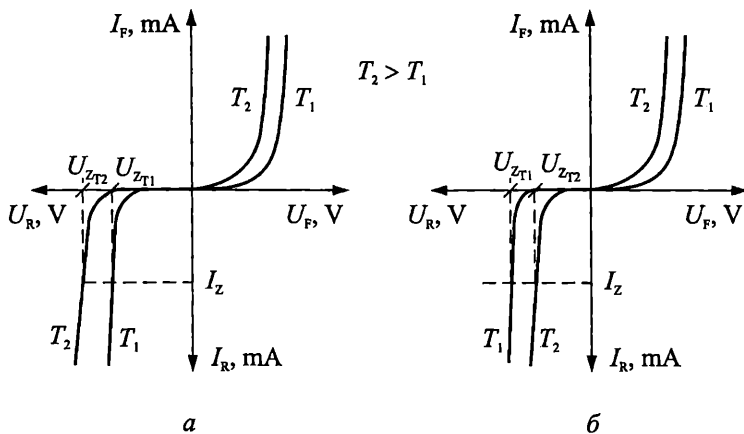
$$r_d = \frac{\Delta U_Z}{\Delta I_Z} = \frac{U_{Z_{10\text{mA}}} - U_{Z_{8\text{mA}}}}{I_{Z_2} - I_{Z_1}} = \frac{(12,65 - 12,64)}{(10 - 8) \cdot 10^{-3}} = \frac{0,01}{2} = 5 \Omega.$$

Температурен коефициент на напрежението на стабилизация TKU_Z . Този коефициент дава зависимостта на напрежението на стабилизация U_Z от температурата T и е равен на

$$TKU_Z = \frac{1}{U_Z} \cdot \frac{dU_Z}{dT} \approx \frac{\Delta U_Z}{\Delta T} \cdot \frac{1}{U_Z} \cdot 100 \approx \frac{U_{Z_{T_2}} - U_{Z_{T_1}}}{T_2 - T_1} \cdot \frac{1}{U_{Z_{T_1}}} \cdot 100 [\%/^{\circ}\text{C}],$$

при $I_Z = \text{const}$.

TKU_Z е с положителна стойност за високоволтовите (Фиг. 3.5а) и с отрицателна за нисковолтовите (Фиг. 3.5б) ценови диоди, което е свързано с различната температурна зависимост на пробивното напрежение при тунелен и лавинен пробив.



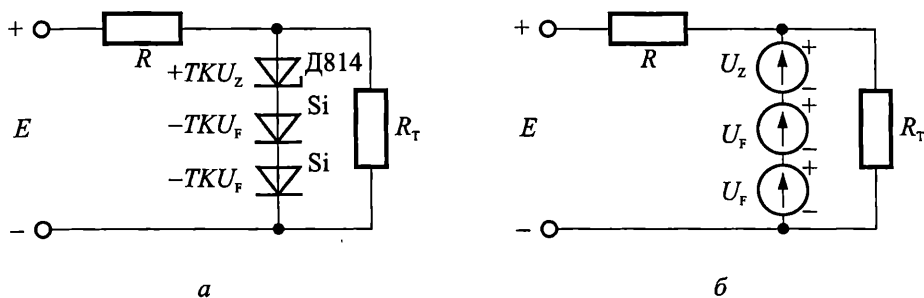
Фиг. 3.5. а – ВАХ на високоволтов ценов диод при $T_2 > T_1$;
б – ВАХ на нисковолтов ценов диод при $T_2 > T_1$

При стойност на тока $I_Z = 10 \text{ mA}$ от Табл. 3.1 за температурния коефициент на напрежението на стабилизация TKU_Z се получава

$$TKU_Z = \frac{U_{Z_{T_2}} - U_{Z_{T_1}}}{T_2 - T_1} \cdot \frac{1}{U_{Z_{T_1}}} \cdot 100 = \frac{12,98 - 12,65}{50 - 25} \cdot \frac{1}{12,65} \cdot 100 = 0,104 [\%/^{\circ}\text{C}].$$

За намаляване на коефициента TKU_Z на високоволтовите диоди после-

дователно на тях се свързват един или няколко диода в права посока (Фиг. 3.6а). В посочения случай положителният TKU_Z на ценеровия диод се намалява с двата отрицателни TKU_F на силициевите диоди (Фиг. 3.6б). В резултат върху R_T се получава стабилизирано напрежение, което зависи слабо от температурата.



Фиг. 3.6. Високоволтови диоди
а – принципна схема на свързване; б – еквивалентна схема

Ако U_Z е напрежението на стабилизация на високоволтовия диод, а U_F е падът на напрежение в права посока на двата силициеви диода, то резултатното стабилизирано напрежение върху товарното съпротивление R_T е

$$U_{Z_{\text{sum}}} = U_Z + 2.U_F = 12,65 + 2.0,6 = 13,85 \text{ V}.$$

Приема се, че Si диоди имат температурен коефициент на напрежението в права посока $TKU_F = -2,2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Тогава за изменение на температурата с $\Delta T = 25^\circ\text{C}$ се получава $\Delta U_F = TKU_F \cdot \Delta T = -55 \text{ mV}$. При нарастване на напрежението на стабилизация на ценеровия диод за ΔU_Z може да се запише

$$\Delta U_Z = \frac{TKU_Z \cdot \Delta T \cdot U_Z}{100} = \frac{0,104 \cdot 25 \cdot 12,65}{100} = 329 \text{ mV}.$$

За общия температурен коефициент се изчислява

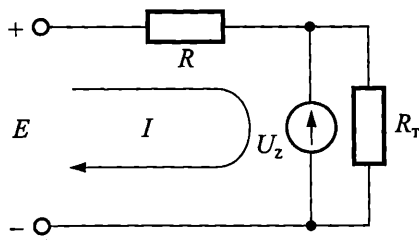
$$TKU_{\text{sum}} = \frac{\Delta U_Z + 2 \cdot \Delta U_F}{\Delta T \cdot U_{Z_{\text{sum}}}} \cdot 100 = \frac{(329 - 2 \cdot 55) \cdot 10^{-3}}{25 \cdot 13,85} \cdot 100 = 0,063 [\%/^\circ\text{C}].$$

Задача

Ценеров диод е свързан по посочената на Фиг. 3.2 схема. Да се определят допустимите стойности за токоограничаващия резистор R , ако $E = 15 \text{ V}$, $U_Z = 10 \text{ V}$, $R_T = 1 \text{ k}\Omega$, $I_{Z_{\text{min}}} = 5 \text{ mA}$ и $I_{Z_{\text{max}}} = 40 \text{ mA}$.

Решение

За да се реши тази задача е необходимо да се замести ценеровият диод с еквивалентната му схема от Фиг. 3.4, при което се получава схемата, показана на Фиг. 3.7.



Фиг. 3.7. Еквивалентна схема

Тогава за напрежението върху товара може да се запише, че е равно на $U_{R_T} = U_Z = 10 \text{ V}$. Следователно токът, протичащ през товарното съпротивление,

$$I_{R_T} = \frac{U_{R_T}}{R_T} = \frac{10}{1 \cdot 10^3} = 10 \text{ mA}.$$

За да работи ценеровият диод в областта на пробив, без да надвишава $I_{Z_{\max}}$, е необходимо да бъде спазено условието $I_{Z_{\min}} < I_Z < I_{Z_{\max}}$.

За минималната и максималната стойности на тока през токоограничаващия резистор по закона на Кирхоф се получава

$$I_{R_{\min}} = I_{Z_{\min}} + I_{R_T} = 5 + 10 = 15 \text{ mA};$$

$$I_{R_{\max}} = I_{Z_{\max}} + I_{R_T} = 40 + 10 = 50 \text{ mA}.$$

Стойността на напрежителния пад върху токоограничаващия резистор се изчислява по израза

$$U_R = E - U_Z = 15 - 10 = 5 \text{ V}.$$

Следователно по закона на Ом се определят минималната и максималната стойности на токоограничаващия резистор

$$R_{\max} = \frac{U_R}{I_{R_{\min}}} = \frac{5}{15 \cdot 10^{-3}} = 333 \Omega;$$

$$R_{\min} = \frac{U_R}{I_{R_{\max}}} = \frac{5}{50 \cdot 10^{-3}} = 100 \Omega.$$

Тема “Изследване на ценерови диоди”

Целите на това упражнение са следните.

1. Да бъдат получени експериментално волтамперните характеристики (ВАХ) на различни видове ценерови диоди в права и обратна посока, като се отчетат характерните особености за всяко свързване.

2. Практически да се определят някои основни параметри на ценеровите диоди: U_Z (напрежение на стабилизация), r_d (диференциално съпротивление), TKU_Z (температурен коефициент на напрежението на стабилизация).

3. Да се използва постояннотоковата еквивалентна схема за анализиране работата на прости постояннотокови схеми с ценерови диоди.

Задание

I. Практически измервания

1. Да се снемат волтамперната характеристика (ВАХ) в права и обратна посока при две различни температури (25°C и 50°C) на нисковолтов ценеров диод.

2. Да се снемат волтамперната характеристика (ВАХ) в права и обратна посока, при две различни температури (25°C и 50°C) на високоволтов ценеров диод.

3. Да се снемат волтамперната характеристика (ВАХ) в обратна посока при две различни температури (25°C и 50°C) на комбинацията от последователно и насрещно включени високоволтов ценеров диод и два Si диода.

II. Графична част

1. Да се построят в обща координатна система ВАХ на нисковолтовия диод за двете температури.

2. Да се построят в обща координатна система ВАХ на високоволтовия диод за двете температури.

3. Да се построят в обща координатна система ВАХ в обратна посока на комбинацията от последователно и насрещно включени високоволтов ценеров диод и два Si диода за двете температури.

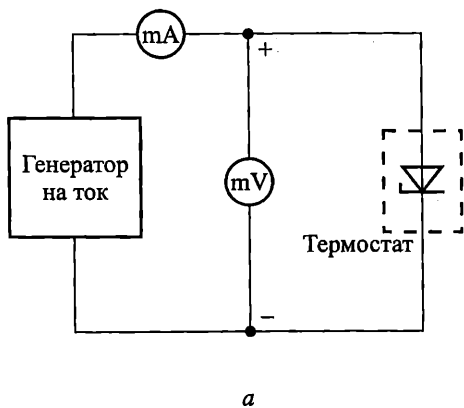
III. Изчислителна част

1. Да се определи за трите случая r_d от ВАХ при стойност на тока $I = 10 \text{ mA}$.

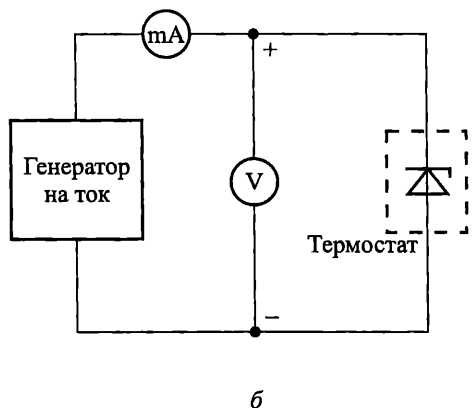
2. От сметите ВАХ при стойност на тока $I = 10 \text{ mA}$ да се определи TKU_Z за трите случая

Указания за работа

За получаване на волтамперната характеристика (ВАХ) на ценеров диод при свързване в права посока и обратна посока се използва опитната постановка, показана на Фиг. 3.8.



a



б

Фиг. 3.8. Схеми за получаване на VAX
 а – при свързване в права посока;
 б – при свързване в обратна посока

При снемане на VAX в права посока се работи по схемата от Фиг. 3.8а. От генератора на ток се задават стойности на протичащия през диода ток (Табл. 3.2) и се измерва напрежителният пад върху него. Протичащият през диода ток се измерва с милиамперметър. Падът на напрежение върху диода се измерва с цифров волтметър. Той трябва да се постави на обхват 2000 mV (отчетите са директно в mV). Получените стойности за тока и напрежението се представят в протокола в табличен вид (Табл. 3.2).

За получаване на VAX в обратна посока се работи по аналогичен начин, но по схемата от Фиг. 3.8б. В този случай цифровият волтметър се поставя на обхват 20 V. Получените стойности за тока и напрежението се представят в протокола в табличен вид (Табл. 3.2).

Таблица 3.2

I, mA	Нисковолтов				Високоевтов				Комбинация			
	U _F , mV		U _Z , mV		U _F , mV		U _Z , mV		U _Z , mV			
	25°C	50°C	25°C	50°C	25°C	50°C	25°C	50°C			25°C	50°C
0,25												
0,5												
1												
2												
3												
4												
5												
6												
7												
8												
9												
10												

След завършване на измерванията при стайна температура чрез превключвател се включва термостатът (Фиг. 3.8), който загрява приборите до температура 50°C и поддържа тази температура. Наблюдава се състоянието на светодиода, който показва дали е включен нагревателят. Загасването на светодиода показва, че зададената температура е достигната.

Без да се променя състоянието на превключвателя (термостатът трябва да остане включен) се снемат отново ВАХ на двата диода в права и обратна посока и на комбинацията от т. 3, но само в обратна посока. Това става по гореописания начин.

Контролни въпроси и задачи

1. Какво е предназначението на ценеровия диод?
 2. В коя област от ВАХ работи ценеровият диод?
 3. Какви видове ценерови диоди различавате според напрежението на стабилизация? С какъв пробив работи всеки един от тях?
 4. Начертайте волтамперната характеристика на ценеров диод. Посочете основните му параметри и пояснете техния смисъл.
 5. Начертайте волтамперната характеристика на високоволтов ценеров диод за две температури ($T_2 > T_1$). Каква ще е разликата, ако диодът е нисковолтов?
 6. Как се изменя пробивното напрежение на нисковолтовите ценерови диоди при нарастване на температурата?
 7. Дефинирайте понятието „температурен коефициент на напрежението на стабилизация TKU_Z ”. Напишете аналитичната зависимост.
 8. Дефинирайте понятието „диференциално съпротивление” на ценеров диод и го пояснете графично.
 9. Как зависят стабилизиращите свойства на ценеровия диод от диференциалното му съпротивление?
 10. Начертайте еквивалентните схеми за свързване в права и обратна посока от линеаризирания модел на ценеровия диод.
 11. Начертайте схемата на свързване на ценеров диод като стабилизатор на напрежение. Посочете предназначението на елементите в нея.
 12. Когато към високоволтов ценеров диод последователно се свържат изправителни диоди в права посока, температурният коефициент на напрежението на стабилизация TKU_Z :
 - а) намалява;
 - б) увеличава се;
 - в) остава без промяна.
- Отбележете верният отговор според Вас и го обосновайте.

ПРАКТИЧЕСКИ ПРИЛОЖНИ СХЕМИ С ПОЛУПРОВОДНИКОВИ ДИОДИ

4.1. Приложение на диодите

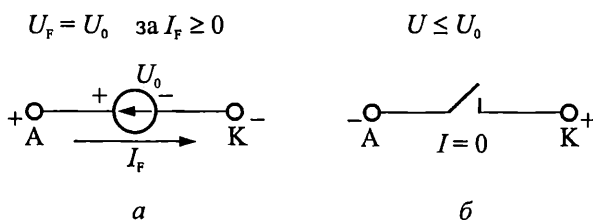
Полупроводниковите диоди, притежаващи едностранна проводимост поради свойствата на волтамперната характеристика (ВАХ) на PN прехода или прехода на Шотки, намират широко приложение в различни електронни устройства. Нелинейността на участъка от ВАХ в права посока се използва за преобразуване на спектъра на входния сигнал, като например за детектиране на модулирани сигнали. Едностранната проводимост на диода се прилага за изправяне на променливо напрежение, т.е. за преобразуването му в пулсиращо в една посока напрежение, от което в последствие с помощта на филтри се получава постоянно по величина и посока изправено напрежение.

Явлението *електрически пробив* се използва при диоди със специална конструкция (**стабилитрони**) за стабилизиране на напрежението върху товар при случайното му изменение.

4.2. Диоден изправител

За нормалната работа на електронни устройства е необходимо захранването им от източник на постоянно напрежение. За получаването на такова напрежение се преминава през няколко етапа, единият от които е изправянето му. В резултат на тази операция от променливо синусоидално напрежение се получава постоянно по посока, но изменящо се по стойност, пулсиращо напрежение.

За тези процеси практически се използват полупроводникови диоди, поради едностранната им проводимост. За обяснение на принципа на действие ще бъде използван праговият модел на полупроводников диод (Фиг. 4.1).

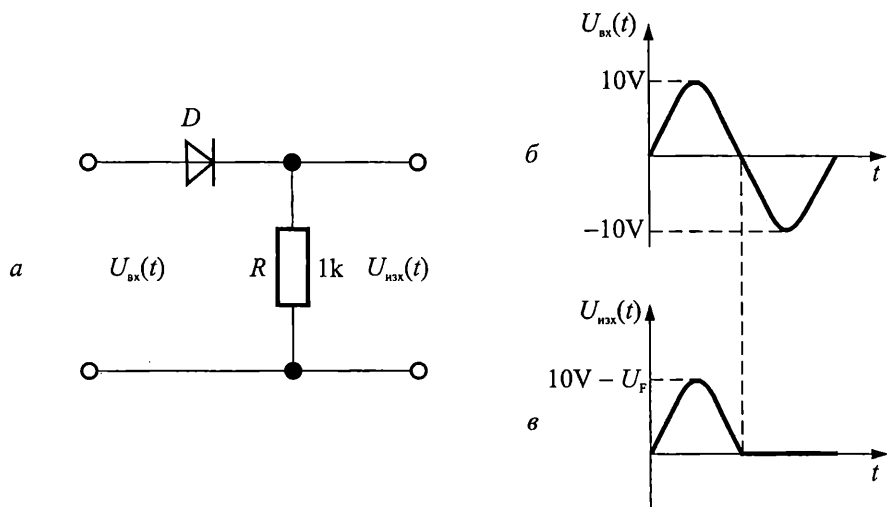


Фиг. 4.1. Прагов модел на полупроводников диод
a – еквивалентна схема за свързване в права посока;
б – еквивалентна схема за свързване в обратна посока

Принципната схема на *еднополупериоден изправител* е показана на

Фиг. 4.2а. Съпротивлението R играе роля на товарно съпротивление за изправителната схема.

На входа на схемата се подава синусоиден входен сигнал с амплитуда 10 V (Фиг. 4.2б).



Фиг. 4.2. Еднополупериоден изправител
 а – принципна схема; б – входен сигнал; в – изходен сигнал

Диодът пропуска ток само през положителната полувървна на входното напрежение, защото тогава е включен в права посока. В този случай диодът може да се замени с генератор на напрежение (Фиг. 4.1а). Стойността на изходното напрежение $U_{\text{изх}}$ (напрежението върху резистора R) се определя като разлика от входното напрежение и напрежителния пад върху диода U_F

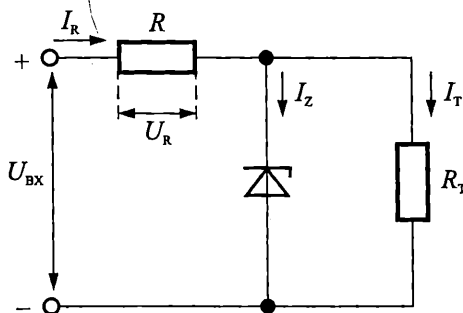
$$U_{\text{изх}} = U_R = U_{\text{вх}} - U_F.$$

През отрицателната полувървна диодът е запушен и ток във веригата не протича. Това е така, защото в обратна посока на свързване диодът представлява отворен ключ (Фиг. 4.1б). По този начин в изхода на схемата се получават последователност от положителни синусоидни полувървни, редуващи се от полупериоди с липса на изходен сигнал (Фиг. 4.2в). Съществуват схеми, използващи два или четири диода, които позволяват да се получат синусоидни импулси на тока или напрежението във всеки полупериод с еднаква полярност. Такива схеми се наричат *двуполупериодни изправители*.

4.3. Стабилизатор на напрежение

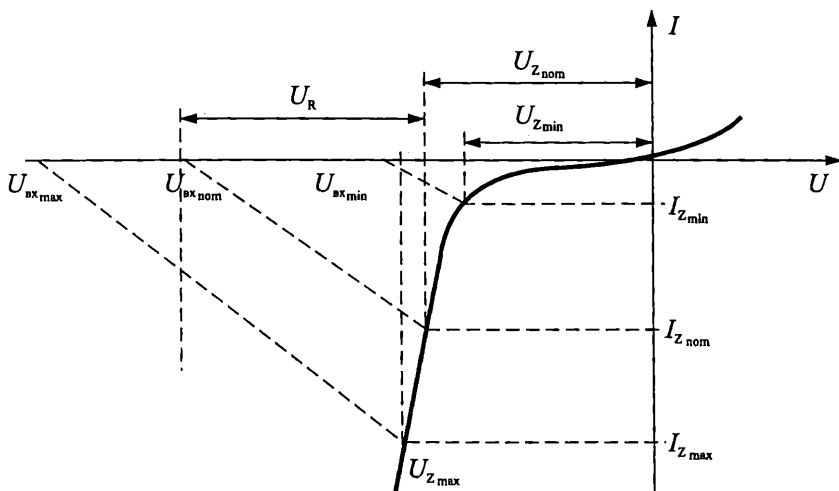
Тези диодни схеми, както показва и името им, се използват за стабилизиране на напрежението върху товара при колебание на входното напрежение или промяна на товарния ток. Основен елемент в тях е ценовият диод в

обратно свързване, който работи в областта на електрически пробив. Принципна схема на стабилизатор на напрежение е показана на Фиг. 4.3.



Фиг. 4.3. Схема на стабилизатор на напрежение с ценов диод

Като се използва тази схема могат бъдат изведени следните зависимости за токовете и напреженията: $I_R = I_Z + I_T$ и $U_{BX} = U_R + U_Z = U_R + U_T$. За да се обясни действието на стабилизатора на напрежение ще бъде използвана волт-амперната характеристика (ВАХ) на ценовия диод в обратна посока (Фиг. 4.4).



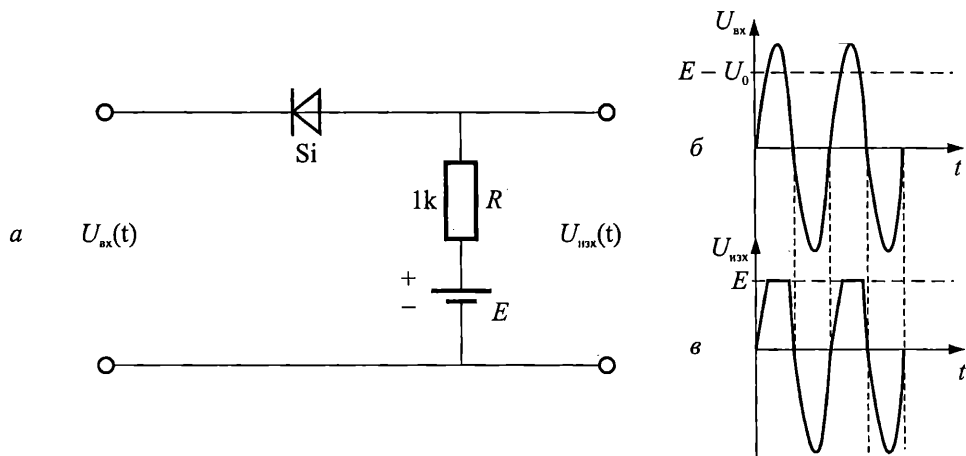
Фиг. 4.4. ВАХ на ценов диод при свързване в обратна посока

При входно напрежение $U_{BX} < U_{Zmin} + U_R$ ценовият диод пропуска пренебрежимо малък обратен ток, като по този начин токът през товара се определя от съпротивлението $R + R_T$. Ако $U_{BX} - U_R$ надвиши U_{Zmin} , настъпва режим на пробив в P-N прехода на ценовия диод, като значителни изменения на тока I_Z през него водят до съвсем малки промени на U_Z . При увеличаване на входното напрежение U_{BX} , нарастват както токът I_R , така и I_Z ,

тъй като токът през съпротивлението R е равен на сумата от тока през ценовения диод и тока през товара. Падът на напрежение върху R нараства, като по този начин напрежението върху ценовения диод и товара остават почти без промяна.

4.4. Ограничители на напрежение

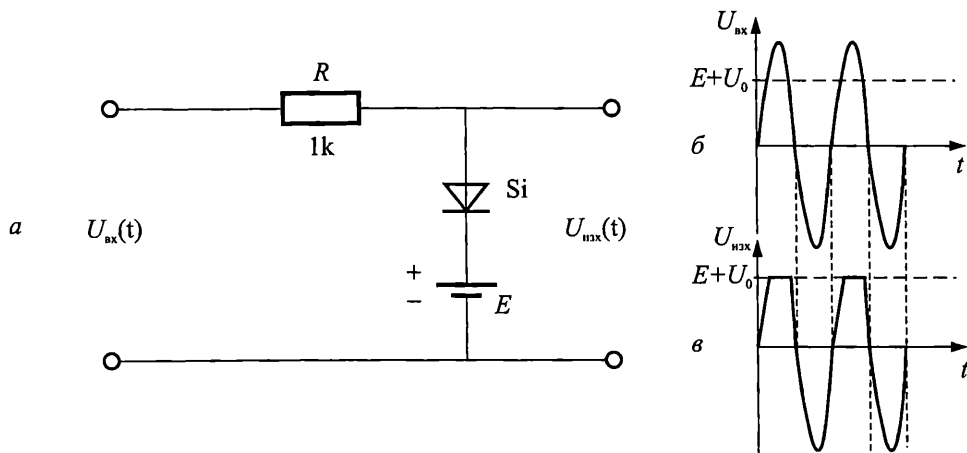
В редица случаи се налага ограничаване на даден сигнал в определен диапазон. Това се постига с друг вид схеми, наречени *диодни ограничители*. Съществуват два вида ограничители – *последователни* и *паралелни*. Принципната схема на последователен ограничител „отгоре“ е показана на Фиг. 4.5а.



Фиг. 4.5. Последователно ограничаване „отгоре“:
а – принципна схема; б – входен сигнал; в – изходен сигнал

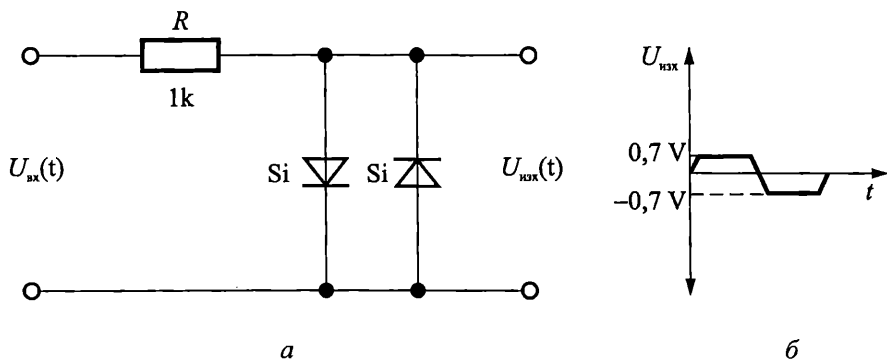
При подаване на променливо входно напрежение (Фиг. 4.5б) диодът ще бъде отпуснен, ако потенциалът на катода е по-нисък от този на анода с U_0 , т.е. стойността му е $(E - U_0)$. В този случай през диода протича ток, като $U_{изх} \approx U_{вх} + U_0$. Когато стойността на $U_{вх}$ достигне нивото $(E - U_0)$, диодът се запушва и във веригата не протича ток ($U_{изх} \approx E$).

В схемата на паралелен едностранен ограничител (Фиг. 4.6а) диодът е включен паралелно на товара. На неговия катод се поддържа постоянен положителен потенциал E . Докато входното напрежение $U_{вх}$ (фиг. 4.6б) е с по-ниска стойност от $(E + U_0)$, диодът е запушен и напрежението в изхода повтаря входното напрежение. Същото важи и за отрицателната полувайна на входното напрежение. Ако напрежението $U_{вх}$ превиши стойността E , диодът се отпушва и към товара се включва източникът на постоянно напрежение E .



Фиг. 4.6. Паралелно ограничаване „отгоре“:
 а – принципна схема; б – входен сигнал; в – изходен сигнал

Двустранно ограничаване може да се реализира чрез схема с два паралелни разнопосочно свързани изправителни диода (Фиг. 4.7а). В случая са ограничени положителната и отрицателната полуwaveлна на изходния сигнал на ниво $U_0 = \pm 0,7 \text{ V}$.



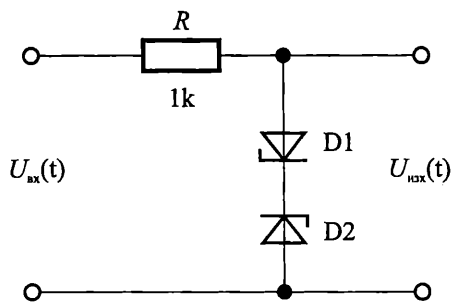
Фиг. 4.7. Двустранно ограничаване:
 а – принципна схема; б – изходен сигнал

Нивото на ограничаване в този случай е равно на напрежението на отпушване U_0 на съответния диод. За увеличаване нивото на ограничаване може да се включат по два или повече диода във всяко рамо на схемата.

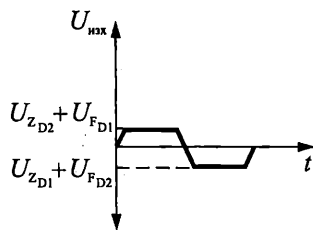
Двустранно ограничаване с ниво от няколко волта може да се постигне чрез паралелен ограничител с два насрещно свързани ценови диода (Фиг. 4.8а).

През положителния полупериод на входното напрежение (Фиг. 4.8б) и $U_{\text{вх}} < U_{\text{ZD2}} + U_{\text{FD1}}$ двата диода са запушени, ток през тях не тече и напрежението в изхода повтаря това на входа. При $U_{\text{вх}} \geq U_{\text{ZD2}} + U_{\text{FD1}}$, диодът D_1 се

отпушва, а диодът D_2 влиза в режим на стабилизация, като напреженията върху двата диода се установяват съответно на U_{FD1} (напрежение на отпушване на D_1) и U_{ZD2} (напрежение на стабилизация на D_2). На изхода напрежението се ограничаваша на ниво $U_{ZD2} + U_{FD1}$. През отрицателната полуълна двата диода разменят местата си.



a



б

Фиг. 4.8. Двустранно ограничаване с ниво от няколко волта:
a – принципна схема; *б* – изходен сигнал

Лабораторно упражнение № 4

Тема “Изследване на схеми с диоди”

Целите на това упражнение са следните.

1. Да се използва симулатор за анализ на електронни схеми.
2. Да се изследват електронни схеми с осцилоскоп.
3. Да се анализират времедиаграмите на входното и изходното напрежение на диодни схеми.
4. Да се обясни действието на схеми с диоди посредством свойствата на използваните полупроводникови елементи.

Задание

I. Практически измервания

1. Да се симулира действието във времева област на диодни схеми, като се използва симулатор на електронни схеми.
2. Част от схемите да се изследват с помощта на сигнален генератор и осцилоскоп.
3. Да се сравнят резултатите от симулацията с тези от реалните измервания.

II. Графична част

1. Да се пречертаят съответните принципни диодни схеми.
2. За всяка схема да се построят графично снетите входни/изходни времедиаграми.

III. Обяснителна част

Да се обясни действието на всяка една от схемите чрез свойствата на използваните полупроводникови елементи.

Указания за работа

Основната цел на това лабораторно упражнение е да се изследва работата на електронни схеми, илюстриращи най-широко разпространените приложения на полупроводниковите диоди. Изследването се извършва посредством програма за симулация и анализ на електронни схеми.

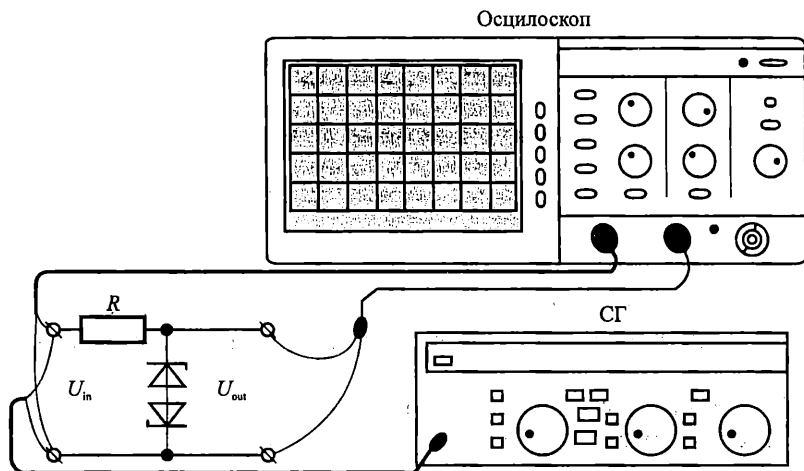
След като се стартира програмата, трябва да бъдат изпълнени следните стъпки:

- да се зареди схемата;
- да се разгледа схемата и да се установи типът на диода, както и на начина на свързването му (последователно или паралелно) по отношение на източника на синусоидно напрежение;
- да се стартира симулацията;
- да се изберат възлите – входен и изходен, за да се наблюдава формата на сигналите в тях.

Необходимо е да се пречертаят времедиаграмите на входното и изход-

ното напрежения, като се отчетат стойностите им.

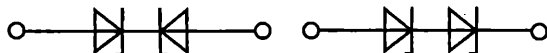
Опитната постановка при практическото измерване е показана на Фиг. 4.9. От сигналния генератор (СГ) се задава сигнал със синусоидна форма. Формата на изходния сигнал се наблюдава върху екрана на осцилоскоп, от който се отчитат минималните и максималните стойности на сигнала.



Фиг. 4.9. Опитна постановка

Контролни въпроси и задачи

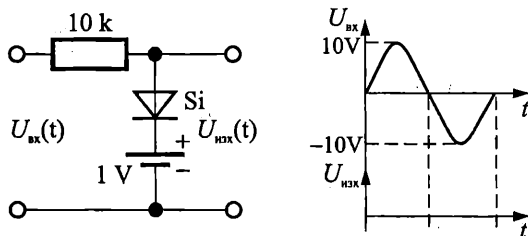
1. Начертайте резултатните волтамперни характеристики (ВАХ) на два последователно и два насрещно свързани ценови диода.



Фиг. 4.10.

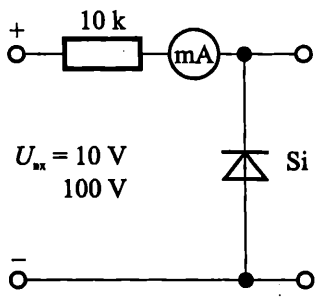
2. Определете еквивалентната статична волтамперна характеристика за комбинацията от паралелно включен силициев диод и резистор със стойност 1 кΩ.

3. Начертайте формата на изходния сигнал $U_{\text{изх}}(t)$ за схемата от фиг. 4.11, при посочената форма на входния сигнал $U_{\text{вх}}(t)$.



Фиг. 4.11.

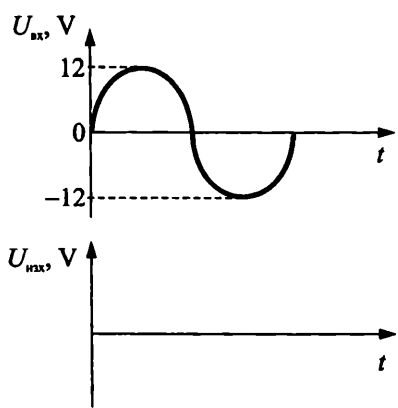
4. Какво ще бъде показанието на амперметъра при посочените стойности на входното напрежение, ако диодът е силициев?



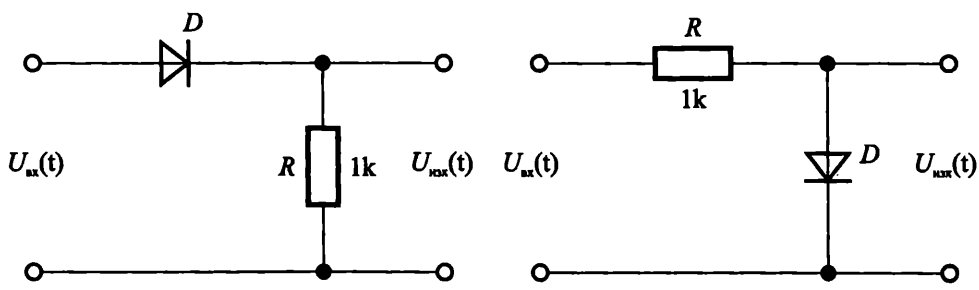
Фиг. 4.12.

5. Да се определи еквивалентната статична волтамперна характеристика за комбинацията от последователно свързан силициев диод и резистор със стойност $1 \text{ k}\Omega$.

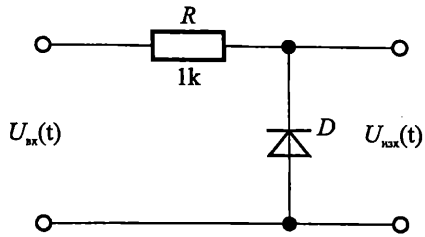
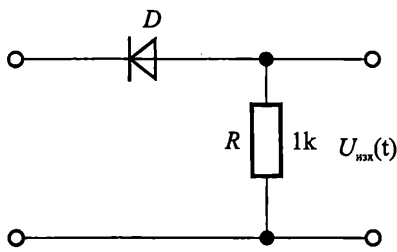
6. Начертайте изходния сигнал при посочената на Фиг. 4.13 форма на входния сигнал за схемите от Фиг. 4.14 и Фиг. 4.15.



Фиг. 4.13.

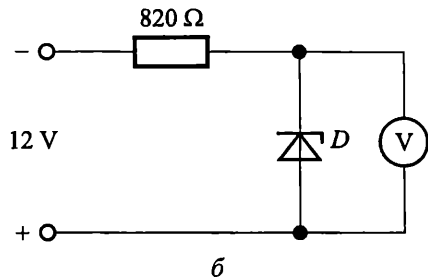
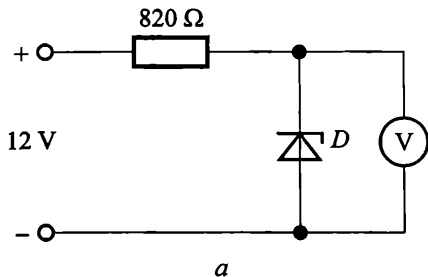


Фиг. 4.14.



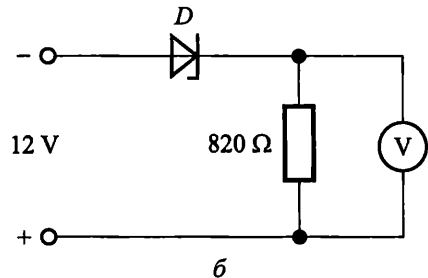
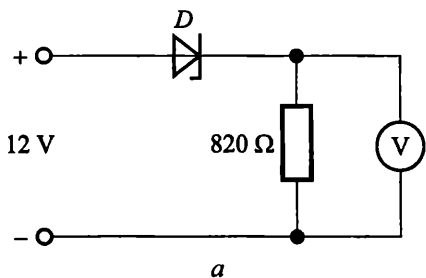
Фиг. 4.15.

7. Определете показанията на волтметра за схемите от Фиг. 4.16а и Фиг. 4.16б, ако $U_z = 5,6$ V.



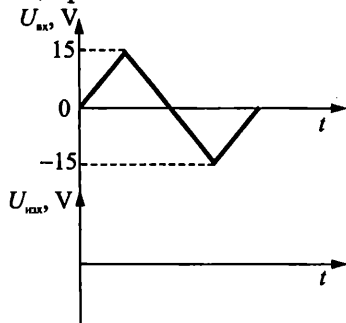
Фиг. 4.16.

8. Определете показанията на волтметра за схемите от Фиг. 4.17а и Фиг. 4.17б, ако $U_z = 5,6$ V.



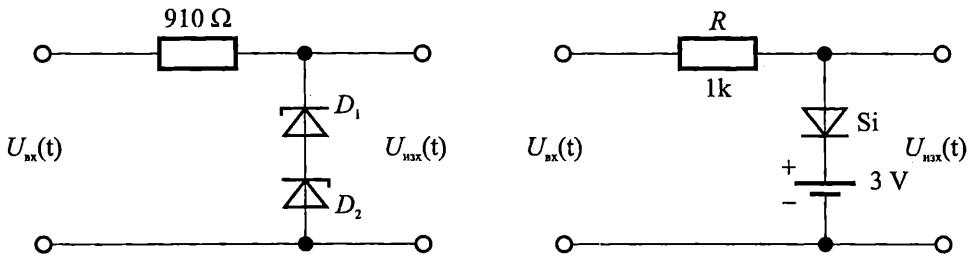
Фиг. 4.17.

9. Начертайте изходния сигнал при схемите, показани на Фиг. 4.19, Фиг. 4.20, Фиг. 4.21, при посочената на Фиг. 4.18 форма на входния сигнал.

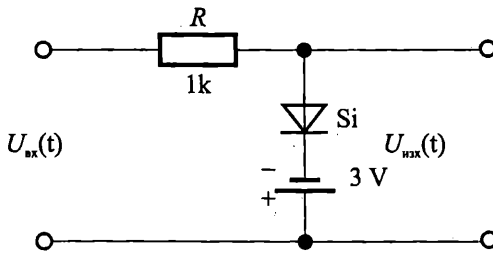


Фиг. 4.18.

Фиг. 4.19.



Фиг. 4.20.

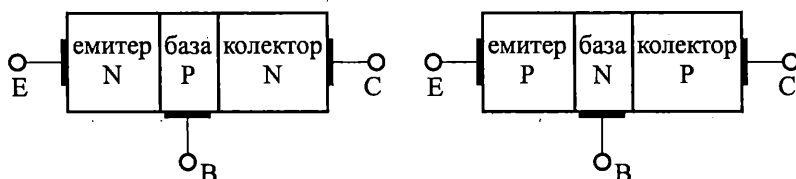


Фиг. 4.21.

СТАТИЧНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА БИПОЛЯРЕН ТРАНЗИСТОР

5.1. Структура, режими на работа и схеми на свързване

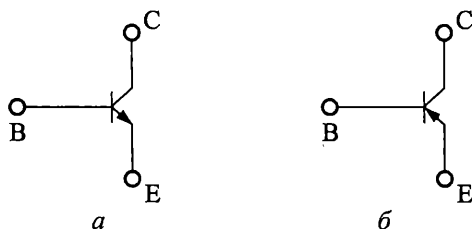
Биполярният транзистор (BJT) е активен полупроводников елемент, съставен от три области с редуващ се тип проводимост, изграждащи два близко разположени PN прехода, и три извода. Активни елементи са тези, които могат да усилят сигнала по мощност. Трите области на транзистора се наричат *емитер* (E), *база* (B) и *колектор* (C). В зависимост от начина на подреждане на областите се различават *NPN* и *PNP* транзистори (Фиг. 5.1).



Фиг. 5.1. Структура на NPN и PNP транзистори

Показаната на Фиг. 5.1 структура е само схематична. От конструктивна гледна точка BJT е несиметричен. Едната крайна област и съответният преход са с по-малка площ. Тя е силно легирана и е предназначена да инжектира (внося) токоносители в средната област (базата), при свързването на съответния преход в права посока. Тази област се нарича *емитер* (E), а нейният PN преход – *емитерен*. Другата крайна област е с по-голяма площ и е предназначена да събира инжектираните от емитера в базата токоносители. Нарича се *колектор*, а нейният PN преход – *колекторен*. За правилната работа на транзистора, базата трябва да бъде тясна и с малко примеси. Целта е почти всички токоносители, инжектирани в базата от емитерния преход, при свързването му в права посока, да преминат през нея без да рекомбинират и достигайки до другия, свързан в обратна посока PN преход (колекторния), да преминат през него, като по този начин променят протичащия през него ток.

Условното графично означение на NPN и PNP транзистори е представено на Фиг. 5.2. Стрелката на емитера съвпада с посоката на емитерния ток.



Фиг. 5.2. Условно графично означение на (а) NPN и (б) PNP транзистори

5.2. Режими на работа

Биполярният транзистор (BJT) има два прехода – емитерен и колекторен, всеки от които може да бъде поляризиран в права или в обратна посока. В зависимост от поляризацията на двата прехода се използват основно три режима на работа: *активен режим* (емитерният преход е поляризиран в права посока, а колекторният – в обратна посока), *режим на насищане* (и двата прехода са поляризираны в права посока) и *режим на отсечка* (и двата прехода са поляризираны в обратна посока).

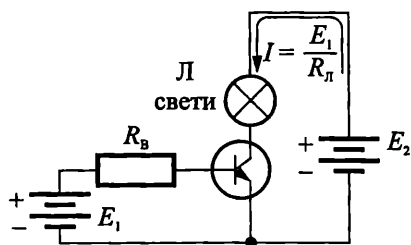
В усилвателните схеми транзисторът работи в активен режим.

В режим на насищане BJT се явява затворен ключ, поради малкото съпротивление между колектора и емитера, а в режим на отсечка той работи като отворен ключ, поради много малкия ток по веригата колектор-емитер.

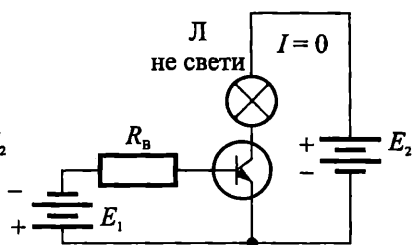
В цифровите схеми транзисторът работи в т.нар. *ключов режим*, като последователно преминава от режим на отсечка в режим на насищане и обратно.

Правило. Ако емитерният преход е поляризиран в права посока, транзисторът е отпушен и по веригата колектор-емитер протича ток. Ако транзисторът е в активен режим (колекторният преход е поляризиран в обратна посока), стойността на тока се определя от параметрите на транзистора. Ако транзисторът е наситен (колекторният преход е поляризиран в права посока), стойността на тока се определя от захранващото напрежение и товарното съпротивление и на практика не зависи от транзистора (Фиг. 5.3).

Ако емитерният преход е свързан в обратна посока, BJT е запушен и по веригата колектор-емитер не тече ток (Фиг. 5.4).



Фиг. 5.3. Отпушен транзистор



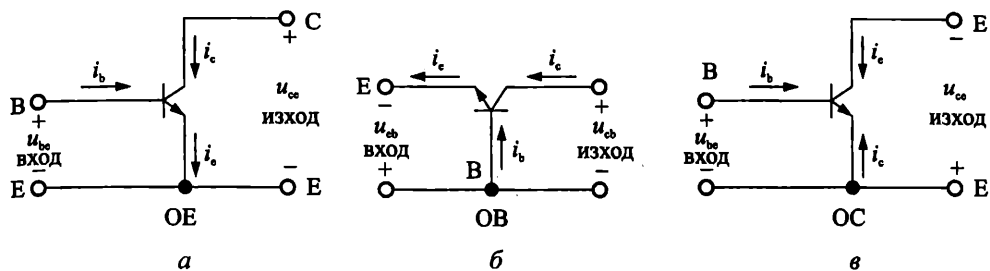
Фиг. 5.4. Запушен транзистор

5.3. Схеми на свързване

В електронните схеми на свързване на биполярен транзистор (BJT) ясно се разграничават вход и изход, които имат по два извода, като най-често единият е общ за входа и за изхода и се нарича “маса”.

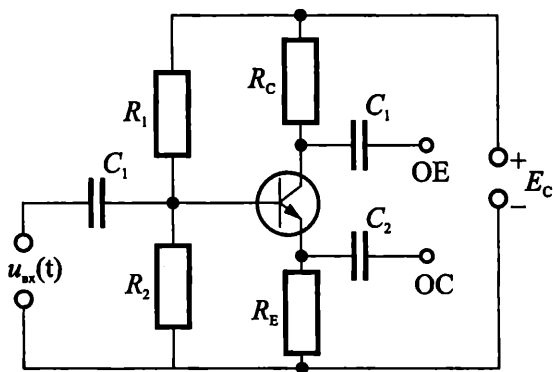
BJT има три извода: входен (управляващ), изходен (там се включва товарът) и третият е общ за входа и изхода. В зависимост от това кой от

изходите е общ по променлив ток, за входната и изходната верига има три схеми на свързване: с общ емитер (ОЕ) – Фиг. 5.5а; с общ колектор (ОС) – Фиг. 5.5б и с обща база (ОБ) – Фиг. 5.5в.



Фиг. 5.5. Схеми на свързване на биполярен транзистор
а – с общ емитер; б – с обща база; в – с общ колектор

В реалните електронни схеми освен транзистори има и голям брой допълнителни елементи с различно предназначение, поради което посоченото правило е трудно приложимо. Тогава е необходимо да се определи кой електрод е входен и кой е изходен. Винаги управляващ преход е емитерният. Така че входни електроди могат да бъдат емитер (Е) и база (В), но не и колектор (С). Ако за входен електрод се използва емитер (Е), схемата на свързване е с обща база (ОБ). Ако входен електрод е базата (В), се наблюдава от кой електрод се отнема изходният сигнал. Ако колекторът (С) е изход, схемата на свързване е с общ емитер (ОЕ), а когато емитерът (Е) е изход, свързването е с общ колектор (ОС) – Фиг. 5.6.

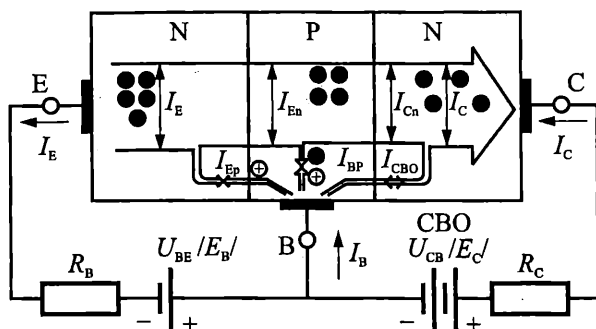


Фиг. 5.6. Реална схема на свързване

5.4. Принцип на действие. Уравнения на изходния ток

Тук ще бъде разгледана работата на биполярния транзистор (ВЈТ) при нормален активен режим и схема на свързване обща база (ОБ) – Фиг. 5.7. Източникът на напрежение U_{BE} поляризира емитерния преход в права посока,

а източникът U_{CB} поляризира колекторния преход в обратна посока. На практика за ограничаване на тока във входа се включва резистор (E_B и R_B), а на изхода – товарно съпротивление (E_C и R_C).



Фиг. 5.7. Принцип на действие на транзистор ВJT

Действието на биполярен транзистор се основава на следните явления.

1. Инжекция на токоносители от емитера (Е) в базата (В) през поляризирания в права посока емитерен преход.

2. Пренасяне на токоносителите през базата (В) чрез дифузия и дрейф (при неравномерно легирана база).

3. Прехвърляне (екстракция) на токоносителите от базата (В) в колектора (С) през поляризирания в обратна посока колекторен преход.

След поляризирането на емитерния преход в права посока започва дифузия на електрони от емитера (Е) в базата (В) и на дупки от базата (В) в емитера (Е). Двата потока токоносители се движат в различни посоки, но техническите посоки на двата тока I_{En} (от електрони) и I_{Ep} (от дупки) съвпадат и тяхната сума образува емитерния ток $I_E = I_{En} + I_{Ep}$. За правилната работа на транзистора (по-добри усилвателни свойства) е необходимо емитерният (входният) ток I_E да бъде съставен почти изцяло от електрони, тъй като те продължават движението си към колектора и образуват колекторния (изходния) ток $I_{En} \gg I_{Ep}$. За целта е необходимо базата да бъде тясна и слабо легирана (т.е. с по-голямо специфично съпротивление), а емитерът да бъде силно легиран (т.е. с малко специфично съпротивление). За повечето транзистори над 99% от емитерния ток е съставен от електрони.

Малка част от навлезлите в базата електрони рекомбинират с дупки I_{Br} , а останалите достигат до колекторния преход. Под действие на ускоряващото електрическо поле на прехода те се прехвърлят в колектора и образуват колекторния ток. За правилната работа на транзистора е необходимо почти всички навлезли в базата електрони да достигат до колектора, т.е. $I_{Cn} \approx I_{En}$. Поради това базата трябва да бъде тясна и слабо легирана. Различните транзистори имат широчина на базата от $(1 \div 50) \mu\text{m}$, като над 96% от електроните преминават през нея без да рекомбинират.

През колекторния преход, поляризиран в обратна посока, протича обратен ток I_{CB0} , който се състои от електрони, преминаващи от базата (В) в колектора (С) и дупки, преминаващи от колектора (С) в емитера (Е). Той съответства на обратния ток при полупроводниковите диоди, поради което се нарича *обратен колекторен ток при схема с ОВ*. Посоката му съвпада с посоката на колекторния ток.

Ако се обобщава казаното, ще се получи следната зависимост за I_C

$$(5.1) \quad I_C = \bar{\alpha} \cdot I_E + I_{CB0}, \quad \text{като } \bar{\alpha} \approx \frac{I_C}{I_E}.$$

Коефициентът $\bar{\alpha}$ се нарича *интегрален коефициент на предаване на емитерния ток* и има стойност близка до единица ($0,95 \div 0,99$) за различните транзистори.

Връзката между трите тока на биполярния транзистор (емитерен I_E , базов I_B и колекторен I_C) може да се определи по първия закон на Кирхоф

$$(5.2) \quad I_E = I_C + I_B \quad \text{или} \quad I_B = I_E - I_C.$$

Тъй като стойността на I_C е приблизително равна на I_E , базовият ток I_B има много малка стойност и съотношението между трите тока е $I_E > I_C \gg I_B$.

От получената зависимост за връзката между входния I_E и изходния ток I_C при схема на свързване с ОВ, лесно може да се получи аналогичната зависимост за схема с ОЕ. В случая входен ток ще бъде базовият I_B , а изходен – колекторният I_C (Фиг. 5.5), който се получава по израза

$$(5.3) \quad \begin{aligned} I_C &= \bar{\alpha} I_E + I_{CB0} = \bar{\alpha} (I_C + I_B) + I_{CB0} = \\ &= \frac{\bar{\alpha}}{1 - \bar{\alpha}} I_B + \frac{1}{1 - \bar{\alpha}} I_{CB0} = \bar{\beta} I_B + I_{CE0}, \end{aligned}$$

където

$$(5.4) \quad \bar{\beta} = \frac{\bar{\alpha}}{1 - \bar{\alpha}}$$

и

$$(5.5) \quad I_{CE0} = (\bar{\beta} + 1) I_{CB0}; \quad \bar{\beta} \approx \frac{I_C}{I_B}.$$

Коефициентът $\bar{\beta}$ се нарича *интегрален коефициент на усилване на базовия ток*. Неговата стойност е много по-голяма от единица ($\bar{\beta} \gg 1$) и обикновено е в диапазона от 20 до 500. Например при $\bar{\alpha} = 0,99$ от (5.4) ще се получи, че $\bar{\beta} = 99$.

I_{CE0} се нарича *обратен колекторен ток при схема на свързване с ОЕ* (или *обратен колекторен ток при отворена база*), тъй като протича по веригата колектор-емитер при отворена базова верига. Неговата стойност е $(\bar{\beta} + 1)$ пъти по-голяма от I_{CB0} . Причината е, че дупките от обратния ток на колекторния преход при навлизането си от колектора в базата остават там,

тъй като базовата верига е отворена. Този положителен заряд поляризира емитерния преход в права посока и предизвиква инжекция на токоносителите от емитера в базата. Една част от тях рекомбинират с дупките, а другата (по-голямата част) преминават в колектора и токът във веригата колектор-емитер нараства.

При схема на свързване с общ колектор входен ток е базовият I_B , а изходен – емитерният I_E . Като се отчете, че $I_E = I_C + I_B$, уравнението на изходния ток е

$$(5.6) \quad I_E = (\beta + 1)I_B + I_{CE0}.$$

От уравнението за изходния ток при схема с ОЕ се получават уравненията за изходния ток за схеми на свързване с ОВ и ОС, без да се разглеждат физическите процеси в транзистора. Това води до следния важен извод.

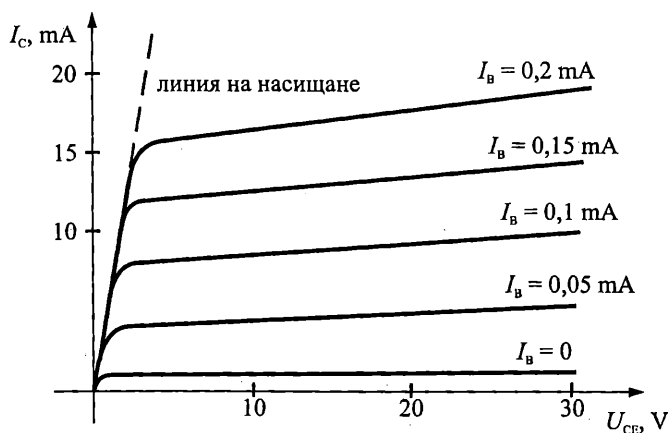
Физическите процеси в транзистора, големините и посоките на токовете му (I_E , I_B и I_C) при нормален активен режим не зависят от схемата на свързване (с ОЕ, с ОВ или с ОС).

5.5. Статични характеристики

Графичните зависимости на постоянните токове и напрежения в транзистора се наричат *статични характеристики*. Обикновено се търси връзка между входните и изходните величини, поради което най-често използваните семейства статични характеристики са *изходните, входните и характеристиките на предаване по ток*.

Статични характеристики при схема с ОЕ

Изходните характеристики (Фиг. 5.8) показват зависимостта на изходния ток I_C от изходното напрежение U_{CE} при постоянен входен ток I_B , т.е. $I_C = f(U_{CE})$ и $I_B = \text{const}$. В случая I_B е параметър, като за негови различни стойности се получават различни изходни характеристики. Затова обикновено се говори за семейство изходни характеристики.



Фиг. 5.8. Изходни характеристики при схема с ОЕ

В полето на изходните характеристики се разграничават режимите на работа на биполярния транзистор: *режимът на насищане* съвпада с линията на насищане (критичната линия); *режимът на отсечка* е характеристиката $I_B \leq 0$; между тези два режима е *активният режим*. Стойността на напрежението U_{CE} за линията на насищане е $(0,2 \div 0,4)$ V.

Нарастването на I_C при увеличаване на U_{CE} се дължи на *ефекта на Ерли*. При този ефект с увеличаване на колекторното напрежение се разширява обеднената област на колекторния преход и се намалява електрическата широчина на базата. В резултат на това по-малко токоносителни рекомбинират в базата и се увеличава *коэффициентът на предаване по ток* β . От характеристиките може да се определи *диференциалното изходно съпротивление* r_{out}

$$(5.7) \quad r_{out} = r_{ce} = \frac{dU_{CE}}{dI_C} \approx \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C} \text{ при } I_B = \text{const} \text{ (Фиг. 5.9).}$$

За схема общ емитер r_{out} има стойности от единици и десетки k Ω .

Изходните характеристики могат да бъдат представени и таблично, ако са получени експериментално (Табл. 5.1). В случая за определяне на r_{ce} е по-разумно да се използват данните от таблицата, защото отчитането от графиките е неточно.

Таблица 5.1

U_{CE}, V	0	1	2	3	4	6	8	10	12	14	15
$I_B = 40 \mu A$	0	2,20	2,22	2,24	2,26	2,30	2,34	2,40	2,46	2,52	2,55
$I_B = 80 \mu A$	0	5,80	5,90	6,10	6,24	6,56	6,89	7,20	7,52	7,85	8,00
$I_B = 120 \mu A$	0	9,70	10,00	10,15	10,40	10,95	11,50	12,00	12,55	13,10	13,35
$I_B = 160 \mu A$	0	13,40	13,60	13,80	14,20	14,90	15,60	16,40	17,10	17,82	18,20
$I_B = 200 \mu A$	0	17,20	17,50	17,70	18,15	19,05	20,00	21,00	21,86	22,80	23,25

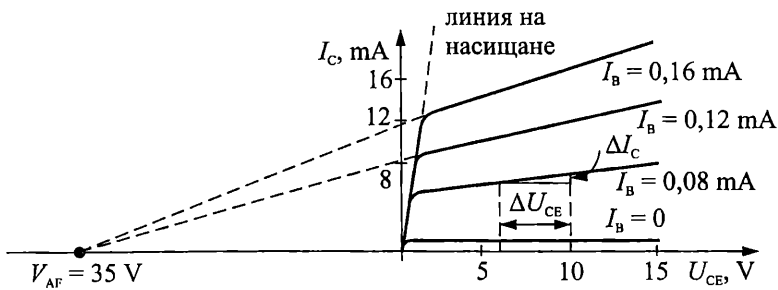
Например при стойности за $I_B = 120 \mu A$ и $U_{CE} = 8$ V се получава

$$r_{ce} \approx \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{10 - 6}{(12 - 10,95) \cdot 10^{-3}} \approx 3,81 \text{ k}\Omega.$$

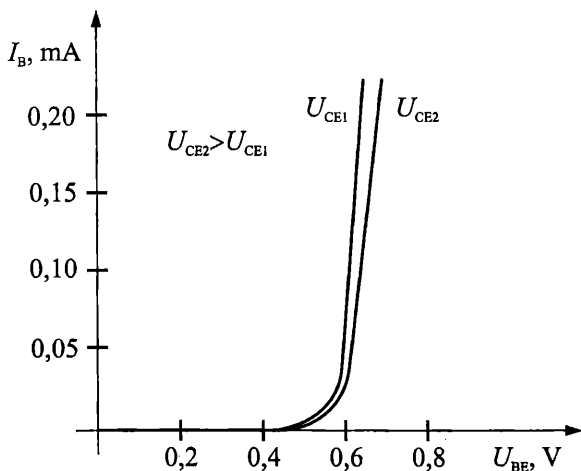
Ако характеристиките, показани на Фиг. 5.9, се продължат наляво, ще пресекат абсцисната ос в точка $V_{AF} = 35$ V. Напрежението в тази точка се нарича *напрежение на Ерли* и се използва също за определяне на r_{ce}

$$r_{ce} \approx \frac{U_{CE} + V_{AF}}{I_C} = \frac{8 + 35}{11,50 \cdot 10^{-3}} \approx 3,74 \text{ k}\Omega.$$

Входните характеристики (Фиг. 5.10) показват зависимостта на входното напрежение U_{BE} от входния ток I_B при постоянно изходно напрежение U_{CE} ($U_{BE} = f(I_B)$ при $U_{CE} = \text{const}$). Видът им е същият като характеристиката на диод в права посока (това е волтамперна характеристика на емитерния преход). Напрежението U_{BE} има стойности $(0,6 \div 0,7)$ V, които са типични за напрежение на отпушен PN преход.



Фиг. 5.9. Графично определяне на r_{ce} и напрежението на Ерли V_{AF}



Фиг. 5.10. Входни характеристики при схема с общ емитер (ОЕ)

Отместването на характеристиките надясно при увеличаване на U_{CE} отново се дължи на ефекта на Ерли (Пояснете!), но то е незначително и на практика се приема, че характеристиките се сливат в една.

От входните характеристики може да се определи *диференциалното входно съпротивление* r_{in} (определя се както диференциалното съпротивление на полупроводниковия диод)

$$(5.8) \quad r_{in} = r_{be} = \frac{dU_{BE}}{dI_B} \approx \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \quad \text{при } U_{CE} = \text{const.}$$

За схема с ОЕ r_{in} има стойности от стотици Ω до няколко $k\Omega$.

Входните характеристики могат да бъдат представени и в табличен вид, ако са получени опитно (Табл. 5.2). За определяне на r_{be} се използват данните от таблицата, защото отчитането му от графиките е сравнително трудно и неточно.

$I_B, \mu A$	0	20	40	60	80	100	120	140	160	180	200	
U_{BE}, mV	$U_{CE} = 5 V$	0	580	597	612	621	627	631	635	637	697	641

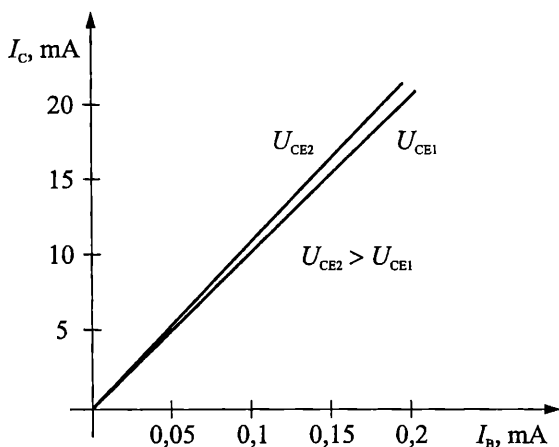
Например за стойности на $I_B = 100 \mu A$ и $U_{CE} = 5 V$ се получава

$$r_{be} \approx \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{(631 - 621) \cdot 10^{-3}}{(120 - 80) \cdot 10^{-6}} = 250 \Omega.$$

Входното съпротивление може r_{be} може да се изчисли по същия начин, както диференциалното съпротивление на диода, с отчитане стойността на тока I_B

$$(5.9) \quad r_{be} = \frac{m \cdot \varphi_T}{I_B} = \frac{1.25,8 \cdot 10^{-3}}{100 \cdot 10^{-6}} = 258 \Omega.$$

Характеристиките на предаване по ток $I_C = f(I_B)$ при $U_{CE} = \text{const}$ (Фиг. 5.11) съответстват на уравнението $I_C = \beta \cdot I_B + I_{CE0}$. Ако се пренебрегне обратният колекторен ток I_{CE0} , който има много малка стойност и се приеме, че $\beta = \text{const}$, характеристиките са прави линии, които минават през началото на координатната система.



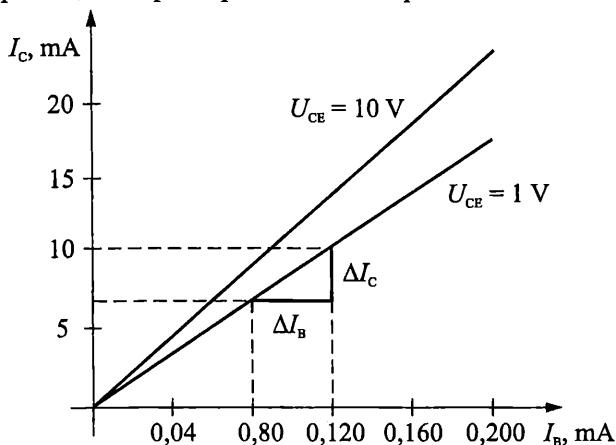
Фиг. 5.11. Характеристики на предаване по ток за схема с ОЕ

Отместването на характеристиките „нагоре“ с увеличаване на U_{CE} се дължи на ефекта на Ерли, но то е незначително и на практика се приема, че характеристиките се сливат в една.

От характеристиките може да се определи *диференциалният коефициент на усилване по ток* β

$$(5.10) \quad \beta = \frac{dI_C}{dI_B} \approx \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \quad \text{при } U_{CE} = \text{const} \quad (\text{Фиг. 5.12}).$$

Ако се приеме, че характеристиките са прави линии, тогава $\bar{\beta} = \beta$.



Фиг. 5.12. Графично определяне на β

Ако характеристиките са получени експериментално, за определяне на β може да се използват опитните данни (Табл. 5.3)

Таблица 5.3

$I_B, \mu A$	0	20	40	60	80	100	120	140	160	180	200
I_C, mA											
$U_{CE} = 1 V$	0	0,4	2,2	4	5,9	7,83	9,7	11,56	13,4	15,8	17,2
$U_{CE} = 10 V$	0	0,44	2,4	4,8	7,2	9,5	12	14,2	16,4	18,75	21,1

Например за стойности на $I_B = 100 \mu A$ и $U_{CE} = 1 V$ се получава

$$\beta \approx \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{(9,7 - 5,9) \cdot 10^{-3}}{(120 - 80) \cdot 10^{-6}} = 95.$$

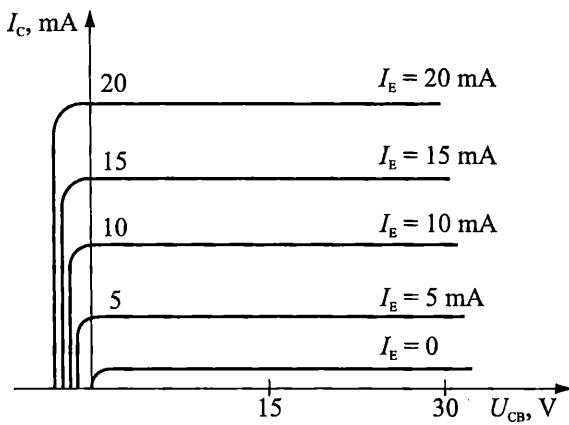
Статични характеристики при схема с ОБ

Исходните характеристики $I_C = f(U_{CB})$ при $I_E = \text{const}$ са показани на Фиг. 5.13. В полето на исходните характеристики ясно се разграничават режимите на работа на биполярния транзистор. Наляво от ординатната ос е *режимът на насищане* (при $U_{CB} < 0$ и отпушен колекторният преход); характеристиката при $I_E \leq 0$ е *режим на отсечка*; между тези два режима е *активният режим*.

Наклонът на характеристиките се дължи на ефекта на Ерли, но е доста по-малък спрямо схемата с общ емитер (ОЕ), което показва, че диференциалното изходно съпротивление е значително по-голямо. То се определя по-аналогичен начин.

$$(5.11) \quad r_{out} = r_{cb} = \frac{dU_{CB}}{dI_C} \approx \frac{\Delta U_{CB}}{\Delta I_C}, \text{ т.е. } r_{cb} = (\beta + 1) \cdot r_{ce}$$

и има стойности от порядъка на стотици $k\Omega$.



Фиг. 5.13. Изходни характеристики при схема с ОБ

Ако характеристиките са получени експериментално, за определяне на r_{cb} могат да се използват опитните данни от Табл. 5.4.

Таблица 5.4

U_{CB}, V		0	1	2	3	4	6	8	10	12	14	15
I_C, mA	$I_E = 4 mA$	3,92	3,95
	$I_E = 8 mA$	7,90	7,93
	$I_E = 12 mA$	11,87	11,91
	$I_E = 16 mA$	15,86	15,91
	$I_E = 20 mA$	19,84	19,91

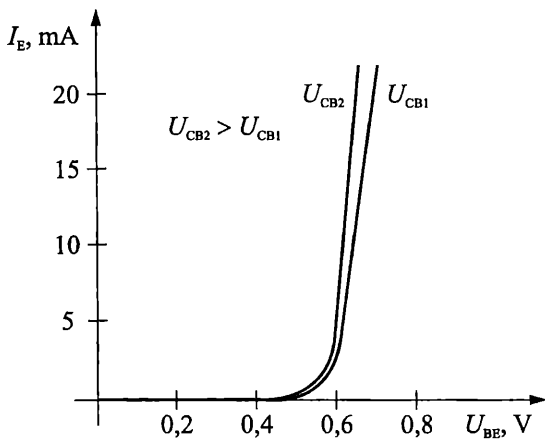
Например за стойности $I_E = 12 mA$ и $U_{CB} = 8 V$ диференциалното изходно съпротивление е

$$r_{cb} \approx \frac{\Delta U_{CB}}{\Delta I_C} = \frac{15 - 0}{(11,91 - 11,87) \cdot 10^{-3}} = 375 k\Omega.$$

Входните характеристики $U_{BE} = f(I_E)$ при $U_{CB} = const$ са представени на Фиг. 5.14. Видът им е същия, както на характеристиката на диод в права посока (волтамперна характеристика на емитерния преход). Напрежението U_{BE} има стойности (0,6 ÷ 0,7)V, които са типични за напрежение на отпушен PN преход. Отместването на характеристиките наляво при увеличаване на U_{CE} се дължи на ефекта на Ерли, но е незначително и на практика се приема, че характеристиките се сливат в една. От тях, както и при схема с ОЕ, по аналогичен начин може да се определи входното съпротивление r_{in}

$$(5.12) \quad r_{in} = r_e = \frac{dU_{BE}}{dI_E} \approx \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_E}.$$

В случая това съпротивление има значително по-малка стойност (единици и десетки Ω), защото в знаменателя е емитерният ток, който е $(\beta + 1)$ пъти по-голям от базовия ток.



Фиг. 5.14. Входни характеристики при схема с ОВ

Входните характеристики могат да бъдат представени и таблично, когато са получени експериментално (Табл. 5.5). За определяне на r_e се използват данните от таблицата, защото директното отчитане от графиките е сравнително неточно.

Таблица 5.5

I_E, mA	0	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
U_{BE}, mV											
$U_{CB} = 1 \text{ V}$	0	606	627	636	645	650	654	657	660	662	664
$U_{CB} = 5 \text{ V}$	0	597	613	621	627	632	636	639	641	643	645

Например за $I_E = 10 \text{ mA}$ и $U_{CB} = 5 \text{ V}$

$$r_e \approx \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_E} = \frac{(636 - 627) \cdot 10^{-3}}{(12 - 8) \cdot 10^{-3}} = 2,25 \Omega.$$

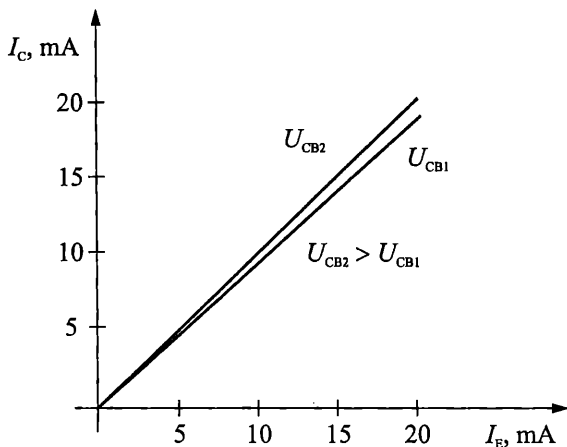
Входното съпротивление r_e може да се изчисли по същия начин, както диференциалното съпротивление на диода, като се отчете токът I_E

$$(5.13) \quad r_e = \frac{m \cdot \Phi_T}{I_E} = \frac{m \cdot \Phi_T}{(\beta + 1) \cdot I_B} = \frac{r_{be}}{\beta + 1}.$$

Характеристиките на предаване по ток $I_C = f(I_E)$ при $U_{CB} = \text{const}$ са показани на Фиг. 5.15. Ако се пренебрегне обратният колекторен ток I_{CBO} , който има много малка стойност, и се приеме, че $\bar{\alpha} = \text{const}$, графиките са прави линии, минаващи през началото на координатната система. Отместването им при промяна на U_{CB} се дължи на ефекта на Ерли, но е незначително и на практика се приема, че характеристиките се сливат в една. От характеристиките, както при схема с ОЕ, може да се определи диференциалният коефициент на предаване по ток

(5.14)

$$\alpha = \frac{dI_C}{dI_E} \approx \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E}.$$



Фиг. 5.15. Характеристики на предаване по ток при схема с ОЕ

Ако се приеме, че характеристиките са прави линии, тогава $\bar{\alpha} = \alpha$.

Когато характеристиките са получени експериментално, за определяне на коефициента α могат да се използват опитните данни, показани в Табл. 5.6.

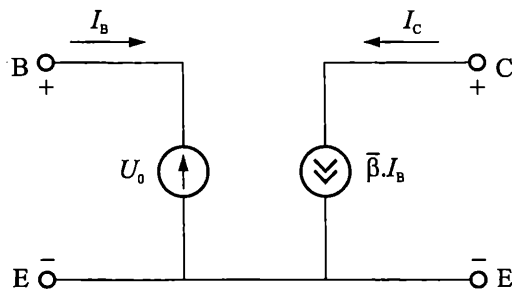
Таблица 5.6

I_E, mA	0	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
I_C, mA											
$U_{CB} = 1 \text{ V}$	0	1,92	3,92	5,91	7,90	9,88	11,87	13,86	15,86	17,85	19,84
$U_{CB} = 10 \text{ V}$	0	1,92	3,92	5,92	7,91	9,89	11,89	13,87	15,87	17,86	19,86

Например при стойности за $I_E = 10 \text{ mA}$ и $U_{CB} = 1 \text{ V}$ се получава

$$\alpha \approx \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} = \frac{(11,87 - 7,90) \cdot 10^{-3}}{(12 - 8) \cdot 10^{-3}} \approx 0,99.$$

Въз основа на принципа на действие и статичните характеристики на биполярния транзистор се съставя постояннотоквата му еквивалентна схема при ОЕ (Фиг. 5.16). В активен режим емитерният преход е отпушен, поради което се използва еквивалентната схема на диод в права посока ($U_0 = 0,7 \text{ V}$). В изходната верига е включен генератор на ток със стойност $\beta \cdot I_B$, съгласно зависимост (5.5). Стойността на обратния колекторен ток I_{CE0} е много малка, поради което при изчисления се пренебрегва.



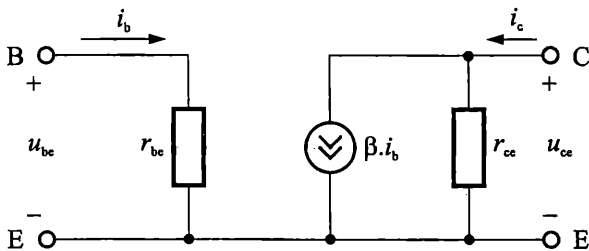
Фиг. 5.16. Постояннотокова еквивалентна схема

5.6. Променливотокови еквивалентни схеми

Променливотоковата еквивалентна схема при свързване на транзистор по схема с ОЕ е показана на Фиг. 5.17.

Диференциалното входно съпротивление r_{be} на транзистора се явява товар за източника на входен сигнал.

За товара, включен в изхода на схемата, транзисторът се явява източник на сигнал с определено ниво и изходно съпротивление. Затова в еквивалентната схема е включен генератор на ток, управляван от входния ток $\beta \cdot i_b$ и изходното съпротивление r_{ce} на транзистора.

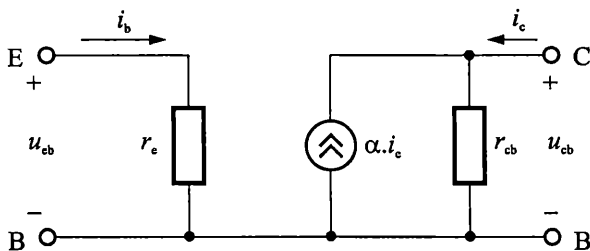


Фиг. 5.17. Променливотокова еквивалентна схема на транзистор при свързване с ОЕ

Най-често използваният параметър е *стръмността* s . Той показва зависимостта на изходния ток i_C от входното напрежение u_{BE}

$$(5.15) \quad s = \frac{dI_C}{dU_{BE}} = \frac{i_c}{u_{be}} = \frac{\beta \cdot i_b}{u_{be}} = \frac{\beta}{r_{be}}$$

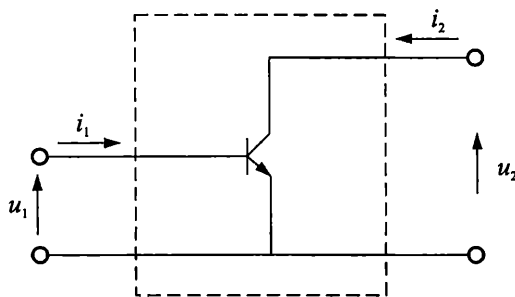
За схема на свързване с обща база (ОБ) еквивалентната схема е аналогична и е показана на Фиг. 5.18. За анализа се използват съответните параметри: диференциално входно съпротивление r_e ; входен ток $\alpha \cdot i_e$ и изходно съпротивление r_{cb} , чиято стойност обикновено се пренебрегва.



Фиг. 5.18. Променливотокова еквивалентна схема на транзистор при свързване *OB*

5.7. Четириполюсни параметри на биполярния транзистор

Много често е удобно транзисторът, а и всяка усилвателна схема, да се разглежда като *четириполюсник* (черна кутия), чиито входни и изходни токове и напрежения могат да се измерят, без да се анализират протичащите в тях физични процеси (Фиг. 5.19).



Фиг. 5.19. Биполярният транзистор като четириполюсник

Връзката между четирите величини – входни и изходни токове и напрежения, се дава с четири коефициента, които се наричат *четириполюсни параметри на транзистора*. В зависимост от това, кои две величини ще се изберат за независими променливи (аргументи) и кои две ще бъдат зависими променливи (функции), чиито стойности могат да се определят еднозначно от характеристиките на транзистора, съществуват различни системи четириполюсни параметри – z , y или h .

Най-широко практическо приложение са намерили h -параметрите, защото се измерват най-лесно и стойностите им могат да се намерят в каталозите. Те се дефинират чрез следната система уравнения:

$$(5.16) \quad \begin{aligned} u_1 &= h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2 \\ i_2 &= h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2. \end{aligned}$$

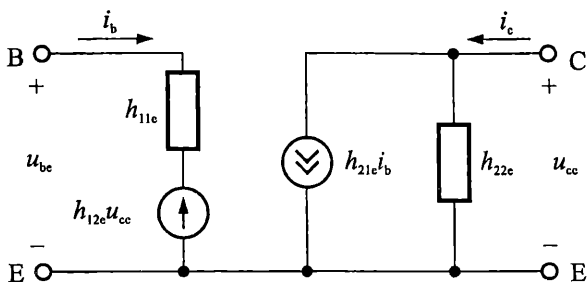
За схема с общ емитер (ОЕ): $u_1 = u_{be}$; $i_1 = i_b$; $u_2 = u_{ce}$ и $i_2 = i_c$, т.е. замествайки в (5.16), се получава:

(5.17)

$$u_{be} = h_{11e} \cdot i_b + h_{12e} \cdot u_{ce}$$

$$i_c = h_{21e} \cdot i_b + h_{22e} \cdot u_{ce}$$

За да е ясно, че става въпрос за четириполносни параметри при схема с ОЕ, е необходимо да се използва индекс „e”. Еквивалентната схема с h -параметри за схема с ОЕ е показана на Фиг. 5.20.



Фиг. 5.20. Еквивалентна схема с h -параметри

Ако се приеме, че $u_{ce} = 0$ и се замести в (5.17), се получават $h_{11e} = \frac{u_{be}}{i_b} = r_{be}$ и $h_{21e} = \frac{i_c}{i_b} = \beta$. При $i_b = 0$ се получават $h_{12e} = \frac{u_{be}}{u_{ce}}$ и

$h_{22e} = \frac{i_c}{u_{ce}} = \frac{1}{r_{ce}}$. От тези зависимости става ясно, че h -параметрите имат

определен физически смисъл: h_{11} – входно съпротивление; h_{12} – коефициент на обратна връзка по напрежение; h_{21} – коефициент на предаване по ток; h_{22} – изходна проводимост. При това заместване еквивалентната схема с h -параметри става идентична с променливотоковата схема от Фиг. 5.17, което е напълно логично. Най-често в каталозите h_{11} се означава като h_i , h_{12} като h_v , h_{21} като h_f и h_{22} като h_o .

Когато се използват h -параметри трябва да се има предвид, че те имат различни стойности за различните схеми на свързване, например $h_{21e} \neq h_{21b}$, т.е. $\beta \neq \alpha$.

Тема "Изследване на статичните характеристики на биполярен транзистор"

Целите на това упражнение са следните.

1. Да се получат експериментално статичните характеристики (входни, изходни и на предаване по ток) на биполярен транзистор при схеми на свързване с общ емитер (ОЕ) и с обща база (ОБ), като се отчетат особеностите на характеристиките.

2. Да се определят някои основни постояннотоккови (статични) параметри на биполярния транзистор: U_0 (напрежение на отпушване); $\bar{\alpha}$ (коефициент на предаване на емитерния ток); $\bar{\beta}$ (коефициент на усилване на базовия ток) и V_{AF} (напрежение на Ерли).

3. Да се определят някои основни променливотоккови (диференциални) параметри на биполярния транзистор: α (диференциален коефициент на предаване на емитерния ток); β (диференциален коефициент на усилване на базовия ток); r_e (диференциално входно съпротивление при схема с ОБ); r_{be} (диференциално входно съпротивление при схема с ОЕ); r_{cb} (диференциално изходно съпротивление при схема с ОБ) и r_{ce} (диференциално изходно съпротивление при схема с ОЕ).

4. Определяне на стойностите на елементите на постояннотокковите и променливотокковите еквивалентни схеми и тяхното синтезиране.

5. Практическо определяне изправността и вида (NPN или PNP, от Ge, Si или GaAs) на биполярния транзистор, както и разположението на изводите му.

Задание

I. Практически измервания

1. Да се снемат изходните статични характеристики $I_{ИЗХ} = f(U_{ИЗХ})$ при $I_{ВХ} = \text{const}$ за схеми на свързване с ОЕ и с ОБ.

2. Да се снемат входните статични характеристики $U_{ВХ} = f(I_{ВХ})$ при $U_{ИЗХ} = \text{const}$ за схеми на свързване с ОЕ и с ОБ.

3. Да се снемат статичните характеристики на предаване по ток $I_{ИЗХ} = f(I_{ВХ})$ при $U_{ИЗХ} = \text{const}$ за схеми на свързване с ОЕ и с ОБ.

II. Графична част

1. Да се построят входните, изходните и характеристиките на предаване по ток при схема с ОЕ.

2. Да се построят входните, изходните и характеристиките на предаване по ток при схема с ОБ.

III. Изчислителна част

1. Да се определят α , $\bar{\alpha}$ и β , $\bar{\beta}$ от опитните данни за две различни ра-

ботни точки и да се проверят зависимостите: $\alpha = \frac{\beta}{\beta+1}$, $\alpha \approx \bar{\alpha}$ и $\beta \approx \bar{\beta}$.

2. Да се определят r_{in} и r_{out} при схеми с ОЕ и с ОВ от опитните данни и провери верността на зависимостите $r_{be} = (\beta+1)r_e$ и $r_{cb} = (\beta+1)r_{ce}$. Да се изчислят аналитично r_{be} и r_e и се сравнят с опитно определените стойности в същата работна точка.

3. Да се определи напрежението на Ерли V_{AF} . Да се изчисли r_{ce} , като се използва V_{AF} , и се сравни с опитно определената му стойност.

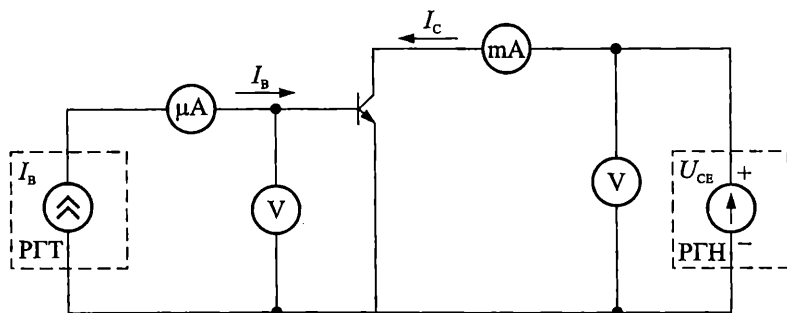
4. Да се съставят постояннотоковата и променливотоковата еквивалентна схема при свързване на транзистора с ОЕ за определена работна точка.

Указания за работа

1. Практически измервания

1. При схема с ОЕ

За да се направят необходимите измервания се използва структурната схема от Фиг. 5.21.



Фиг. 5.21. Схема за снемане на статичните характеристики при схема с ОЕ

За да се получат изходните характеристики $I_C = f(U_{CE})$ при $I_B = \text{const}$, в началния момент чрез регулируем генератор на ток (PГТ) се задава стойност на параметъра I_{B1} . След това посредством регулируем генератор на напрежение (PГН) последователно се задават стойности на изходното напрежение: U_{CE1} , U_{CE2} , ..., U_{CEn} . С цифров милиамперметър се измерват стойностите на изходния ток I_C .

Измервателните уреди във входната верига се свързват по схема А-V (Защо?), а в изходната верига – по схема V-A (Защо?).

Резултатите се представят в табличен вид (Табл. 5.7).

Таблица 5.7

U_{CE}, V		U_{CE1}	U_{CE2}	$U_{CEn}, n > 10$
I_C, mA	I_{B1}						
	...						
	I_{Bn}						

При снемане на входните характеристики $U_{BE} = f(I_B)$ при $U_{CE} = \text{const}$, чрез регулируем генератор на напрежение (РГН) в началния момент се задава стойност на параметъра U_{CE1} . В следващия момент посредством регулируемия генератор на ток (РГТ) последователно се задават стойности на входния ток: $I_{B1}, I_{B2}, \dots, I_{Bn}$ и за всяка зададена стойност се измерва стойността на входното напрежение U_{BE} чрез цифров волтметър с обхват 2000 mV (2 V). Резултатите се нанасят в Табл. 5.8.

Таблица 5.8

$I_B, \mu A$		I_{B1}	I_{B2}	$I_{Bn}, n > 10$
U_{BE}, mV	U_{CE1}						
	...						
	U_{CEn}						

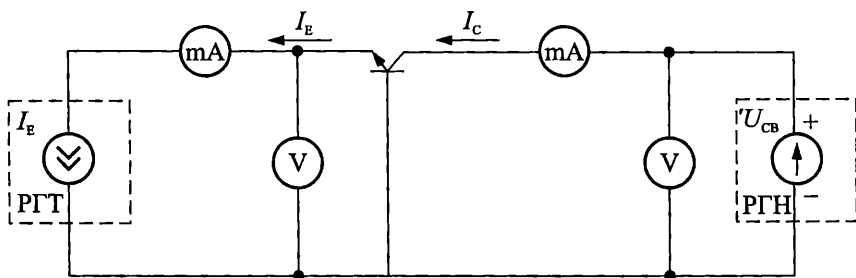
За да се получат характеристиките на предаване по ток $I_C = f(I_B)$ при $U_{CE} = \text{const}$, чрез регулируем генератор на напрежение (РГН) се задава стойност на параметъра U_{CE1} . След това посредством регулируем генератор на ток (РГТ) последователно се задават стойности на входния ток: $I_{B1}, I_{B2}, \dots, I_{Bn}$. За всяка зададена стойност на входния ток се измерва с цифров милиамперметър стойността на изходния ток I_C . Резултатите се нанасят в Табл. 5.9.

Таблица 5.9

$I_B, \mu A$		I_{B1}	I_{B2}	$I_{Bn}, n > 10$
I_C, mA	U_{CE1}						
	...						
	U_{CEn}						

2. При схема с ОВ

За да се направят необходимите измервания се използва структурната схема от Фиг. 5.22.



Фиг. 5.22. Схема за снемане на статичните характеристики при схема с ОВ

При схема на свързване с ОВ се правят аналогични измервания с тези при схема с ОЕ. Разликата се състои в това, че в този случай входен ток е емитерният I_E , входното напрежение е U_{EB} , а изходното напрежение е U_{CB} . Изходен ток отново е колекторният ток I_C . Резултатите се нанасят в аналогични таблици, като се отчитат разликите във входните и изходните величини (на мястото на I_B в таблиците се поставя I_E).

II. Графична част

1. Входните, изходните и характеристиките на предаване по ток при схема с ОЕ се построяват в отделни координатни системи.
2. Входните, изходните и характеристиките на предаване по ток при схема с ОВ се построяват в отделни координатни системи.

III. Изчислителна част

1. За определяне на α и β от опитните данни се използват зависимости-те – $\bar{\alpha} \approx \frac{I_C}{I_E}$ и $\bar{\beta} \approx \frac{I_C}{I_B}$, а за изчисляването на α и β – зависимости (5.10) и (5.14).

2. За определяне на r_e и r_{bc} от опитните данни се използват зависимости (5.12) и (5.8), а за аналитичното им изчисляване – зависимости (5.13) и (5.9). Определянето на r_{ce} и r_{cb} става от зависимости (5.7) и (5.11). За определяне на

r_{ce} , посредством V_{AF} се използва $r_{ce} = \frac{U_{CE} + V_{AF}}{I_C}$.

3. Напрежението на Ерли V_{AF} се определя от построените изходни характеристики при схема с ОЕ, съгласно Фиг. 5.10.

4. Постояннотоковата и променливотоковата еквивалентна схема при свързване с ОЕ се съставят, съгласно Фиг. 5.16 и Фиг. 5.17, като се използват вече изчислените стойности на съставлящите ги елементи.

Контролни въпроси и задачи

1. Начертайте биполярен NPN транзистор, свързан в схема с ОЕ, като означите поляритета на напреженията и посоките на токовете при работа в активен режим.

2. Подредете по големина трите тока в биполярния транзистор и напишете аналитичен израз за връзката между тях.

3. Посочете режимите на работа на биполярния транзистор и условията за тяхното реализиране.

4. Напишете уравнението на изходния ток при схема с ОВ. Пояснете използваните означения.

5. Напишете уравнението на изходния ток при схема с ОЕ. Пояснете използваните означения.

6. Напишете връзката между коефициентите на предаване по ток при

схеми с ОЕ и с ОВ.

7. Начертайте входните характеристики при схема с ОЕ.

8. Дефинирайте понятието диференциално входно съпротивление при схема с ОВ и пояснете как може да се определи от входните характеристики.

9. Начертайте изходните характеристики при схема с ОВ, като посочите областите на насищане, на отсечка и на активен режим.

10. Дефинирайте понятието диференциално изходно съпротивление при схема с ОЕ и пояснете как може да се определи от изходните характеристики.

11. Начертайте постояннотоковата еквивалентна схема на биполярен транзистор при схема на свързване с ОЕ. Пояснете използваните означения и посочете ориентировъчни стойности за тях.

12. Начертайте променливотоковата еквивалентната схема на биполярен транзистор при схема на свързване с ОЕ. Пояснете използваните означения.

РАБОТА НА БИПОЛЯРНИЯ ТРАНЗИСТОР КАТО УСИЛВАТЕЛ

6.1. Работа на транзистора при малки променливи сигнали

Едно от основните приложения на биполярния транзистор (BJT) е *усилване на променливотокови сигнали*. Сигналът може да се усили по ток, по напрежение или по ток и напрежение, но винаги се усилва по мощност. Затова BJT е активен полупроводников елемент.

Усилването на сигнала трябва да става без изкривявания във формата му, т.е. усилването трябва да е линейно. За да се получи *линейно усилване* е необходимо работната точка, задавана с постояннотоковия режим, да бъде подходящо избрана, т.е. да се намира в сравнително линейна част от характеристиката.

Когато на входа на схемата се подаде променливотоков сигнал, който трябва да се усили, той се сумира с постояннотоковата си съставка и работната точка започва да се движи по характеристиката. Но характеристиките на биполярния транзистор (например входната) са нелинейни. За да се получи линейно усилване е необходимо да се работи с малки входни сигнали, така че работната точка да се движи по приблизително линейни участъци от характеристиката. Това позволява биполярният транзистор да се разглежда като линеен елемент и да се използват линейни променливотокови еквивалентни схеми, когато се анализира работата му по променлив ток (Фиг. 5.17, Фиг. 5.18 и Фиг. 5.20).

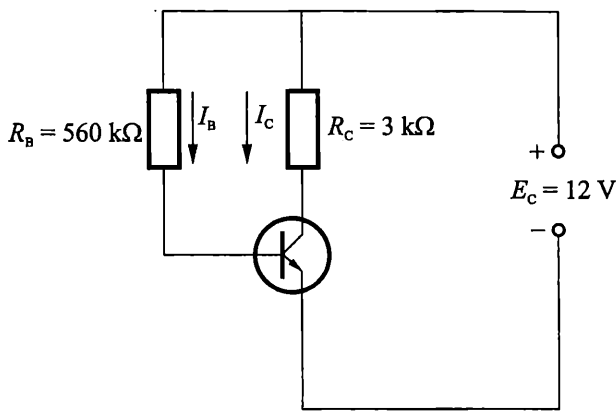
6.2. Работа на биполярния транзистор като усилвател

Биполярният транзистор работи като усилвател, когато са изпълнени следните условия.

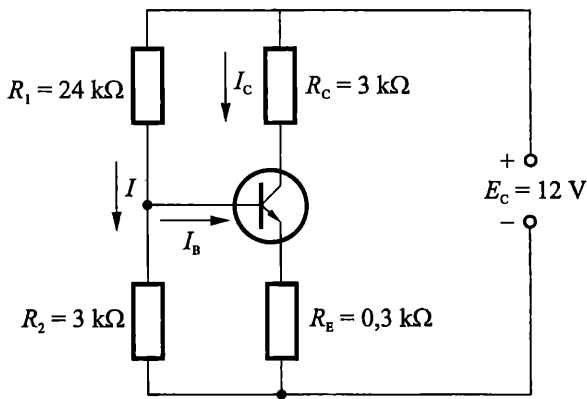
1. Работната точка да е зададена така, че BJT да е в нормален активен режим, т.е. в линейната част от характеристиките си.
2. На входа на схемата да е подаден малък сигнал, който трябва да бъде усилен.
3. На изхода на схемата да е включен товар, върху който да се отдава усиленият сигнал.

6.3. Практически схеми за задаване на постояннотоковия режим

Положението на работната точка се задава от постояннотоковия режим. Най-често се използват схемата със задаване на базовия ток I_B (схема с фиксиран базов ток – Фиг. 6.1) и схемата със задаване на потенциала на базата U_B (схема с фиксирано базово напрежение – Фиг. 6.2).



Фиг. 6.1. Схема със задаване на I_B



Фиг. 6.2. Схема със задаване на U_B

За определяне на параметрите на работната точка на схемата от фиг. 6.1 се използват следните зависимости:

$$I_B = \frac{E_C - U_{BE}}{R_B}; \quad I_C = \beta I_B; \quad U_{CE} = E_C - R_C I_C = E_C - \beta I_B R_C.$$

Например за стойности $E_C = 12 \text{ V}$ и $\beta = 100$ ще се получат:

$$I_B = \frac{E_C - U_{BE}}{R_B} = \frac{12 - 0,7}{560 \cdot 10^3} \approx 20 \cdot 10^{-6} = 20 \mu\text{A};$$

$$I_C = \beta I_B = 100 \cdot 20 \cdot 10^{-6} = 2 \text{ mA};$$

$$U_{CE} = E_C - R_C I_C = 12 - 2 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3 = 6 \text{ V}.$$

Недостатък на разглежданата схема е зависимостта на I_C и U_C от коефициента на усилване по ток β и от температурата (тъй като β зависи от температурата). Т.е., ако се смени транзисторът или се промени температурата, ще се измести работната точка.

Например, ако използваме транзистор с коефициент $\beta = 150$, ще се получи $I_C = 3 \text{ mA}$ и $U_C = 3 \text{ V}$ (Изчислете!).

За схемата със задаване на потенциала на базата U_B , при пренебрегване на I_B и след като се приеме, че $I_C = I_E$, се използват зависимостите:

$$U_B = E_C \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \quad U_E = U_B - U_{BE};$$

$$I_E = I_C = \frac{U_E}{R_E}; \quad U_{CE} = E_C - I_C(R_C + R_E).$$

Ако се използва същият транзистор, за постояннотоковия режим ще се получат:

$$U_B = E_C \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 12 \cdot \frac{3 \cdot 10^3}{27 \cdot 10^3} = 1,33 \text{ V};$$

$$U_E = U_B - U_{BE} = 1,33 - 0,7 = 0,63 \text{ V};$$

$$I_E = I_C = \frac{U_E}{R_E} = \frac{0,63}{300} = 2,1 \text{ mA};$$

$$U_C = E_C - I_C R_C = 12 - 2,1 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3 = 5,7 \text{ V};$$

$$U_{CE} = E_C - I_C(R_C + R_E) = 12 - 2,1 \cdot 10^{-3} \cdot (3 + 0,3) \cdot 10^3 = 5,07 \text{ V}.$$

За да се пренебрегне I_B е необходимо токът по веригата $E-R_1-R_2$ да е 10 пъти по-голям от I_B или $\beta \cdot R_E$ да е около 10 пъти по-голямо от R_2 .

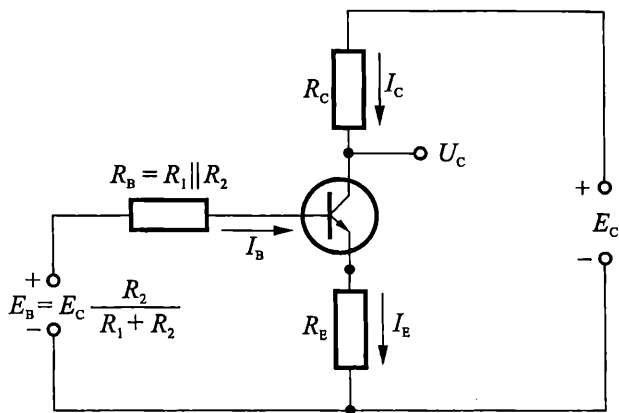
От получените резултати за U_{CE} и I_C се вижда, че не зависят от β , което означава, че при схемата със задаване на U_B , работната точка е значително по-стабилна. Стабилността на работната точка посредством R_E се дължи на въведената отрицателна обратна връзка по постоянен ток. Ако поради някаква причина (например нарастване на температурата) I_C се увеличи, ще нарасне и падът върху R_E , т.е. потенциалът в емитера $I_E R_E$. Това води до намаляване на отпушващото напрежение на емитерния преход U_{BE} , а оттам до намаляване на I_B и I_C .

За по-точно изчисляване, при постояннотоков режим е необходимо частта от схемата, наляво от базата на транзистора, да се преобразува в източник на напрежение E_B с вътрешно съпротивление R_B (Фиг. 6.3) чрез теоремата на Тевенен. При отворена базова верига R_1 и R_2 образуват делител на напрежение

$$E_B = E_C \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 12 \cdot \frac{3 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^3 + 24 \cdot 10^3} = 1,333 \text{ V}.$$

За определяне на вътрешното съпротивление R_B се дават накъсо захранващите източници наляво от базата, при което R_1 и R_2 се оказват успоредно свързани.

$$R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{3 \cdot 24}{3 + 24} 10^3 = 2,667 \text{ k}\Omega.$$



Фиг. 6.3. Опростяване на схемата чрез теоремата на Тевенен

Ако транзисторът се замести с неговата постояннотокова еквивалентна схема (Фиг. 5.16), се получава схемата от Фиг. 6.4. За нея е в сила съотношението

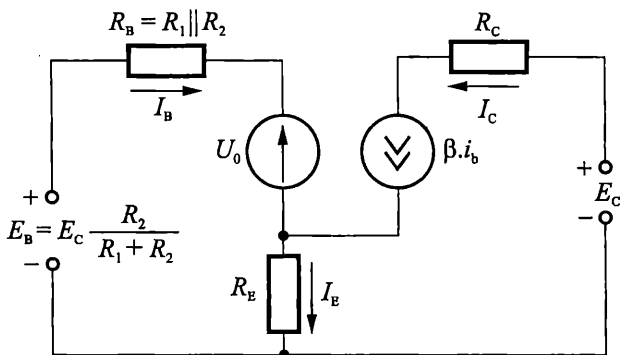
$$E_B = I_B R_B + U_0 + I_E R_E = I_B R_B + U_0 + (\beta + 1) I_B R_E.$$

След направените изчисления за параметрите I_B , I_C и U_C се получават следните стойности

$$I_B = \frac{E_B - U_{BE}}{R_B + (\beta + 1) R_E} = \frac{1,333 - 0,7}{2,667 \cdot 10^3 + (100 + 1) 0,3 \cdot 10^3} = 19,21 \mu\text{A};$$

$$I_C = \beta I_B = 100 \cdot 19,21 \cdot 10^{-6} = 1,921 \text{ mA};$$

$$U_C = E_C - R_C I_C = 12 - 3 \cdot 10^3 \cdot 1,921 \cdot 10^{-3} = 6,24 \text{ V}.$$



Фиг. 6.4. Еквивалентна схема по постоянен ток за стъпалото от Фиг. 6.2

В случая, при определяне на I_B е отчетено, че през R_E протича емитерен ток, който е $(\beta + 1)$ пъти по-голям от базовия ток. Поради това стойността на R_E се увеличава $(\beta + 1)$ пъти.

$$U_E = I_E R_E = (\beta + 1) I_B R_E = 101.19 \cdot 21.10^{-6} \cdot 0.3 \cdot 10^3 = 0.582 \text{ V};$$

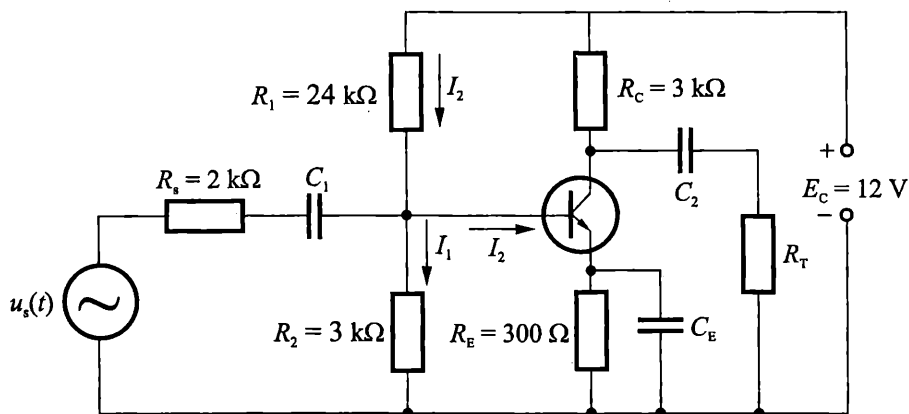
$$U_{CE} = U_C - U_E = 6.24 - 0.582 = 5.66 \text{ V}.$$

Колекторният ток I_C и колекторното напрежение U_C зависят толкова по-малко от β и неговите изменения, колкото $R_B < (\beta + 1) R_E$.

6.4. Практически схеми на свързване. Основни динамични параметри

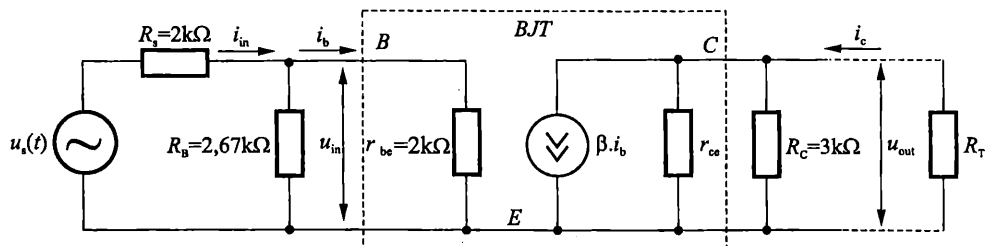
Схема с ОЕ

Тук ще бъде анализирана работата на пълната принципна схема със задаване на потенциала в базата U_B , показана на Фиг. 6.5.



Фиг. 6.5. Пълна принципна схема със задаване на U_B

Използва се транзисторът от т. 6.3 с параметри: $\beta = 100$; $r_b = 2 \text{ k}\Omega$; R_1 , R_2 , R_E и R_C служат за задаване на постояннотоковия режим (I_C , U_{CE}); C_1 и C_2 се използват за постояннотоково развързване (разделяне) на схемата от източника на входен сигнал и товара. При заместване на транзистора с променливотоковата му еквивалентна схема от Фиг. 5.17 се получава схемата от Фиг. 6.6.

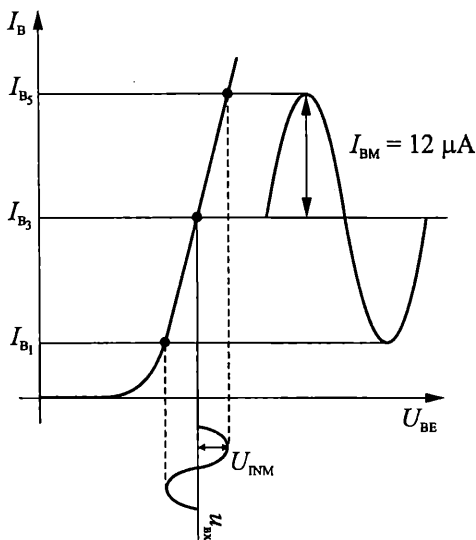


Фиг. 6.6. Еквивалентна схема по променлив ток на схемата от Фиг. 5.17

Трябва да се има предвид, че при променлив ток кондензаторите и източниците на постоянно напрежение се дават на късо. Ако се приеме, че $r_{ce} \gg R_C$, при анализа може да се пренебрегне r_{ce} .

При липса на входен сигнал базовият ток има стойност $I_{B3} = 20 \mu A$, зададена от постояннотоковия режим (т. 6.3). При подаване на входен сигнал например с амплитуда $U_{INM} = 24 mV$, през положителната полувърлна базовият ток нараства от I_{B3} до I_{B5} , а по време на отрицателната полувърлна намалява от I_{B3} до I_{B1} – Фиг. 6.7. Амплитудата на базовия ток I_{BM} се определя от зависимостта

$$I_{BM} = \frac{U_{INM}}{r_{be}} = \frac{24 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10^3} = 12 \mu A .$$



Фиг. 6.7. Промяна на базовия ток при подаване на входно напрежение u_{in}

На Фиг. 6.8 са показани изходните характеристики и товарната права. За изходната верига е в сила зависимостта $E_C = I_C R_C + U_{CE}$. Това е уравнение на права линия, която се нарича *товарна права* и може да бъде построена по двете си пресечни точки с координатните оси: $U_{CE} = E_C = 12 V$ и

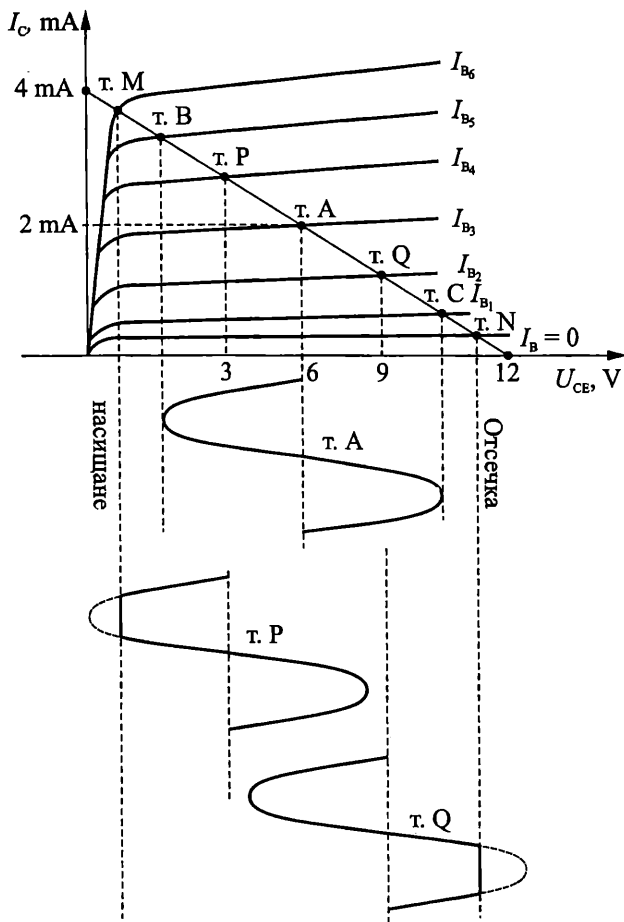
$$I_C = \frac{E_C}{R_C} = 4 mA .$$

Положението на работната точка в изхода (т. А) се определя

от пресечната точка на товарната права и съответната изходна характеристика при $I_{B3} = 20 \mu A$ ($I_C = 2 mA$, $U_{CE} = 6 V$). Измененията на тока и на напрежението в колектора се определят от:

$$i_c = \beta i_b = 100 \cdot 12 \cdot 10^{-6} = 1,2 mA ;$$

$$u_c = -i_c R_C = -1,2 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3 = -3,6 V .$$



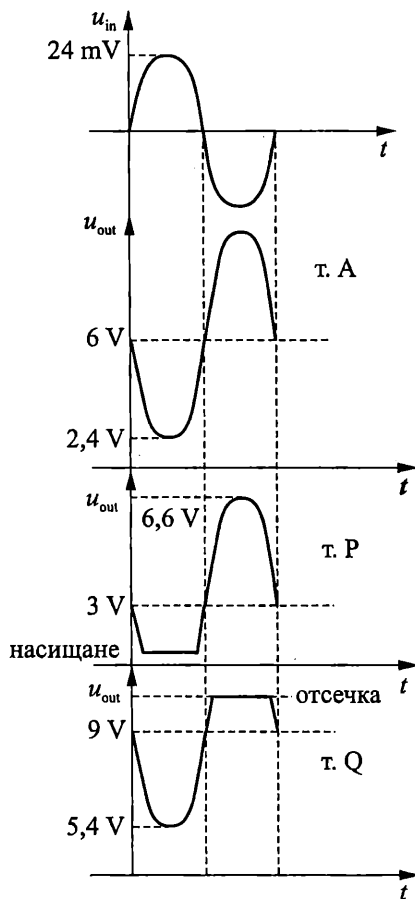
Фиг. 6.8. Изходни характеристики и товарна права по постоянен ток

При нарастване на входния сигнал работната точка се движи по товарната права от т. А до т. В – пресечната точка на товарната права и изходната характеристика при I_{B_5} . По този начин I_C нараства от 2 mA (т. А) до 3,2 mA (т. В), а изходното напрежение намалява (това показва знакът „-“ за стойността на u_C) от 6 V (т. А) до 2,4 V (т. В). Аналогично при намаляване на входния сигнал работната точка се движи по товарната права от т. А до т. С (пресечната точка на товарната права и изходната характеристика при I_{B_1}). По този начин I_C намалява от 2 mA (т. А) до 0,8 mA (т. С), а изходното напрежение нараства от 6 V (т. А) до 9,6 V (т. С). От разгледаното действие на схемата могат да се направят следните изводи.

1. При амплитуда на входния сигнал 24 mV, амплитудата на изходното напрежение е 3,6 V, т.е. има значително *усилване* на сигнала по напрежение

$$A_U = \frac{u_{out}}{u_{in}} = \frac{-3,6}{24 \cdot 10^{-3}} = -150.$$

2. Изходният сигнал е *инвертиран* спрямо входния сигнал, т.е. при нарастване на входния сигнал (положителна полуувълна), изходният сигнал намалява (отрицателна полуувълна) и обратно – Фиг. 6.9 за т. А.



Фиг. 6.9. Времени диаграми на изходния сигнал при различни работни точки

За усилване на сигнала без изкривявания е важно началното положение (при липса на входен сигнал) на работната точка да бъде зададено правилно (оптимално).

Изкривявания (ограничаване) във формата на изходния сигнал се получават, когато при своето движение по товарната права работната точка достигне до т. М (режим на насищане на транзистора) или до т. N (транзисторът се запуща и е в режим на отсечка). Затова оптималното положение на работната точка е по средата на товарната права между т. М и т. N, а именно т. А. Ако началното положение на работната точка е т. Р (напр. 3 V), при намаляване на изходното напрежение може да настъпи ограничаване в отрицателната полуувълна, тъй като е близо до режима на насищане (Фиг. 6.9 за т. Р). Аналогично, ако началното

положение на работната точка е т. Q (напр. 9 V), при нарастване на изходното напрежение може да настъпи ограничаване в положителната полуълна, тъй като е близо до режима на отсечка (Фиг. 6.9 за т. Q). Ограничаване във формата на сигнала може да се получи и при оптимално избрана работна точка, ако амплитудата на входния сигнал е голяма. Тогава ще настъпи едновременно ограничаване във формата и на двете полуълни.

Основните динамични параметри, които характеризират всяка усилвателна схема, са: коефициент на усилване по напрежение A_U ; коефициент на усилване по ток A_I ; входно съпротивление по променлив ток r_{in} ; изходно съпротивление по променлив ток r_{out} и коефициент на усилване по мощност A_P . Те се дефинират със следните зависимости:

$$A_U = \frac{u_{out}}{u_{in}}; \quad A_I = \frac{i_{out}}{i_{in}}; \quad r_{in} = \frac{u_{in}}{i_{in}}; \quad r_{out} = \frac{u_{out}}{i_{out}}; \quad A_P = A_U A_I.$$

На практика динамичните параметри могат да бъдат определени и без да се изчисляват стойностите на входния и изходния ток (i_{in} , i_{out}) и стойностите на входното и изходното напрежение (u_{in} , u_{out}). За целта се използва еквивалентната схема по променлив ток от Фиг. 6.6, за която при $R_T \rightarrow \infty$ са в сила следните съотношения:

$$u_{out} = u_c = -i_c R_C = -\beta i_b R_C; \quad u_{in} = r_{be} i_b; \\ i_{out} = i_c = \beta i_b; \quad i_{in} = i_b \quad (\text{ако } R_S = 0 \text{ и } R_B \gg r_{be}).$$

От тези зависимости се получават следните стойности за динамичните параметри.

$$A_U = \frac{u_{out}}{u_{in}} = -\frac{\beta R_C}{r_{be}} = -\frac{100 \cdot 3 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^3} = -150;$$

$$A_I = \frac{i_{out}}{i_b} = \frac{i_c}{i_b} = \beta = 100;$$

$$r_{in} = \frac{u_{in}}{i_b} = r_{be} = 2 \text{ k}\Omega; \quad r_{out} = \frac{u_{out}}{i_{out}} = R_C = 3 \text{ k}\Omega;$$

$$A_P = |A_U| \cdot A_I = 15000.$$

Определените по този начин динамични параметри характеризират усилвателните свойства само на транзистора, защото не е отчетено влиянието на R_S и R_B . За определяне на входното съпротивление по променлив ток на цялото стъпало r_{in} трябва да се отчете, че R_B и r_{be} са успоредно свързани.

$$r_{in} = r_{be} \parallel R_B = \frac{r_{be} \cdot R_B}{r_{be} + R_B} = \frac{2,2,667}{2 + 2,667} \cdot 10^3 = 1,14 \text{ k}\Omega.$$

Входното напрежение u_{in} се определя от делителя на напрежение, образуван от R_S и r_{in} .

$$u_{in} = u_s \frac{r_{in}}{r_{in} + R_S}.$$

Входният ток i_{in} се разделя между R_B и r_{be} :

$$i_{in} = i_b + i_{R_B}; \quad i_b r_{be} = i_{R_B} R_B.$$

От последните две зависимости се получава връзката между i_b и i_{in}

$$i_b = i_{in} \frac{R_B}{r_{be} + R_B}.$$

Динамичните параметри на цялата схема имат следните стойности:

$$A_{U(ck)} = \frac{u_{out}}{u_s} = \frac{u_{out}}{u_{in}} \cdot \frac{u_{in}}{u_s} = -\frac{\beta R_C}{r_{be}} \cdot \frac{r_{in}}{r_{in} + R_S} = -150 \cdot \frac{1,14 \cdot 10^3}{1,14 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3} = -54,46.$$

$$A_{I(ck)} = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{i_{out}}{i_b} \cdot \frac{i_b}{i_{in}} = \beta \frac{R_B}{r_{be} + R_B} = 100 \cdot \frac{2,67 \cdot 10^3}{2,67 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3} = 57,17 \approx 57;$$

$$r_{out} = R_C \parallel r_{ce} \approx R_C = 3 \text{ k}\Omega.$$

Изведените зависимости се използват, когато в изхода няма включено товарно съпротивление R_T ($R_T = \infty$). При наличие на товарно съпротивление, в зависимостите R_C се замества с r_T (товарно съпротивление по променлив ток),

което се определя от съотношението $r_T = \frac{R_T \cdot R_C}{R_T + R_C}$.

Например при $R_C = 5,6 \text{ k}\Omega$, $r_T = \frac{5,6 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^3}{5,6 \cdot 10^3 + 3 \cdot 10^3} = 1,95 \text{ k}\Omega$. А когато

$R_T = \infty$, $r_T = R_C$.

При изчисленията се използва съпротивлението r_{be} . Ако стойността му е неизвестна (т.е. не е включена в каталожните данни), би могла да се изчисли, след определяне на постояннотоковия режим от съотношението:

$$r_{be} = \frac{m \cdot \varphi_T}{I_B} = \frac{1,5 \cdot 25,8 \cdot 10^{-3}}{20 \cdot 10^{-6}} \approx 2 \text{ k}\Omega, \quad \text{където } m \in (1+2).$$

В Табл. 6.1 са представени резултати от експерименталното изследване на схемата от Фиг. 6.5. Динамичните параметри са определени по следните зависимости:

$$r_{in} = \frac{u_{in} r_s}{(u_s - u_{in})}; \quad A_I = \frac{u_{out} r_s}{(u_s - u_{in}) r_T}; \quad A_U = \frac{u_{out}}{u_{in}}; \quad r_T = \frac{R_T \cdot R_C}{(R_T + R_C)}.$$

Таблица 6.1

$R_T, \text{ k}\Omega$	∞	7,5	5,6	2,7	0,620
$u_s, \text{ mV}$	69	69	69	69	69
$u_{in}, \text{ mV}$	25	26,5	27	28,5	29
$u_{out}, \text{ mV}$	3900	3000	2800	2000	720
$r_T, \text{ k}\Omega$	3	2,14	1,95	1,42	0,51
$ A_U $	156	113,2	103,7	70,2	24,8
$A_{I(ck)}$	59	66	68,4	69,5	70,6
$r_{in}, \text{ k}\Omega$	1,136	1,247	1,286	1,407	1,45

Ако се сравнят резултатите при $R_T = \infty$ с изчислените по теоретичен път, ще се забележи, че разликите са незначителни, което показва реалната практическа приложимост на дадените зависимости.

Както се вижда, динамичните параметри зависят от параметрите на транзистора и от външните елементи. Типични стойности за динамичните параметри за схема на свързване с ОЕ са:

$$A_U \sim (100 \div 200); \quad A_I \sim (50 \div 400); \quad A_P = A_U A_I \sim 10000;$$

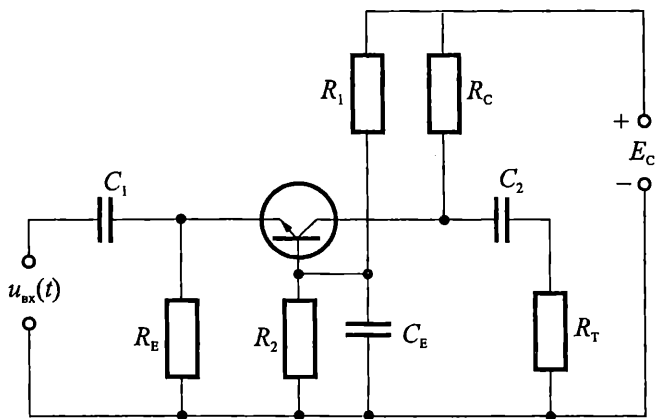
$$r_{in} \sim (1 \div 10) \text{ k}\Omega; \quad r_{out} \sim (20 \div 100) \text{ k}\Omega.$$

Схема с ОВ

Практическата схема на свързване със задаване на U_B е показана на фиг. 6.10. R_1 , R_2 , R_B и R_C служат за задаване на постояннотоковия режим (I_C , U_{CB}), а C_1 и C_2 за постояннотоково разделяне на схемата от източника на входен сигнал и товара. C_B свързва базата на транзистора към маса (общата точка за входа и изхода) по променлив ток. За разлика от схема с ОЕ, схема с ОВ не инвертира входния сигнал. Типичните стойности за динамичните параметри при схема на свързване с ОВ са:

$$A_U \sim (110 \div 220); \quad A_I \approx \alpha < 1(0,99); \quad A_P = A_U A_I \approx A_U;$$

$$r_{in} \sim (20 \div 100) \Omega; \quad r_{out} \sim (200 \div 600) \text{ k}\Omega.$$



Фиг. 6.10. Практическа схема на свързване със задаване на U_B за схема с ОВ

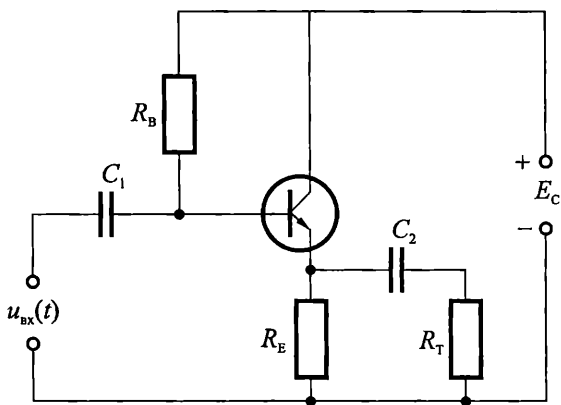
Схема с ОС

Практическата схема на свързване със задаване на I_B е дадена на Фиг. 6.11. R_B и R_C служат за задаване на постояннотоковия режим, а C_1 и C_2 – за постояннотоково разделяне на схемата от източника на входен сигнал и товара. Схема с ОС не инвертира входния сигнал. Изходният сигнал има амплитуда приблизително равна на тази на входния сигнал. Затова схемата се нарича *емитерен повторител*.

Типичните стойности за динамичните параметри при схема на свързване с ОС са:

$$A_U < 1 (0,99); A_I \approx \beta + 1 (51 \div 401); A_P = A_U A_I \approx A_I;$$

$$r_{in} \sim (200 \div 600) \text{ k}\Omega; r_{out} \sim (20 \div 100) \Omega.$$



Фиг. 6.11. Практическа схема на свързване със задаване на I_B за схема с ОС

Сравнение между трите схеми по динамични параметри

Ако се съпоставят динамичните параметри при трите схеми ще се получат следните съотношения:

$$A_{UOVB} > A_{UOE} \gg A_{UOC} \approx 1; \quad A_{IOCB} > A_{IOE} \gg A_{IOV} \approx 1;$$

$$r_{inOC} > r_{inOE} > r_{inOB}; \quad r_{outOB} > r_{outOE} > r_{outOC}; \quad A_{POC} \gg A_{POE} \approx A_{POV}$$

Всяка от схемите има предимства и недостатъци, поради което се използват и трите.

Най-често се използва схема с ОЕ, защото усилва сигнала и по ток и по напрежение, и има най-голямо усилване по мощност.

Схема с ОС не усилва сигнала по напрежение, но има най-голям коефициент A_I , голямо входно и малко изходно съпротивление. Използва се за усилване по ток и като буфер за съгласуване между източник на сигнал и последваща схема.

Схема с ОВ не усилва по ток, но има най-голям коефициент на усилване по напрежение A_U и може да работи при най-висока честота.

Тема “Изследване на работата на биполярен транзистор като усилвател”

Целите на това упражнение са следните.

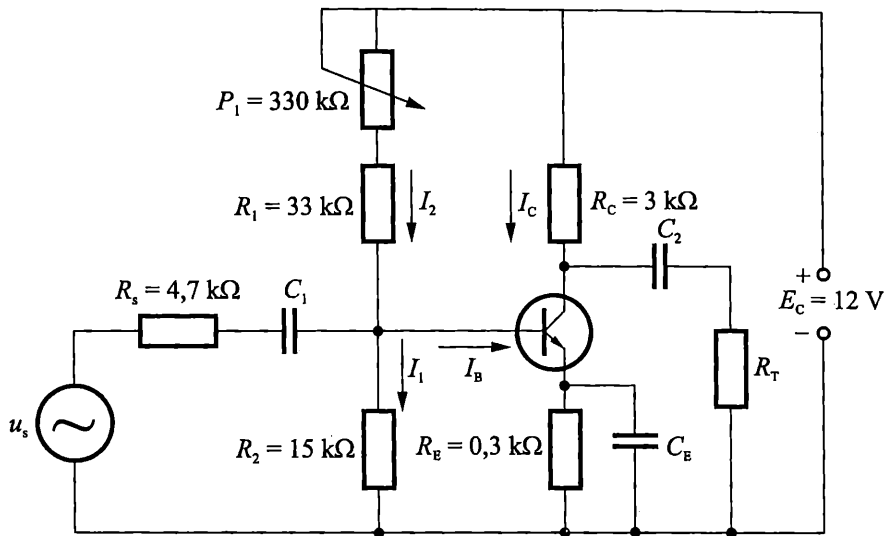
1. Аналитично да се изчисли постояннотоковият режим на прости еднотранзисторни схеми, като се използва постояннотоковата еквивалентна схема на дадения транзистор.
2. Да се определи оптималното положение на работната точка за дадено транзисторно стъпало.
3. Да се оразмерят прости транзисторни схеми, така че да се зададе определена работна точка (I_C , U_C), като се познават параметрите на транзистора.
4. Да се изчислят аналитично основните динамични параметри (A_U , A_I , r_{in} , r_{out} и A_P) на прости транзисторни схеми, като се използва променливотоковата еквивалентна схема на транзистора.
5. Да се определят експериментално основните динамични параметри на прости транзисторни схеми.

Задание

1. Да се изчисли постояннотоковият режим на схемата от Фиг. 6.12, ако са зададени: $\beta = 170$ и $R_1 + R_2 = 125 \text{ k}\Omega$.
2. Да се определят динамичните параметри на схемата, ако $r_{be} = 3,3 \text{ k}\Omega$.
3. Да се изследва влиянието на положението на работната точка върху формата на изходния сигнал.
4. Да се определи максималната неизкривена амплитуда на изходния сигнал при различни положения на работната точка.
5. Да се изследва зависимостта на динамичните параметри A_U , A_I , A_P и r_{in} от стойността на товарното съпротивление r_T и се построят графично получените зависимости. Да се сравнят получените резултати с изчисленията в т. 2 стойности за $r_T = \infty$.
6. При схема на свързване с общ колектор (ОС) да се пречертае формата на входния и изходния сигнал и се определи дали схемата инвертира входния сигнал и каква е стойността на A_U .
7. При схема на свързване с обща база (ОБ) да се пречертае формата на входния и изходния сигнал и се определи дали схемата инвертира входния сигнал и каква е стойността на A_U .

Указания за работа

За да се направят необходимите измервания и изчисления се използва структурната схема от Фиг. 6.12.



Фиг. 6.12. Схема на опитната постановка

Точка 1 от заданието се изпълнява за три различни стойности на постоянния колекторен ток $I_C = 1 \text{ mA}$, 2 mA и 3 mA при схема на свързване с общ емитер (ОЕ). Желаната стойност на колекторния ток се установява чрез потенциометъра P_1 , без да е подаден променлив сигнал на входа. След задаване на I_C се отчита стойността на U_{CE} .

В началния момент се установява $I_C = 2 \text{ mA}$, което съответства на оптималното положение на работната точка. С помощта на потенциометъра, регулиращ амплитудата на входния сигнал, се подбира такова ниво на входния сигнал, при което се получава максимален неизкривен изходен сигнал. Измерват се амплитудите на входния и изходния сигнал. С помощта на осцилоскоп се измерва стойността на изходния сигнал от връх до връх U_{p-p} и полученият резултат се разделя на две. Начертават се времедиаграмите на измерените сигнали.

За другите две стойности на I_C се наблюдава и пречертава времедиаграмата на изходния сигнал, без да се променя амплитудата на входния сигнал. След това входният сигнал се намалява до получаване на неизкривен изходен сигнал и се измерва амплитудата му.

Всички измервания се извършват при $R_T = \infty$.

За да се изпълни т. 2 от заданието, потенциометърът в базовата верига се настройва на оптималното положение на работната точка ($I_C = 2 \text{ mA}$). Амплитудата на входния сигнал е с такава стойност, при която се получава неизкривен изходен сигнал (това се извършва при $R_T = \infty$). Входният сигнал не се променя до края на измерванията, включени в тази точка!

С осцилоскоп за всяка стойност на товарното съпротивление R_T се измерват напреженията u_s (преди R_s), u_{in} (след R_s), u_{out} (непосредствено върху R_T). Експерименталните резултати се нанасят в Табл. 6.2.

$R_T, \text{k}\Omega$	∞	7,5	5,6	2,7	0,620
u_s, mV					
u_{in}, mV					
u_{out}, mV					
A_U					
A_I					
A_P					
r_{in}					

Динамичните параметри се определят от следните зависимости:

$$r_{in} = \frac{u_{in} r_s}{(u_s - u_{in})}; \quad A_I = \frac{u_{out} r_s}{(u_s - u_{in}) r_T}; \quad A_U = \frac{u_{out}}{u_{in}};$$

$$r_T = \frac{R_T \cdot R_C}{(R_T + R_C)}; \quad A_P = A_U A_I.$$

За схеми на свързване с ОС и с ОВ се подава амплитуда на входния сигнал с такава стойност, при която се получава неизкривен изходен сигнал. Пречертават се входният и изходният сигнал, измерва се амплитудата им и се определя A_U .

Контролни въпроси и задачи

1. Кога биполярният транзистор работи като усилвател?
2. Начертайте изходните характеристики при схема на свързване с ОЕ и постройте товарната права. Посочете оптималното положение на работната точка.
3. Коя от схемите за задаване на постояннотоковия режим (със задаване на I_B или със задаване на U_B) осигурява по-голяма стабилност на работната точка? Защо?
4. Оразмерете схемата от Фиг. 6.2 за получаване на работна точка с координати $I_C = 2 \text{ mA}$ и $U_C = 6 \text{ V}$, ако $\beta = 150$.
5. Дефинирайте основните динамични параметри на усилвателно съпало.
6. Определете динамичните параметри на оразмерената в т. 4 схема, като първоначално изчислите r_{be} и се приеме, че $m = 1,5$.
7. Кои от схемите на свързване инвертират входният сигнал и кои не го инвертират?
8. Подредете трите схеми на свързване на биполярния транзистор по стойностите на коефициента на усилване на напрежение A_U .
9. Подредете трите схеми на свързване на биполярния транзистор по стойностите на коефициента на усилване на ток A_I .
10. Кога може да настъпи ограничаване във формата на изходния сигнал? Пояснете, като посочите съответните положения на работната точка върху товарната права в полето на изходните характеристики.

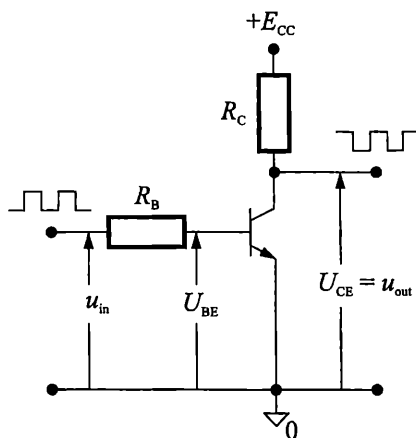
11. Изчислете постояннотоковия режим за схемата от Фиг. 6.1, ако $\beta = 120$.

12. Намерете коефициента на усилване по напрежение A_U за схемата от т. 11 и определете при каква минимална амплитуда на входния сигнал ще настъпи ограничаване във формата на изходния сигнал.

РАБОТА НА БИПОЛЯРНИЯ ТРАНЗИСТОР КАТО КЛЮЧ

7.1. Основна ключова схема

Принципната схема на най-често използвания електронен ключ с биполярен транзистор е показана на Фиг. 7.1. Транзисторът е свързан в схема с ОЕ. Управляема е колекторната верига, включваща захранващ източник E_{CC} и товарен резистор R_C . Управляваща е базовата верига чрез включен импулсен източник на входен сигнал u_{in} и базов резистор R_B .



Фиг. 7.1. Основна схема на транзисторен ключ в схема с ОЕ

7.2. Състояния на ключа

Отворен ключ

Транзисторът е запушен, като работи в областта на отсечка (раб. т. А – Фиг. 7.2). Условие за това е $I_B = 0$ (запушен емитерен преход), при което

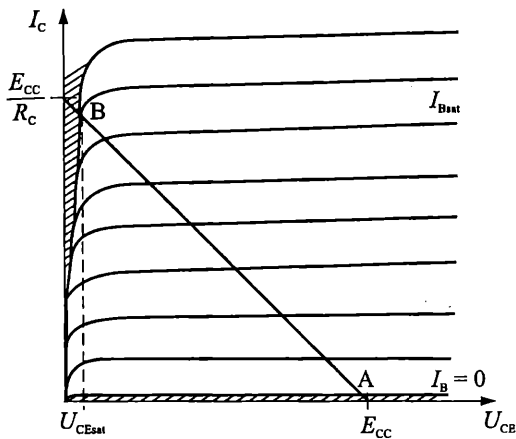
$$I_C = I_{CE0} \approx 0; \quad I_E \approx I_C = I_{CE0} \approx 0; \quad I_B = 0; \quad u_{out} \approx E_{CC},$$

където I_{CE0} е обратен ток на запушения колекторен преход.

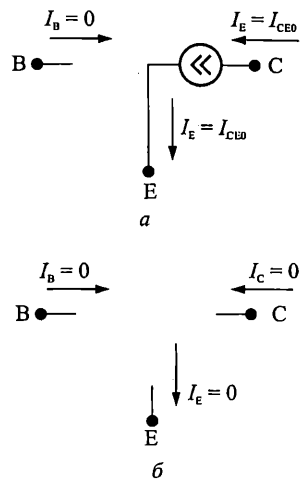
Когато ключът се управлява с еднополярни импулси, емитерният преход се запушва чрез подаване на $u_{in} < 0 \text{ V}$.

В някои приложения, за по-сигурно запушване на транзистора, управлението се извършва при $u_{in} < 0 \text{ V}$. Недостатък в този случай е необходимостта от двуполярни управляващи импулси.

Еквивалентната схема на запушения транзистор е показана на Фиг. 7.3.



Фиг. 7.2. Координати на работната точка при работа като електронен ключ



Фиг. 7.3. Пълна (а) и опростена (б) еквивалентна схема на запушен транзистор

Затворен ключ

Транзисторът работи в режим на насищане (работната точка е В, Фиг. 7.2).

Основните зависимости между токовете и напреженията в ключа при затворено състояние са:

$$I_{C\text{sat}} = \frac{E_{CC} - U_{CE\text{sat}}}{R_C} \approx \frac{E_{CC}}{R_C},$$

където $I_{C\text{sat}}$ е колекторен ток на насищане; $U_{CE\text{sat}}$ – напрежението С-Е на наситения транзистор.

$$I_B = \frac{u_{\text{in max}} - U_{BE\text{sat}}}{R_B} \approx \frac{u_{\text{in max}}}{R_B},$$

където $U_{BE\text{sat}}$ е напрежението В-Е в режим на насищане и

$$u_{\text{out}} = U_{CE\text{sat}} \approx 0.$$

Условието за насищане е

$$I_B \geq I_{B\text{sat}} = \frac{I_{C\text{sat}}}{\beta_{\text{min}}},$$

където β_{min} е минималната стойност на коефициента на усилване по ток; $I_{B\text{sat}}$ – стойността на базовия ток, при който транзисторът работи на границата между активния режим и режима на насищане.

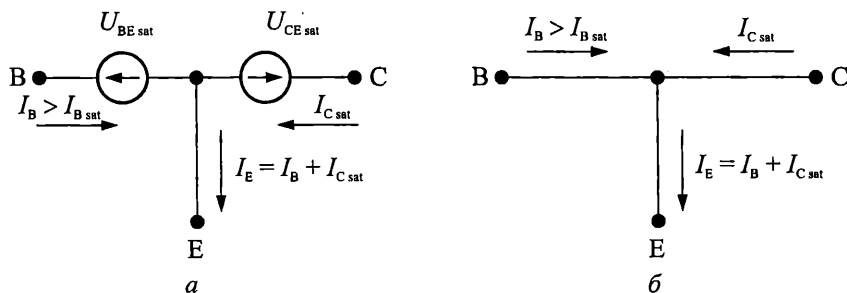
От посочените зависимости се вижда, че в режим на насищане токовете се определят от елементите във външните вериги на транзистора. Равенството $I_C = \beta I_B$ в този режим на работа не е валидно, т.е. $I_{C\text{sat}} < \beta I_B$.

За сигурното насищане на транзистора обикновено се избира $I_B > I_{B\text{sat}}$.

Отношението между I_B и I_{Bsat} се нарича *степен на насищане* N , като обикновено

$$N = \frac{I_B}{I_{Bsat}} = (2 \div 5).$$

Пълната и опростената еквивалентни схеми в режим на насищане на транзистора са показани на Фиг. 7.4.



Фиг. 7.4. Пълна (а) и опростена (б) еквивалентна схема на наситен транзистор

Параметрите на еквивалентните схеми отличават транзисторния ключ от идеалния.

- в отворено състояние – I_{CE0} ;
- в затворено състояние – $U_{BEsat} (\approx 0,8 \text{ V})$; $U_{CEsat} \approx (0,1 \div 0,4) \text{ V}$.

Статичните параметри зависят от температурата и от стойността на токовете, протичащи в ключа.

7.3. Преходни процеси в електронен ключ с ОЕ.

Импулсни параметри

Преходен процес е този, при който ключът преминава от едно състояние в друго. Той се характеризира с *импулсни параметри*. Анализът на импулсните параметри се основава на разглеждането на измененията на токовете и напреженията под въздействие на правоъгълен входен сигнал (Фиг. 7.5).

Дефинират се следните динамични параметри:

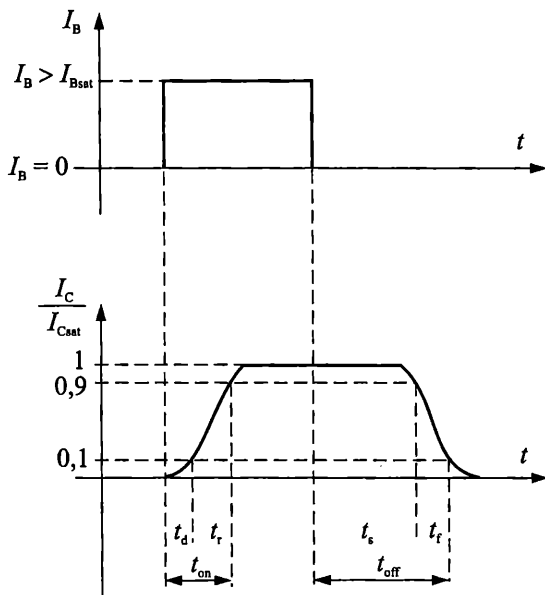
- *време на закъснение при включване* (t_d) – времето, необходимо на колекторния ток I_C да достигне 10% от колекторния ток на насищане I_{Csat} ;
- *време на нарастване* (t_r) – времето, за което колекторният ток I_C нараства от 10% до 90% от колекторния ток на насищане I_{Csat} ;
- *време на задържане на спадането* (t_s) – времето, необходимо на колекторния ток I_C да спадне до 90 % от колекторния ток на насищане I_{Csat} ;

- време на спадане (t_f) – времето, за което колекторният ток I_C спада от 90% до 10% от колекторния ток на насищане $I_{C\text{sat}}$;

- общото време на включване (t_{on}) е $t_{\text{on}} = t_d + t_r$;

- общото време на изключване (t_{off}) е $t_{\text{off}} = t_s + t_f$.

Обикновено $t_{\text{off}} > t_{\text{on}}$ и общата продължителност на преходните процеси се определя от t_{off} . Типичните стойности за съвременен бързопревключващ транзистор са: $t_{\text{on}} = (5 \div 10) \text{ ns}$ и $t_{\text{off}} = (10 \div 20) \text{ ns}$.



Фиг. 7.5. Импулсни параметри на транзисторен ключ

Бързодействието на електронния ключ се определя от:

- честотните характеристики на използвания транзистор – транзисторите с по-високи гранични честоти имат по-малки времена на превключване;
- елементите, включени във външните вериги – вътрешното съпротивление на генератора, стойността на товара и товарния капацитет.

Времената на включване и изключване ограничават максималната честота на входното импулсно напрежение. В сила е зависимостта

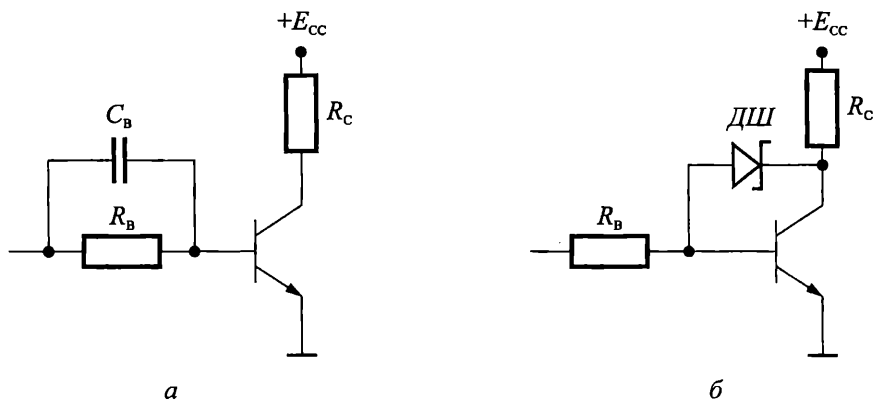
$$f_{\text{max}} = \frac{1}{T_{\text{min}}} \leq \frac{1}{2(t_{\text{on}} + t_{\text{off}})} .$$

Възможности за подобряване на бързодействието на електронния ключ

За намаляване продължителността на преходните процеси е необходимо да се избират:

- транзистори с по-високи транзитни честоти;
- по-висока степен на насищане при преминаване на транзистора от запушено в наситено състояние с цел намаляване на t_{on} ;
- по-ниска степен на насищане, непосредствено преди преминаването на транзистора от наситено в запушено състояние, и по-големи амплитуди на запушващия импулс (при управление с двуполярни импулси), с което се намалява t_{off} .

Осигуряването на последните две противоречиви изисквания се осъществява чрез включване на ускоряващ кондензатор (C_B) в базовата верига на транзистора (Фиг. 7.6а).



Фиг. 7.6. Подобряване на бързодействието
 а – чрез ускоряващ кондензатор C_B ;
 б – чрез включване на диод на Шотки

Друга възможност, широко използвана в интегралната схемотехника, е включването на диод на Шотки (ДШ), паралелно на колекторния преход (Фиг. 7.6б). Типична стойност на напрежението върху един включен диод на Шотки е $U_F \approx 0,4 \text{ V}$, която е по-малка от отпушващото напрежение на един силициев PN преход. При това колекторният преход остава на границата на отпушването и липсват характерните за насищането процеси на натрупване и разсейване на неосновни токоносители. По този начин се осигурява значително намаляване на t_{off} и се повишава бързодействието. Недостатък на схемата е по-високото изходно напрежение при затворен ключ, поради липсата на насищане на транзистора.

Лабораторно упражнение № 7

Тема "Изследване на работата на биполярен транзистор като електронен ключ"

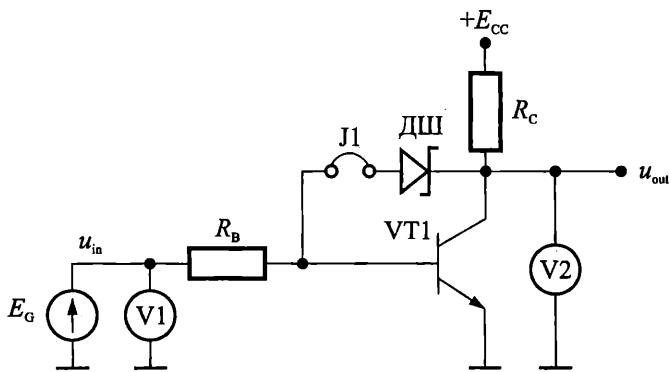
Целите на това упражнение са следните.

1. Да се свърже биполярен транзистор като електронен ключ.
2. Практически да се определят основните зависимости между токовете и напреженията в схемата и да се направи нейното оразмеряване.
3. Експериментално да се изследва работата на биполярен транзистор като електронен ключ в статично и динамично състояние.

Задание

1. Изследване на електронен ключ в статично състояние

1.1. Да се разучи схемата на опитната постановка от Фиг. 7.7. При зададени стойности на E_{CC} , R_C и β да се изчисли стойността на R_B , при която се реализира определена степен на насищане.



Фиг. 7.7. Опитна постановка при работа в статично състояние

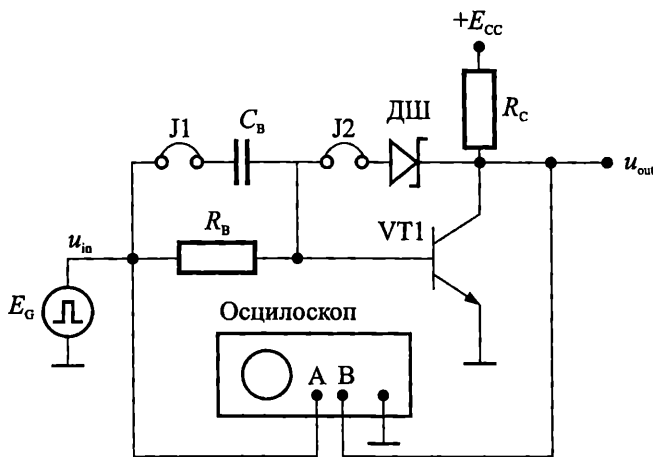
В полето на изходните статични характеристики на транзистора да се начертае товарната права и посочи работната точка при $u_{in} = 0 \text{ V}$ и при $u_{in} = 5 \text{ V}$. Начертайте еквивалентните схеми на ключа в двете състояния.

1.2. Да се снимат и построят в обща координатна система предавателните характеристики $u_{out} = f(u_{in})$ на транзисторен ключ без и с диод на Шотки. Сравнете получените резултати и коментирайте разликите.

2. Изследване на електронен ключ в динамично състояние

2.1. Да се разучи схемата на опитната постановка от Фиг. 7.8. Да се променя плавно амплитудата на входните импулси от $u_{in} = 0\text{ V}$ до $u_{in\text{ max}}$ и се снимат осцилограмите:

- при малко u_{in} (липса на насищане);
- при $u_{in} = R_B I_{B\text{sat}} + U_{BE\text{sat}}$ (на границата на насищане);
- при $u_{in\text{ max}}$ (дълбоко насищане).



Фиг. 7.8. Опитна постановка при работа в динамично състояние

2.2. Да се промени честотата на входните импулси в режим на насищане и се пречертаят осцилограмите на изходното напрежение.

2.3. Да се изследват преходните процеси в режим на насищане, като се пречертаят осцилограмите и измерят t_{on} и t_{off} за три различни стойности на R_B .

2.4. Да се снимат осцилограмите и измерят параметрите на изходните импулси при:

- включване на ускоряващ кондензатор C_B в базовата верига на транзистора;
- включване на диод на Шотки (ДШ).

2.5. Да се сравнят и коментират получените резултати.

Указания за работа

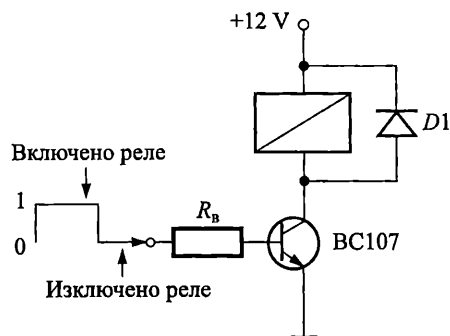
1. *Статичното състояние* на работа се изследва, като се работи по схемата от Фиг. 7.7. В колекторната верига на транзистора е включено съпротивлението R_C , в базовата – съпротивлението R_B , а също така са известни каталожните параметри на използвания транзистор.

1.1. Оразмеряването на транзисторния ключ се извършва съгласно последователността, посочена в съответната литература.

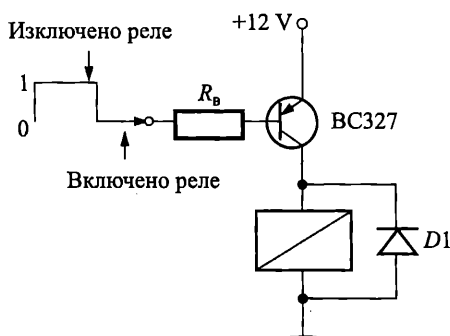
Пример. Управлението на електромагнитно реле чрез сигнал от слабо мощен източник (например изход на логически елемент) се извършва чрез биполярен транзистор, работещ в ключов режим (Фиг. 7.9 или Фиг. 7.10).

За посочената на Фиг. 7.9 схема е използван транзистор BC107, съпротивление на намотката на релето $R_T = 310 \Omega / 12 \text{ V}$, предпазващ диод $D1$ и напрежения $E_{CC} = 12 \text{ V}$ и $u_{in} = 0 \text{ V} / 12 \text{ V}$.

Да се определи стойността на R_B , която гарантира надеждна работа на електронния ключ.



Фиг. 7.9. Управление при реле, включено към +12 V



Фиг. 7.10. Управление при реле, включено към маса

Решение. От каталог се отчитат основните каталожни параметри на използвания транзистор BC107 (Фиг. 7.11): β_{\min} , U_{CEsat} , U_{BEsat} .

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I_{CBO}	collector cut-off current	$I_E = 0, V_{CB} = 20 \text{ V}$ $I_E = 0, V_{CB} = 20 \text{ V}, T_1 = 150 \text{ C}$	-	-	15	nA
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 2 \text{ mA}, V_{CE} = 5 \text{ V}$				
	BC107A, BC108A		110	180	220	
	BC107B, BC108B; BC109B		200	290	450	
	BC108C, BC109C		420	520	800	
V_{CEsat}	collector-emitter saturation voltage	$I_C = 10 \text{ mA}, I_B = 0.5 \text{ mA}$ $I_C = 100 \text{ mA}, I_B = 5 \text{ mA}$	-	90	250	mV
			-	200	600	mV
V_{BEsat}	base-emitter saturation voltage	$I_C = 10 \text{ mA}, I_B = 0.5 \text{ mA}; \text{ note 1}$ $I_C = 100 \text{ mA}, I_B = 5 \text{ mA}; \text{ note 1}$	-	700	-	mV
			-	900	-	mV

Фиг. 7.11. Каталожни статични параметри на транзистор BC107

$$I_{Csat} = \frac{E_{CC} - U_{CEsat}}{R_T} = \frac{(12 - 0,2)}{310} = 0,038 \text{ A} = 38 \text{ mA};$$

$$I_{Bsat} = \frac{I_{Csat}}{\beta} = \frac{0,038}{110} = 0,35 \text{ mA};$$

Избира се коефициент на насищане $N = (2 + 5) = 2$, при което за базовия ток се получава $I_B = N \cdot I_{Bsat} = 2.0,35 \cdot 10^{-3} = 0,7 \text{ mA}$.

$$R_B = \frac{u_{in \max} - U_{BEsat}}{I_B} = \frac{(12 - 0,7)}{0,7 \cdot 10^{-3}} = 16142 \Omega = 16,142 \text{ k}\Omega.$$

Избира се стандартна стойност $R_B = 16 \text{ k}\Omega$.

Оразмеряването на схемата от Фиг. 7.10, при която единият край на релето е свързан към маса, се извършва в същата последователност.

Забележка. По аналогичен начин се извършва оразмеряването, ако се замени релето със светодиода. В този случай последователно на светодиода се включва токоограничаващ резистор R_{LED} , чиято стойност се определя от израза

$$R_{LED} = \frac{E_{CC} - U_{CEsat} - U_F}{I_F},$$

където: U_F – напрежение върху светодиода; I_F – ток през светодиода.

Диодът $D1$ от схемата на Фиг. 7.9 не е необходим.

1.2. За снемането на предавателната характеристика във входната и изходната верига се включват волтметри $V1$ и $V2$. Зависимостта $u_{out} = f(u_{in})$ се снима по метода “точка по точка” за схема без и с диод на Шотки (ДШ). Последният се включва посредством ключ $J1$ (Фиг. 7.7). Резултатите от измерванията се представят в Табл. 7.1.

Таблица 7.1

	u_{in2}, V	u_{in1}	u_{in2}	u_{in3}	u_{in4}		$u_{in \max}$
Без ДШ	u_{out}, V						
С ДШ	u_{out}, V						

Експериментално снетите предавателни характеристики се построяват в обща координатна система, след което се прави сравнение между тях.

2. *Динамичният режим* се осъществява като се замени постоянно-токният източник във входната верига с източник на правоъгълни импулси с регулируема амплитуда и честота (Фиг. 7.8). За снемане на осцилограмите на входното и изходното напрежение се използва двулъчев осцилоскоп.

2.1. Снемат се осцилограмите на изходното напрежение за:

- малка стойност на u_{in} (без насищане);
- на границата на насищане;
- при $u_{in \max}$ (дълбоко насищане).

Наблюдаваните времедиаграми се построяват в обща координатна система, като техният вид се коментира в изводите на протокола.

2.2. За три честоти (1:10:100, при спазване на условието за f_{\max}) в режим на насищане се снемат осцилограмите на изходното напрежение.

Наблюдаваните осцилограми се построяват в обща координатна система, като техният вид се коментира в изводите на протокола.

2.3. Изследването на преходните процеси се извършва за $R_{B1} > R_{B2} > R_{B3}$, като се работи в режим на насищане. Пречертават се осцилограмите на изходното напрежение, като се означават измерените времена t_{on} и t_{off} . Видът на осцилограмите и получените стойности за t_{on} и t_{off} се анализират в изводите на протокола.

2.4. Реализацията на схемите с ускоряващ кондензатор (C_B) и диод на Шотки (ДШ) се осъществяват чрез превключването на J_1 и J_2 (Фиг. 7.8). За $R_B = \text{const}$ и $R_C = \text{const}$ се снемат осцилограмите при следните случаи: без ускоряващ кондензатор C_B и диод на Шотки (ДШ); с ускоряващ кондензатор C_B ; с диод на Шотки (ДШ).

Трите осцилограми се построяват в обща координатна система, като в изводите на протокола се тълкува влиянието на допълнителните елементи.

Контролни въпроси и задачи

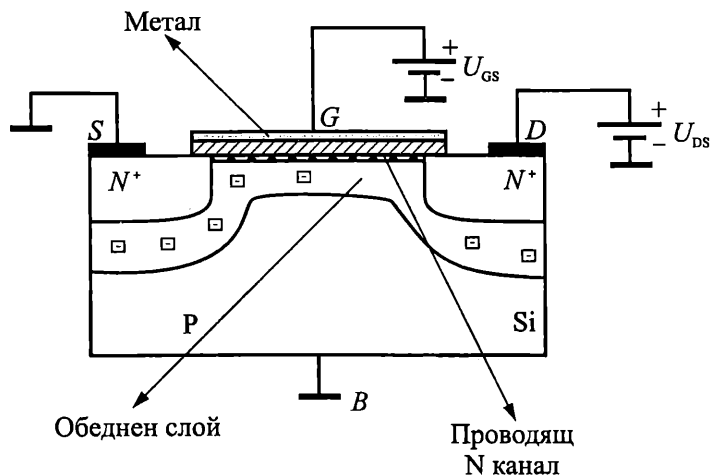
1. Как се осъществява ключовият режим на работа на биполярен транзистор и с какво се характеризира той?
2. В кой режим на работа на биполярен транзистор (усилвателен или ключов) разсейваната мощност е по-голяма и защо?
3. Дефинирайте понятията t_{on} и t_{off} .
4. Как ще се променят импулсните параметри на транзисторния ключ при увеличаване на захранващото напрежение?
5. Какви са начините за повишаване на бързодействието на транзисторния ключ?
6. В импулсната техника транзисторният ключ се използва и като инвертор на импулси. Пояснете защо.

УПРАЖНЕНИЕ 8

MOS ТРАНЗИСТОРИ

8.1. Статични характеристики на MOS транзисторите

MOS транзисторите са активни полупроводникови елементи. Структурата им се състои от три основни слоя – *метал (Metal)*, *окис (Oxide)* и *полупроводник (Semiconductor)*, откъдето произхожда и наименованието им (Фиг. 8.1). Действието им се основава на управлението на електрическото съпротивление на полупроводников слой, наречен *канал*, от напречно електрическо поле.



Фиг. 8.1. Структура на MOS транзистор с N индуциран канал

Обикновено MOS транзисторите имат четири електрода – *сорс (S)*, *дрейн (D)*, *гейт (G)* и *подложка (B)*, като сорсът и подложката се свързват нахъсо. Според типа проводимост на канала MOS транзисторите биват с N и P канал, а според начина на неговото образуване – с вграден и индуциран. Ще бъде разгледан накратко принципът на действие на MOS транзистора от Фиг. 8.1.

При прилагане на напрежение U_{DS} между дрейна (D) и сорса (S) няма да протече ток, ако напрежението $U_{GS} = 0$, защото PN преходите между дрейна (D) и подложката (B) и сорса (S) и подложката (B) са поляризирани в обратна посока.

За да започне протичане на дрейнов ток I_D е необходимо да се приложи върху гейта (G) положително напрежение спрямо подложката U_{GS} . То води до отблъскване на дупките от повърхността (под G) към обема на подложката. По този начин се получава обеднен на токоносителен слой.

В същото време напрежението U_{GS} привлича електрони, генерирани в обеднената област, както и електрони от N областите на дрейна D и сорса S .

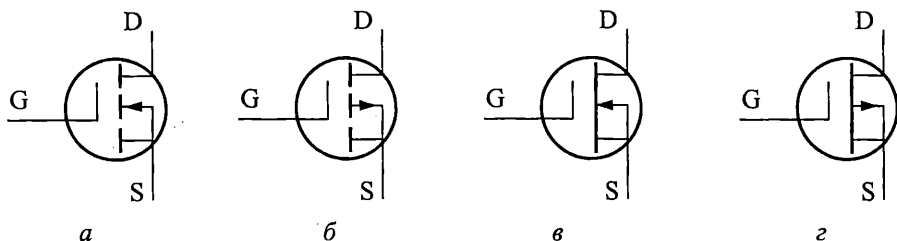
По този начин близо до повърхността концентрацията на електроните нараства, а на дупките намалява. Този процес се засилва с увеличаването на U_{GS} . При определена стойност на U_{GS} концентрацията на електроните на повърхността става по-голяма от концентрацията на дупките. Това води до образуване на тесен проводящ канал, свързващ D и S , и ако е приложено напрежение U_{DS} , започва да протича дрейнов ток. Стойността на U_{GS} , при която започва да протича дрейнов ток, се бележи с U_T , нарича се *прагово напрежение* на MOS транзистора и е един от основните му параметри.

От описания принцип на действие на MOS транзистора следват две характерни особености:

- проводимостта на канала се определя само от един тип токоносители – основните за използвания полупроводник (в случая N тип токоносители);
- за разлика от биполярния транзистор, който се управлява с ток, MOS транзисторът се управлява с напрежение.

Вграденият канал при MOS транзисторите се образува при произвеждането им и съществува дори при нулево напрежение на гейта.

Условните графични означения на различните MOS транзистори са показани на Фиг. 8.2.

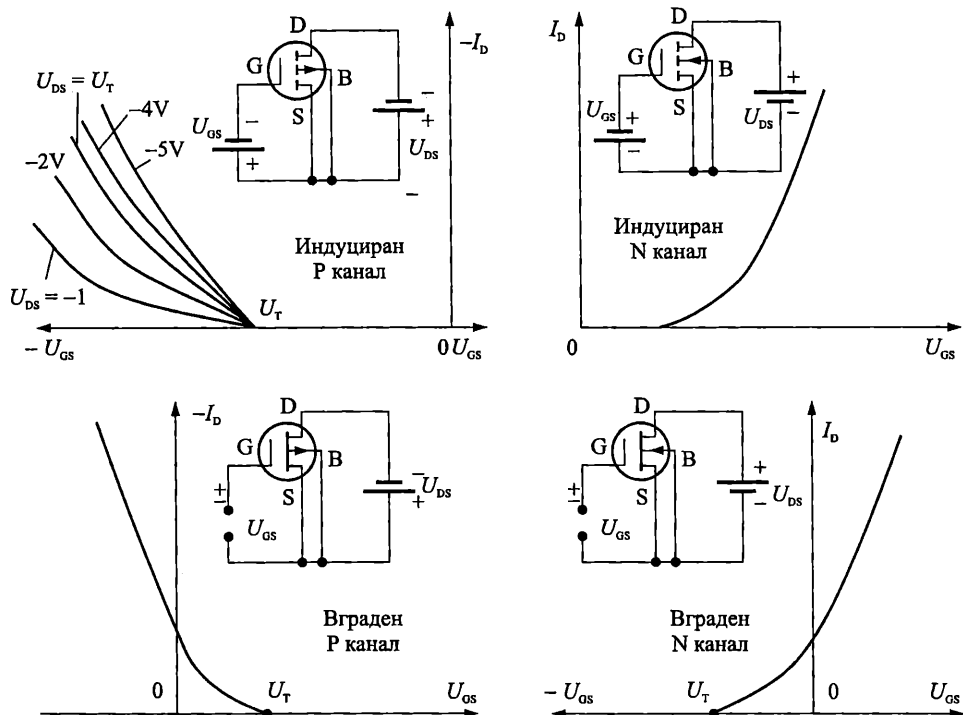


Фиг. 8.2. Графични означения на MOS транзистори
 а – N индуциран канал; б – P индуциран канал;
 в – N вграден канал; г – P вграден канал

Характеристиките на предаване (проходни характеристики) се изразяват със зависимостите $I_D = f(U_{GS})$ при $U_{DS} = \text{const}$. На Фиг. 8.3 са показани предавателните характеристики на MOS транзистори с P и N индуциран и вграден канал, а примерното им таблично представяне – в Табл. 8.1.

Таблица 8.1

U_{GS}, V		0	2	2,5	3	3,5	4	5	6	7	8	9	10
$I_D, \mu A$	$U_{DS} = 1 V$	0	0	8	41	78	99	112	130	140	147	152	156
	$U_{DS} = 2 V$	0	0	9	44	100	161	196	234	253	267	276	283



Фиг. 8.3. Характеристики на предаване на MOS транзистор

Семейството изходни статични характеристики на MOS транзистора са зависимосте $I_D = f(U_{DS})$ при $U_{GS} = \text{const}$. Те са показани на Фиг. 8.4. В тях се различават три области: *линейна област*, *област на насищане* и *област на пробив*. Примерно таблично преставане на зависимостта $I_D = f(U_{DS})$ при $U_{GS} = \text{const}$ е показано в Табл. 8.2.

Таблица 8.2

U_{DS}, V		0	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
I_D, mA	$U_{GS} = 4 \text{ V}$	0	102	111	117	121	125	130	134	138	141	145
	$U_{GS} = 5 \text{ V}$	0	218	304	324	337	348	357	378	386	392	399

В зависимост от това какъв е MOS транзисторът (с вграден или индуциран канал, с N или P канал), се променят по знак стойностите на I_D , U_{DS} , U_{GS} .

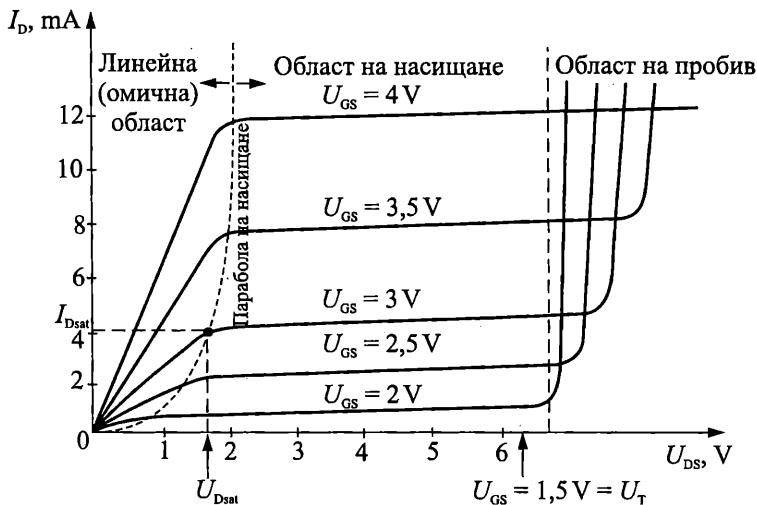
Големината на дрейновия ток се дава със следните приблизителни зависимости:

- за линейната област:
$$I_D = K \left[(U_{GS} - U_T) U_{DS} - \frac{1}{2} U_{DS}^2 \right] \quad \text{при}$$

$$|U_{DS}| < |U_{GS} - U_T|;$$

- за областта на насищане: $I_D = \frac{K}{2}(U_{GS} - U_T)^2$ при

$|U_{DS}| \geq |U_{GS} - U_T|$, където $K = \frac{\mu_{eff} C_0 Z}{L}$ е специфичната стръмност на транзистора в mA/V^2 ; μ_{eff} – ефективната подвижност на основните токоносители в канала; Z – широчината на канала; L – дължината на канала; C_0 – специфичен капацитет на гейта.



Фиг. 8.4. Изходни волтамперни статични характеристики

8.2. Основни параметри

1. *Прагово напрежение U_T .* Определя се от конструктивно-технологичните особености на MOS структурата. Прагът напрежение на MOS транзистора с индуциран канал се дефинира като напрежение, подадено между гейта и сорса U_{GS} , при което в подложката се индуцира канал и във веригата дрейн-сорс протича определен минимален ток I_D . Изхождайки от примерните данни в Табл. 8.1 се вижда, че прагът напрежение на този MOS транзистор е $U_T = 2,5 \text{ V}$. При тази стойност на U_T протича минимален дрейнов ток $I_D = 8 \mu\text{A}$.

2. *Стръмност на предавателната характеристика S .* Дефинира се с израза

$$S = \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \right|_{U_{DS}=\text{const}} \approx \left. \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \right|_{U_{DS}=\text{const}}$$

Стръмността S изразява усилвателните свойства на MOS транзистора. За двете области се определя от следните формули:

- линейна област: $S = K \cdot U_{DS}$;

- област на насищане: $S = K \cdot (U_{GS} - U_T)$.

Като се използва примерната предавателна характеристика от Табл. 8.1, може да се изчисли S . За стойности на тока I_D се вземат тези, които са при напрежение $U_{GS} = 9 \text{ V}$ и 10 V .

$$S = \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \right|_{U_{DS}=\text{const}} \approx \left. \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \right|_{U_{DS}=\text{const}} = \frac{156 \cdot 10^{-6} - 152 \cdot 10^{-6}}{10 - 9} \Big|_{U_{DS}=1 \text{ V}} = 4 \cdot 10^{-6} \frac{\text{A}}{\text{V}}.$$

3. *Динамично изходно съпротивление r_{DS}* . Определя се от изходните характеристики в областта на насищане

$$r_{DS} = \left. \frac{\partial U_{DS}}{\partial I_D} \right|_{U_{GS}=\text{const}} \approx \left. \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D} \right|_{U_{GS}=\text{const}}.$$

За изходната характеристика от Табл. 8.2 и стойности на тока I_D при напрежение $U_{DS} = 18 \text{ V}$ и 20 V се получава

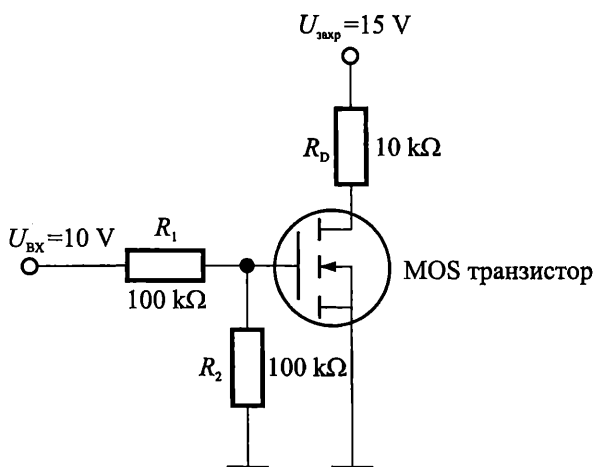
$$r_{DS} = \left. \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D} \right|_{U_{GS}=\text{const}} = \frac{20 - 18}{145 \cdot 10^{-6} - 141 \cdot 10^{-6}} \Big|_{U_{GS}=4 \text{ V}} = \frac{2}{4 \cdot 10^{-6}} = 500 \cdot 10^3 = 500 \text{ k}\Omega.$$

4. *Входно съпротивление r_{ex}* . Стойността му е много голяма ($10^9 + 10^{16}$) Ω .

5. *Входен ток I_{ex}* . Този ток е с много ниски стойности ($10^{-13} + 10^{-8}$) A .

Задача

Какъв ток I_D ще протече в дрейновата верига на MOS транзистора от Фиг. 8.5, ако стойността на праговото напрежение е $U_T = 3 \text{ V}$ и специфичната стърмност е $K = 0,5 \text{ mA/V}^2$.



Фиг. 8.5.

Решение

Приема се, че MOS транзисторът с N индуциран канал работи в областта на насищане. Тогава $I_D = \frac{K}{2}(U_{GS} - U_T)^2$ при $|U_{DS}| \geq |U_{GS} - U_T|$.

За да се определи токът I_D трябва да се намери напрежението U_{GS} (U_T и K са дадени). Определя се U_{GS} от входната верига. Резисторите R_1 и R_2 играят ролята на делител на напрежение

$$U_{GS} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{BX} = \frac{100 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^3 + 100 \cdot 10^3} \cdot 10 = 5 \text{ V}.$$

След като се замести в уравнението на тока I_D , се получава

$$I_D = \frac{K}{2}(U_{GS} - U_T)^2 = \frac{0,5}{2}(5 - 3)^2 = 1 \text{ mA} \quad \text{при} \quad K \left[\frac{\text{mA}}{\text{V}^2} \right], U_{GS} \text{ и } U_T [\text{V}].$$

За напрежението U_{DS} се получава

$$U_{DS} = U_{\text{зап}} - I_D R_D = 15 - 1 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^3 = 15 - 10 = 5 \text{ V}.$$

За да се приеме, че резултатът е верен, се проверява условието за работа на транзистора в областта на насищане

$$|U_{DS}| \geq |U_{GS} - U_T| \rightarrow |5 \text{ V}| \geq |5 \text{ V} - 3 \text{ V}| \rightarrow |5 \text{ V}| > |2 \text{ V}|.$$

Условието за работа на MOS транзистора е изпълнено, с което се потвърждава резултатът за изходния ток $I_D = 1 \text{ mA}$.

Тема "Изследване на MOS транзистор"

Целите на това упражнение са следните.

1. Експериментално да се снимат семействата на изходни и предавателни статични характеристики на MOS транзистор.
2. Практически да се определят някои основни параметри на MOS транзисторите: r_{DS} – динамично изходно съпротивление, U_T – прагово напрежение, S – стръмност.
3. Да се анализира работата на схеми с MOS транзистори.

Задание

I. Практически измервания

1. Да се снемат семейство изходни статични характеристики $I_D = f(U_{DS})$ при $U_{GS} = \text{const}$.
2. Да се снемат семейство предавателни характеристики $I_D = f(U_{GS})$ при $U_{DS} = \text{const}$.

II. Графична част

Да се построят графично снетите статични и предавателни характеристики.

III. Изчислителна част

1. От изходните статични характеристики да се определи динамичното изходно съпротивление r_{DS} при работа на транзистора в линейната област и областта на насищане за две различни напрежения U_{GS} (например 6 V и 7 V). Динамичното изходно съпротивление се определя от зависимостта $r_{DS} = dU_{DS}/dI_D \approx \Delta U_{DS}/\Delta I_D$, при $U_{GS} = \text{const}$.

2. От предавателните характеристики да се определят праговото напрежение и стръмността на MOS транзистора. Стръмността се определя от зависимостта $S = dI_D/dU_{GS} \approx \Delta I_D/\Delta U_{GS}$, при $U_{DS} = \text{const}$.

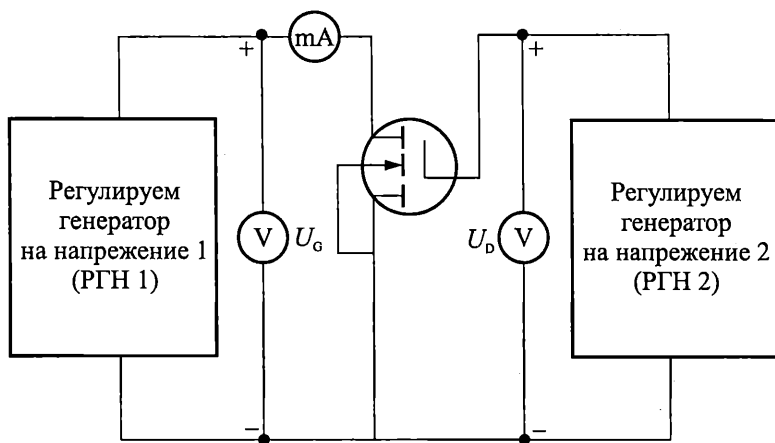
Указания за работа

За да се направят необходимите измервания се използва опитната постановка от Фиг. 8.6.

Изходните характеристиките се снимат при различни стойности на напрежението гейт-сорс $U_{GS} = (U_{GS1} \div U_{GSn})$, което се подава от регулируем генератор на напрежение 1 (РГН 1). Стойностите му се отчитат от измервателната система, означена с U_G .

От регулируем генератор на напрежение 2 (РГН 2) се задават различни стойности за напрежението $U_{DS} = (U_{DS1} \div U_{DSn})V$ – Табл. 8.3, които се отчитат от съответната измервателна система, означена с U_D . За всяка стойност на U_{DS} , с цифров мултиметр на обхват 2000 μA , се измерва дрейно-

вият ток I_D . Ако при увеличаване на дрейновото напрежение, токът I_D превиши посочената стойност, се преминава на следващия по-голям обхват (20 mA). Получените резултати се представят в Табл. 8.3.



Фиг. 8.6.

Таблица 8.3

U_{DS}		$U_{DS1} =$	$U_{DS2} =$	$U_{DS3} =$	$U_{DSn} =$
I_D , mA	$U_{GS1} =$										
	$U_{GS2} =$										
	.										
	.										
	.										
	$U_{GSn} =$										

Предавателните характеристиките се снимат при различни стойности на напрежението дрейн-сорс $U_{DS} = (U_{DS1} \div U_{DSn})V$. То се задава посредством регулируем генератор на напрежение 1 (РГН 1), а стойността му се отчита от измервателната система, означена с U_D . След като се установи напрежението U_{DS} , се задават различни стойности на напрежението $U_{GS} = (U_{GS1} \div U_{GSn})$ – Табл. 8.4 и за всяка от тях се измерва стойността на дрейновия ток I_D . Напрежението U_{GS} се задава чрез регулируем генератор на напрежение 2 (РГН 2), а стойността му се отчита от измервателната система, означена с U_G . Стойността на дрейновия ток се измерва с цифров мултиметр, работещ на обхват 2000 μA . Ако в процеса на увеличаване на напрежението на гейта I_D превиши посочената стойност, се преминава на следващия по-голям обхват (20 mA). Получените резултати се представят в Табл. 8.4.

U_{GS}, V		$U_{GS1} =$	$U_{GS2} =$	$U_{GS3} =$	$U_{GSn} =$
I_D, mA	$U_{DS1} =$												
	$U_{DS2} =$												
	.												
	.												
	.												
	$U_{DSn} =$												

Контролни въпроси и задачи

1. Начертайте семейството предавателни характеристики на MOS транзистор с P вграден канал. Дефинирайте понятието стръмност и я определете от характеристиките.

2. Начертайте семейството изходни характеристики на MOS транзистор с N индуциран канал. Посочете примерни стойности за управляващото напрежение. Дефинирайте понятието изходно съпротивление и посочете как се определя от характеристиките.

3. В какви режими може да работи MOS транзистор с N индуциран канал?

- инверсен активен режим;
- режим на обогатяване;
- режим на обедняване;
- режим на обогатяване и режим на обедняване;
- няма верен отговор.

Забележка. За въпроси №№ 3, 7, 9, 10 и 11 отбележете верния според Вас отговор и го обосновайте.

4. Начертайте семейството предавателни характеристики на MOS транзистор с N индуциран канал и дефинирайте понятието стръмност.

5. Начертайте семейството изходни статични характеристики на MOS транзистор с P вграден канал и означете линейната област и областта на насищане.

6. Дефинирайте условието за работа на MOS транзистор в линейната област.

7. Какъв поляритет има праговото напрежение на MOS транзистор с N индуциран канал?

- положителен;
- отрицателен;
- нула.

8. Дефинирайте понятието прагово напрежение за MOS транзистор с вграден канал.

9. Динамичното изходно съпротивление r_{DS} на MOS транзистора е по-голямо при работа:
- а) в линейната област;
 - б) в областта на насищане;
 - в) при двата режима има една и съща стойност.
10. MOS транзисторът:
- а) се управлява по напрежение;
 - б) се управлява по ток;
 - в) има високо входно съпротивление;
 - г) работи само с основни токоносители;
 - д) работи с основни и неосновни токоносители.
11. От какъв порядък е входният гейтов ток на MOS транзистор?
- а) десетки милиампери;
 - б) стотици микроампери;
 - в) единици микроампери;
 - г) наноампери и по-малък.
12. Начертайте структурата на MOS транзистор с N вграден канал и посочете полярността на приложените напрежения, необходима за правилната му работа.

ПРАКТИЧЕСКИ ПРИЛОЖНИ СХЕМИ С ТРАНЗИСТОРИ

9.1. Приложение на транзисторите

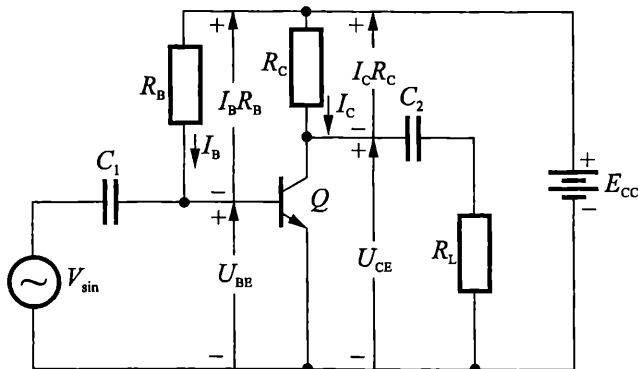
Биполярните транзистори са най-широко разпространените дискретни електронни елементи. Те се използват за усилване, за генериране и за преобразуване на електрически сигнали в широка честотна област и голяма гама от електрически мощности.

MOS транзисторите са активни електронни елементи и подобно на биполярните се използват за усилване на електрически сигнали. В много отношения обаче те се различават съществено от биполярните транзистори, което обуславя редица техни специфични приложения.

9.2. Схема на захранване на биполярен транзистор (ОЕ) с фиксиран ток

При схемата на захранване с фиксиран ток (Фиг. 9.1) се използва общ захранващ източник E_{CC} , с който се захранват базата и колекторът на транзистора през съответните съпротивления R_B и R_C . Ако се разгледа токовият контур: захранващ източник E_{CC} , базово съпротивление R_B и прехода база-емитер на транзистора, в съответствие с втория закон на Кирхоф може да се напише:

$$I_B R_B + U_{BE} = E_{CC} \quad \text{или} \quad I_B = \frac{E_{CC} - U_{BE}}{R_B}.$$



Фиг. 9.1. Схема на захранване на биполярен транзистор (с ОЕ) с фиксиран ток

По аналогичен начин за колекторната верига може да се напише

$$U_{CE} + I_C R_C = E_{CC}.$$

На практика $E_{CC} = (5 \div 20) \text{ V}$, а $U_{BE} = (0,6 \div 0,7) \text{ V}$, т.е. $E_{CC} \gg U_{BE}$. Това

означава, че токът в базата се фиксира чрез резистора R_B , защото $I_B \approx \frac{E_{CC}}{R_B}$ и

зависи от стойността на захранващото напрежение E_{CC} . Известно е, че колекторният ток $I_C = \beta I_B$. Следователно, с фиксирането на базовия ток се определя еднозначно и колекторният ток на транзистора.

Пример. Приема се, че за транзистор с коефициент на усилване $\beta_1 = 100$ и напрежение $U_{BE} = 0,65$ V, схемата на захранване има параметри: $E_{CC} = 15$ V; $R_B = 2$ M Ω ; $R_C = 5$ k Ω . Да се определят колекторният ток I_C и колекторното напрежение U_{CE} .

$$I_B = \frac{15 - 0,65}{2 \cdot 10^6} \approx 7,18 \cdot 10^{-6} \approx 7,18 \mu\text{A};$$

$$I_C = \beta_1 I_B = 100 \cdot 7,18 \cdot 10^{-6} = 718 \cdot 10^{-6} = 0,718 \text{ mA};$$

$$U_{CE} = E_{CC} - I_C R_C = 15 - 0,718 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^3 = 11,41 \text{ V}.$$

Ако се замени транзисторът с друг, за който коефициентът на усилване е $\beta_2 = 200$ и е с фиксиран базов ток I_B , колекторният ток I_C и колекторното напрежение U_{CE} са:

$$I_C = \beta_2 I_B = 200 \cdot 7,18 \cdot 10^{-6} = 1,436 \text{ mA};$$

$$U_{CE} = E_{CC} - I_C R_C = 15 - 1,436 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^3 = 7,82 \text{ V}.$$

Примерът показва, че най-същественият недостатък на схемата на захранване с фиксиран ток е нестабилността на работната точка, която силно зависи от коефициента на усилване по ток β на транзистора.

9.3. Схема на захранване на биполярен транзистор (ОЕ) с фиксирано напрежение

При схемата на захранване с фиксирано напрежение (Фиг. 9.2) базата се захранва от делител на напрежение, а в емитерната верига е включен резистор R_E . Съотношението между емитерния и колекторния ток е

$$I_C = \frac{\beta}{1 + \beta} I_E \approx I_E. \text{ Обикновено токът през делителя в базата се избира така, че}$$

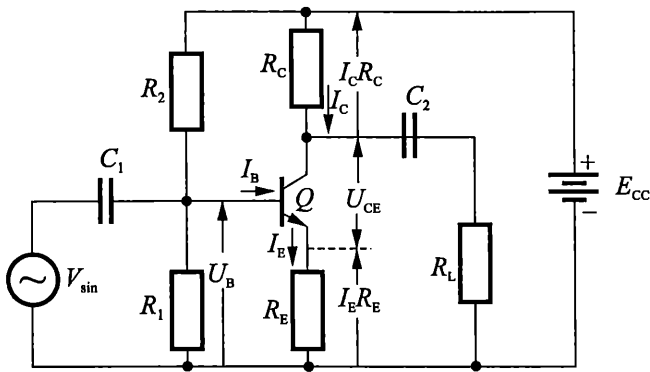
$I_{R1} \gg I_B$ или $I_{R1} = (5 \div 20) I_B$. Тогава за напрежението на базата спрямо нулата се получава

$$U_B = \frac{E_{CC}}{R_1 + R_2} R_1.$$

Напрежението U_B от своя страна се разпределя като пад върху прехода база-емитер и като пад върху емитерния резистор R_E .

$$U_B = U_{BE} + I_E \cdot R_E \approx 0,7 + I_E \cdot R_E \quad \text{или} \quad I_E = \frac{U_B - 0,7}{R_E} \approx I_C.$$

Пример. Да се определи постояннотоковият режим на транзистора за две стойности на коефициента на усилване β : $\beta_1 = 100$ и $\beta_2 = 200$, ако $R_1 = 500 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 50 \text{ k}\Omega$, $R_E = 1 \text{ k}\Omega$, $R_C = 5 \text{ k}\Omega$, $E_{CC} = 15 \text{ V}$.



Фиг. 9.2. Схема на захранване на биполярен транзистор (с ОЕ) с фиксирано напрежение

$$U_B = \frac{15}{500 \cdot 10^3 + 50 \cdot 10^3} \cdot 50 \cdot 10^3 = 1,36 \text{ V};$$

$$I_E = \frac{1,36 - 0,7}{1 \cdot 10^3} = 0,66 \text{ mA};$$

За коефициента на усилване $\beta_1 = 100$ се получава:

$$I_C = \frac{\beta_1}{1 + \beta_1} I_E = \frac{100}{101} 0,66 \cdot 10^{-3} = 0,653 \text{ mA};$$

$$U_{CE} = E_{CC} - I_C R_C = 15 - 0,653 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^3 = 11,74 \text{ V}.$$

За коефициента на усилване $\beta_2 = 200$ се изчисляват:

$$I_C = \frac{\beta_2}{1 + \beta_2} I_E = \frac{200}{201} 0,66 \cdot 10^{-3} = 0,657 \text{ mA};$$

$$U_{CE} = E_{CC} - I_C R_C = 15 - 0,657 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^3 = 11,72 \text{ V}.$$

Разгледаният пример показва, че схемата за захранване с фиксирано напрежение осигурява значителна стабилност на работната точка. Това се дължи на отрицателната обратна връзка през резистора R_E . Ако колекторният ток, респективно емитерният, се увеличи поради някаква причина, увеличава се падът на напрежението в резистора R_E , намалява напрежението U_{BE} и съответно намалява емитерният ток. Следователно автоматично се извършва компенсация (в определена степен) на първоначалното изменение.

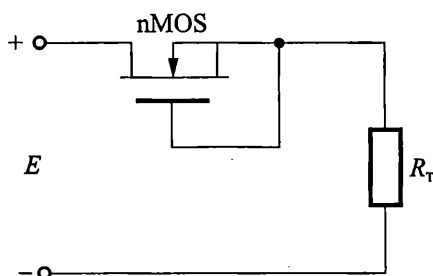
9.4. Генератор на постоянен ток с MOS транзистор

В областта на насищане от изходните характеристики дрейновият ток на MOS транзисторите се описва със зависимостта

$$I_D = \frac{K}{2}(U_{GS} - U_T)^2.$$

Това показва, че токът I_D не зависи от напрежението между дрейна и сорса, а само от стойността на напрежението между гейта и сорса U_{GS} . Ако транзисторът се свърже според посочената на Фиг. 9.3 схема, токът във веригата ще бъде постоянен (и ще се определя само от параметрите на използвания MOS транзистор), при широки граници на промяна на напрежението E .

Основното изискване е транзисторът да работи в областта на насищане, т.е. U_{DS} и U_{GS} да отговарят на изискванията за работа в тази област от изходните характеристики.



Фиг. 9.3. Генератор на постоянен ток с MOS транзистор

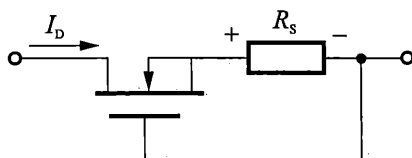
В разглежданата схема nMOS транзисторът с вграден канал изпълнява ролята на двуполусен стабилизатор на ток. Основните предимства на такива стабилизатори, изградени с MOS транзистори, са простота, голямо диференциално съпротивление (почти хоризонтален участък във ВАХ), добра температурна стабилност, възможност за миниатюризация и интегрално изпълнение. Тези двуполусници не се нуждаят от отделен захранващ източник и могат да се произвеждат като елементи с два извода. Основните параметри на тези схеми са:

- диференциално съпротивление $r_{DS} = \frac{\Delta U}{\Delta I}$;
- обхват на изменение на приложеното напрежение U_{\min} и U_{\max} , при който токът остава постоянен.
- обхват на изменение на товарното съпротивление R_T .

Минималната и максималната стойности на приложеното напрежение се определят от изискването за работа на транзистора в областта на насищане и от максималното напрежение между дрейна и гейта $U_{DG\max}$. За да се промени стабилизираният ток е необходимо да се променя напрежението U_{GS}

на транзистора. Това става чрез включване на съпротивлението R_S между гейта и сорса на транзистора (фиг. 9.4). В случая $U_{GS} = -R_S I_D$.

С увеличаване на R_S се намалява стойността на стабилизиращия ток и се увеличава r_{DS} .



Фиг. 9.4. Включване на съпротивление R_S между гейта и сорса на транзистора

Двуполюсните генератори на ток намират широко приложение като генератори на постоянен ток, в схеми на източници на стабилно (еталонно) напрежение, в усилвателите с динамичен товар, в диференциалните усилватели и др.

Двуполюсните стабилизатори на ток се изграждат главно от полеве транзистори с PN преход и MOS транзистори с вграден канал. MOS транзистори с индуциран канал и биполярни транзистори се използват рядко за тази цел. В общия случай те изискват отделен захранващ източник, защото при нулево напрежение на управляващия електрод те са запушени и токът е 0.

9.5. Приложения на MOS транзистора като ключ и регулируемо съпротивление

Тези приложения се основават на две характерни особености на MOS транзисторите.

- При нормална работа на полевите транзистори, практически не протича ток в гейтовата верига. При полевите транзистори с PN преход това се дължи на наличието на обратно поляризиран PN преход, а при MOS транзисторите – на наличието на диелектрик между гейта и канала на транзистора.

- При малки стойности на напрежението между дрейна и сорса, т.е. в началната част на линейната област от изходните характеристики ($U_{DS} \ll U_{D\text{sat}}$), характеристиките са линейни като волтамперните характеристики (ВАХ) на резистор.

Това показва, че в този случай MOS транзисторът може да се използва като управлявано с напрежение съпротивление.

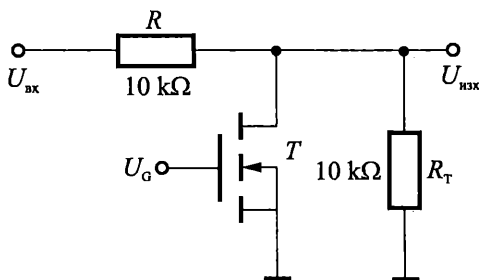
Посочените особености позволяват използването на полевите транзистори като маломощни превключватели, управлявани с напрежение или като управлявани с напрежение съпротивления (например в управляем с напрежение делител, където управляващото напрежение променя коефициента на деление на делителя).

Основното изискване при тези приложения е транзисторът да работи в началото на линейната област от характеристиките си (където нелинейността им още не се е проявила). Обикновено се изисква $U_{DS} \leq 0,25U_{DSat}$. Това изискване е особено важно при използването на транзистора като *регулируемо съпротивление*. При използването му като *ключ*, то осигурява малката стойност на съпротивлението на ключа r_{DSon} .

Паралелен превключвател

MOS транзисторът Т (фиг. 9.5) е запушен, когато $U_G < U_T$, а изходното напрежение е

$$U_{изх} = U_{вх} \frac{R_T}{R + R_T}.$$



Фиг. 9.5. Схема на паралелен превключвател

При $U_G > U_T$ и работа на транзистора в линейната област

$$U_{изх} = U_{вх} \frac{r_{DSon}}{r_{DSon} + R} \approx 0, \text{ при } r_{DSon} \ll R.$$

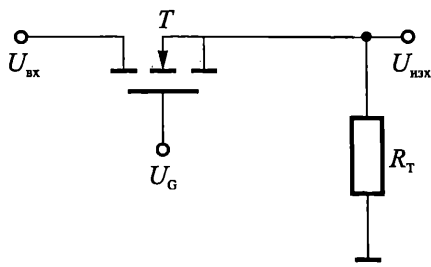
Формата на изходното напрежение ще бъде накъсано (стробирано във времето) копие на входното напрежение. Уникалното свойство на MOS транзистора да работи нормално при положение, че дрейфът и сорсът могат да си сменят местата, позволява $U_{вх}$ да бъде както еднополярно, така и двуполярно.

Последователен превключвател

Схемата от Фиг. 9.6 е аналогична на схемата на паралелния превключвател, но при запушен транзистор ($U_G < U_T$) изходното напрежение $U_{изх} = 0$, а при отпушен транзистор, работещ в линейната област е

$$U_{изх} = U_{вх} \frac{R_T}{r_{DSon} + R_T} \approx U_{вх}.$$

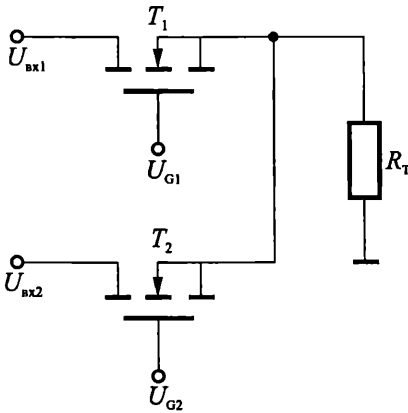
И двата превключвателя се използват за стробирание на бавно променящи се или на постоянни входни сигнали, с цел последващото им усилване като променливи сигнали. Това позволява да се избегне характерният за постояннотоките усилватели дрейф на нулата.



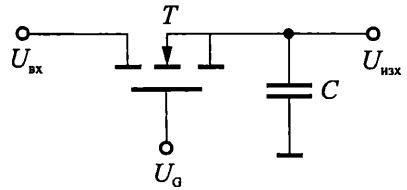
Фиг. 9.6. Схема на последователен превключвател

Схема за едновременно предаване на два сигнала по един канал

Тази схема (фиг. 9.7) е изградена от два последователно включени превключвателя, в които MOS транзисторите се управляват от инверсни управляващи сигнали. Когато T_1 е отпушен, T_2 е запушен и $U_{изх} \approx U_{вх1}$, а когато T_1 е запушен, T_2 е отпушен и $U_{изх} \approx U_{вх2}$. Това позволява, ако входните сигнали са бавно променящи се, да се стробират и предават по една линия, без да се губи информация.



Фиг. 9.7. Схема за едновременно предаване на два сигнала по един канал



Фиг. 9.8. Схема за следене и запомняне

Схема за следене и запомняне

При условие, че $U_G > U_T$ и транзисторът T работи в линейната област (фиг. 9.8), трите напрежения са равни: $U_{изх} = U_C = U_{вх}$, т.е. изходното напрежение следи входното. Когато $U_G < U_T$, транзисторът T е запушен и $U_{изх} = \text{const}$, т.е. запомня се последната стойност на $U_{вх}$ преди запушването на транзистора.

Този начин на работа позволява изходното напрежение $U_{изх}$ да следи по стойност входното $U_{вх}$, като за определени интервали от време (режим на запомняне) остава постоянно. Когато напрежението $U_{изх}$ не се променя, то може да бъде преобразувано по подходящ начин, например от аналогов в цифров вид.

Тема “Изследване на схеми с биполярни и MOS транзистори”

Целите на това упражнение са следните.

1. Да се симулира поведението на електронни схеми чрез времеви и постояннотоков анализ.
2. Да се изследват електронни схеми с осцилоскоп.
3. Да се анализират времедиаграмите на входното и изходното напрежение в транзисторни схеми.
4. Да се обясни действието на схеми с транзистори чрез свойствата на използваните полупроводникови елементи.

Задание

I. Практически измервания

1. Да се симулира действието на транзисторни схеми, като се използва симулатор на електронни схеми за времеви или постояннотоков анализ.
2. Част от схемите да се изследват с помощта на сигнален генератор и осцилоскоп.
3. Да се сравнят резултатите от симулацията с тези от реалните измервания.

II. Графична част

1. Да се пречертаят съответните принципни транзисторни схеми;
2. За всяка схема да се построят графично снетите входни/изходни времедиаграми.

III. Обяснителна част

Да се обясни действието на всяка една от схемите чрез свойствата на използваните полупроводникови елементи.

Указания за работа

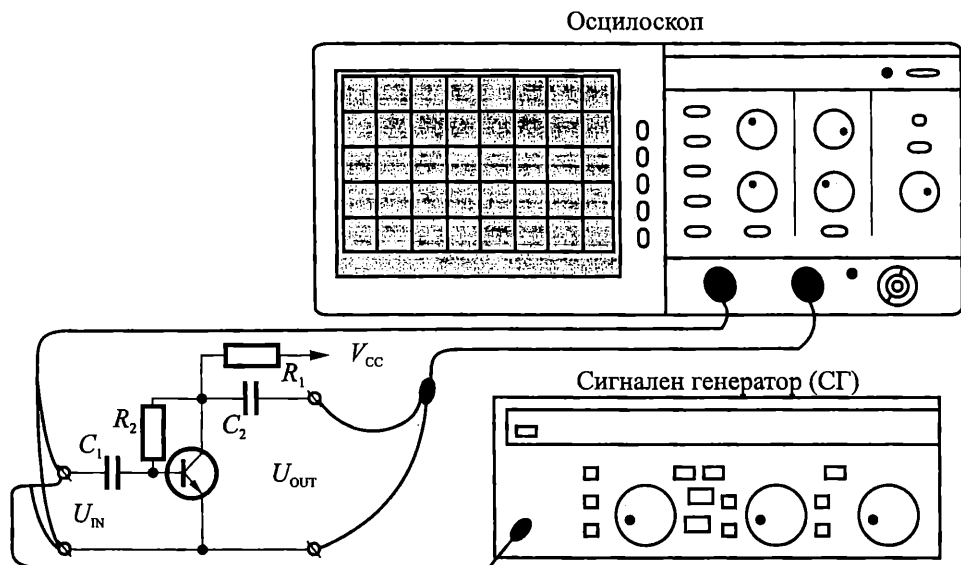
Основната цел на упражнението е да се изследва работата на електронни схеми, илюстриращи някои приложения на биполярните и MOS транзистори. Изследването се извършва чрез програма за симулация и анализ на електронните схеми.

След като се стартира програмата, трябва да се изпълнят следните стъпки:

- да се зареди схемата;
- да се разгледа схемата и да се установи типът на транзистора – биполярен или MOS (вграден и индуциран N или P канал);
- да се стартира симулацията;
- да се изберат възлите – входен и изходен, за да се наблюдава формата на сигналите в тях.

Необходимо е да се направи анализ на времедиаграмите на входното и изходното напрежения, като се отчетат стойностите им.

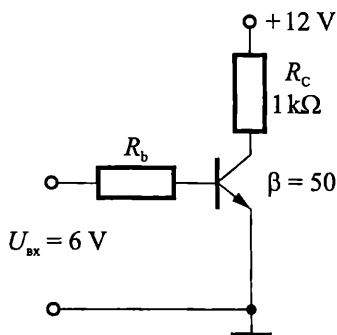
Опитната постановка при практическото измерване е показана на Фиг. 9.9. От сигналния генератор (СГ) се задава входният сигнал. Формата на изходния сигнал се наблюдава върху екрана на осцилоскоп, от който се отчитат минималните и максималните стойности на сигнала.



Фиг. 9.9. Опитна постановка при схема с биполярен и MOS транзистор

Контролни въпроси и задачи

1. Определете максималната стойност на R_b от Фиг. 9.10, при която транзисторът ще работи в режим на насищане.



Фиг. 9.10.

2. Биполярен транзистор е свързан в схема с обща база. Да се определи

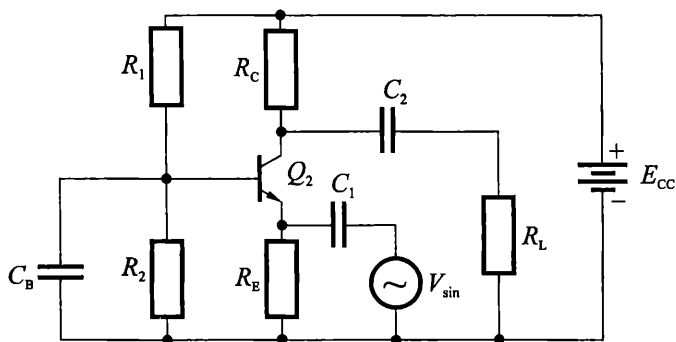
изходният ток I_C , ако е известно, че входният ток $I_E = 10 \text{ mA}$, коефициентът на усилване по ток $\beta = 99$ и токът $I_{CBO} = 100 \text{ }\mu\text{A}$.

3. През транзистор, свързан в схема с ОЕ, тече колекторен ток $I_C = 2,51 \text{ mA}$ при базов ток $I_B = 25 \text{ }\mu\text{A}$ и колекторен ток $I_C = 4,51 \text{ mA}$ при базов ток $I_B = 45 \text{ }\mu\text{A}$.

а) определете коефициента α и тока I_{CBO} ;

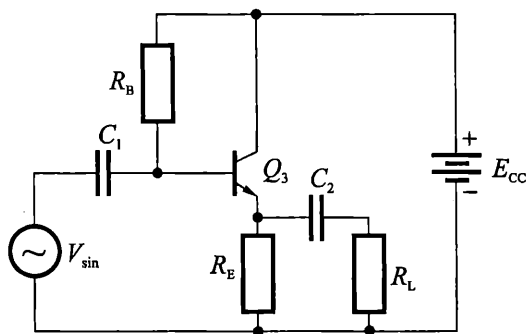
б) какъв ток ще протече в колекторната верига на същия транзистор, свързан в схема с ОВ, при входен ток $I_E = 5 \text{ mA}$.

4. Определете вида на схемата на свързване на усилвателя от Фиг. 9.11 (с фиксиран ток или с фиксирано напрежение). Посочете входната и изходната верига.



Фиг. 9.11.

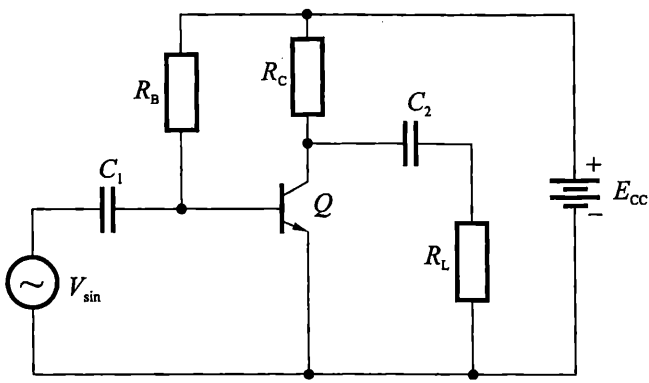
5. Определете вида на схемата на свързване на усилвателя от Фиг. 9.12 (с фиксиран ток или с фиксирано напрежение). Посочете входната и изходната верига.



Фиг. 9.12.

6. Определете постояннотоковите съставки на базовия и колекторния ток, ако параметрите на схемата (Фиг. 9.13) имат следните стойности:

$$E_{CC} = 10 \text{ V}; \quad \beta = 50; \quad R_B = 94 \text{ k}\Omega; \quad R_C = 1 \text{ k}\Omega; \quad R_L = 100 \text{ k}\Omega.$$

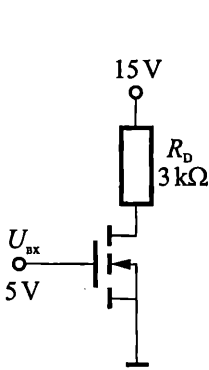


Фиг. 9.13.

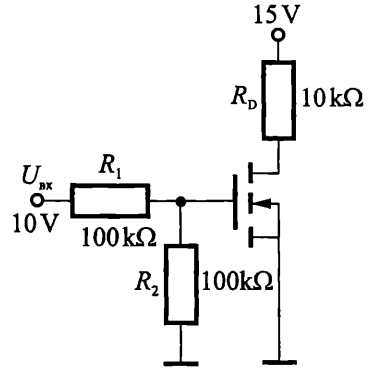
7. Протича ли дрейнов ток през MOS транзистор с N вграден канал, ако $U_{GS} = 0$ V? Пояснете!

8. Протича ли дрейнов ток през MOS транзистор с P вграден канал, ако напрежението $U_{GS} = 0$ V? Пояснете!

9. Определете праговото напрежение U_T и стръмността S за схемата от Фиг. 9.14, ако $K = 2/3$ mA/V² и $U_D = 5$ V.



Фиг. 9.14.



Фиг. 9.15.

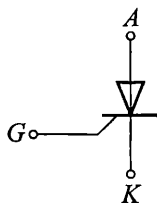
10. Какъв ток ще протече в дрейновата верига на MOS транзистора от Фиг. 9.15, ако $U_T = 3$ V и $K = 0,5$ mA/V²?

ТИРИСТОРИ

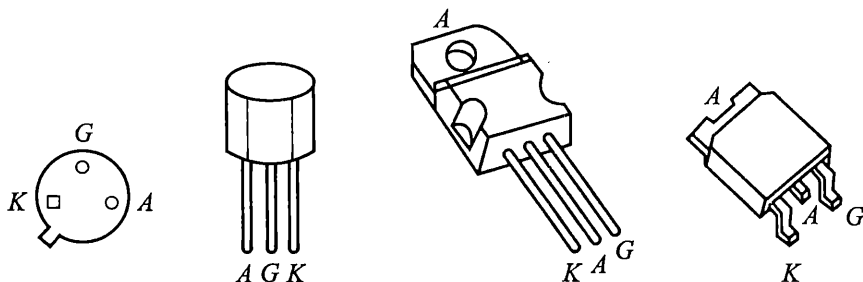
10.1. Теоретична постановка

Тиристорът е полупроводников елемент с три или повече PN прехода. Отличава се с две устойчиви състояния: *изключено* (ниска проводимост) и *включено* (висока проводимост). Във всяко едно от тях тиристорът може да се намира произволно дълго време, а преходът от едното състояние в другото се извършва под въздействие на външен сигнал.

Условното графично означение на тиристор е показано на Фиг. 10.1. Тиристорът е полупроводников елемент с три извода: *анод (A)*, *катод (K)* и *управляващ електрод (G)*. На Фиг. 10.2 са показани някои от корпусите, в които най-често се произвеждат тиристорите.



Фиг. 10.1. Условно графично означение на тиристор



Фиг. 10.2. Корпуси, в които най-често се произвеждат тиристорите

10.2. Статични характеристики и параметри

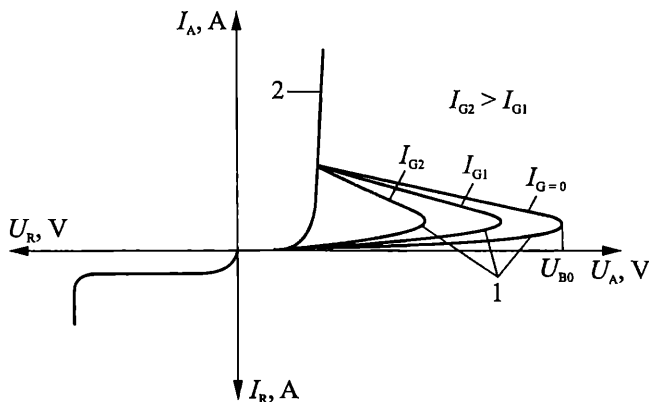
Волтамперни характеристики на тиристор

На Фиг. 10.3 е показано *семество изходни характеристики* $I_A = f(U_A)$ при $I_G = \text{const}$.

При *обратно свързване* ($U_A < 0$) характеристиката на тиристора по нищо не се отличава от аналогичната характеристика на полупроводниковия диод.

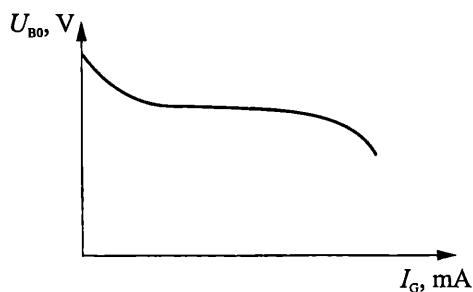
При *право включване* ($U_A > 0$) характеристиката на тиристора се със-

той от три участъка. В първия участък (1) анодният ток има много малка стойност и се нарича *ток на утечка*. В този участък тиристорът има поведение на диод в обратно включване, т.е. той е *запушен*. С увеличаване на анодното напрежение се преминава във втория участък (2), в който характеристиката е подобна на тази на диод, при право свързване. В този участък тиристорът е *включен* и токът във веригата се определя от товара в анодната верига. Между участъци 1 и 2 се намира преходен участък, в който се извършва *превключването* на тиристора.

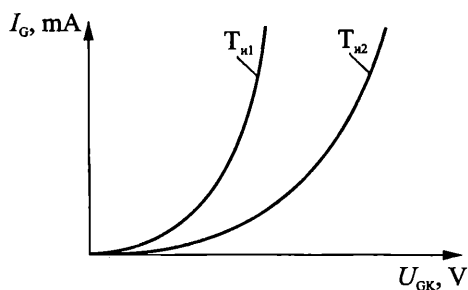


Фиг. 10.3. Семейство изходни характеристики на тиристор

При увеличаване на стойността на управляващия ток (I_G) преходът от изключено във включено състояние става при по-ниски анодни напрежения. Тази зависимост се отразява от т.нар. *пускова характеристика* $U_{B0} = f(I_G)$, показана на Фиг. 10.4.



Фиг. 10.4. Пускова характеристика на тиристор



Фиг. 10.5. Входни характеристики на тиристор T_{n1} и T_{n2}

Входната характеристика на тиристора $I_G = f(U_{GK})$ дава зависимостта на управляващия ток I_G от напрежението между управляващия електрод и катода U_{GK} . На Фиг. 10.5 са показани входните характеристики

на два тиристора ($T_{и1}$ и $T_{и2}$) от един и същи тип. Те се характеризират с много голям толеранс, поради което един и същи ток се получава при много различни стойности на напрежението между управляващия електрод и катода. Това налага при проектирането на веригите за управление да се вземат специфични мерки за гарантиране на надеждното включване на тиристора. Друга особеност на входната характеристика е, че при правото свързване токът не нараства експоненциално при увеличаване на напрежението.

От казаното дотук може да се обобщи, че тиристорът има *еднопосочна проводимост*. Включването му се извършва само при определено външно въздействие. Това дава основание тиристорът да се нарича още *управляем диод* или *управляем изправител* (Silicon Controlled Rectifier – SCR). Наличието на две устойчиви състояния (изключено и включено) позволяват той да се използва като *електронен ключ*.

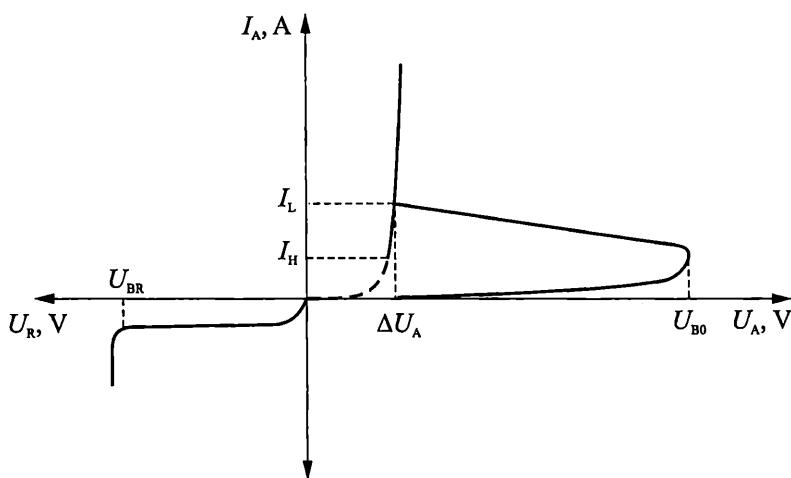
Основни статични параметри на тиристор

Някои от по-важните статични параметри на тиристора (Фиг. 10.6) са следните.

1. *Напрежение на включване* U_{B0} . Това е анодното напрежение в права посока, при което тиристорът преминава от запушено в отпушено състояние при липса на управляващ импулс ($I_G = 0$).

2. *Управляващ ток на включване* I_{GT} . Той е най-малкият постоянен ток през управляващия електрод, при който тиристорът се превключва от непроводящо в проводящо състояние, при зададено анодно напрежение $U_A < U_{B0}$ и товар R_A .

3. *Удържайщ ток* I_H е най-малкият аноден ток, достатъчен за поддържане на тиристора в отпушено състояние.



Фиг. 10.6. Основни статични параметри на тиристор

4. Ток на включване I_L . Този параметър е най-малкият аноден ток, необходим за поддържане на тиристора в отпушено състояние, непосредствено след превключването му от запушено в проводящо състояние след прекратяване на отпушващия сигнал.

5. Максимално обратно напрежение (пробивно напрежение) U_{BR} е напрежението в обратно свързване, при което в тиристорната структура настъпва пробив и тя се разрушава.

6. Остатъчното напрежение ΔU_A характеризира пада на напрежение върху отпушения тиристор.

10.3. Практически методи за управление на тиристора.

Основни динамични параметри

Методи за управление на тиристор

Методите за включване на тиристор са:

- 1) чрез промяна на тока в управляващата верига;
- 2) чрез увеличаване на анодното напрежение;
- 3) чрез повишаване на температурата (нежелано);
- 4) чрез осветяване (фототиристор).

Методите за изключване на тиристор са:

- 1) чрез подаване на обратно анодно напрежение;
- 2) чрез прекъсване на веригата на анодния ток.

Основни динамични параметри

1. *Време на включване t_{gt} .* Дефинира се като интервал от време между началото на управляващия импулс и момента, в който анодният ток достигне 0,9 от установената си стойност. Това време зависи както от конструкцията на тиристора, така и от режима на работата му. Типичните му стойности са от обхвата на μs .

2. *Време на изключване t_q .* Това е минималното време (при $I_G = 0$) между момента, в който анодният ток е спаднал до нула и момента, когато може повторно да се приложи напрежение в права посока и тиристорът да остане запушен. Това време също зависи както от конструкцията на тиристора, така и от режима на работата му. Има типична стойност от десетки μs .

3. *Критичната скорост на нарастване на анодното напрежение di_A/dt* характеризира максимално допустимата скорост на нарастване на анодното напрежение в права посока, при която тиристорът все още не се е отпушил.

4. *Критичната скорост на нарастване на анодния ток di_A/dt* определя максимално допустимата скорост на нарастване на анодния ток, при която тиристорът не се разрушава.

10.4. Сравнителна характеристика между биполярен транзистор и тиристор като ключови елементи.

Едно от предимствата на тиристора като електронен ключ е кратковременността на управляващите го сигнали по отношение на продължителността на статичните състояния. В транзисторния ключ, за поддържане на статично състояние, е необходимо непрекъснато да се подава управляващ сигнал. Друго предимство е високата стойност на комутираната от тиристора мощност – превключване на токове от порядъка на 1000 А и напрежения над 1000 V, което е основното предимство пред транзисторния ключ.

Недостатък на тиристора е относително ниското бързодействие, особено при запушването му (t_q на съвременните тиристори е от порядъка на десетки μs и нараства с повишаване на комутируемата мощност). Поради това, работната област на тиристорите е в нискочестотния диапазон до около 10 kHz. Друг недостатък е ограничената им управляемост – повечето тиристори се включват чрез маломощната управляваща верига, а се изключват чрез силовата анодна верига. При постояннотоково захранване се налага използването на възли за запушване, което усложнява управлението.

10.5. Приложения на тиристора

Тиристорите се използват в силовата електроника за превключване и преобразуване на големи мощности в нискочестотни променливотокови вериги, управляеми изправители и инвертори и др. Широко приложение намират и като постояннотокови ключове с голяма мощност.

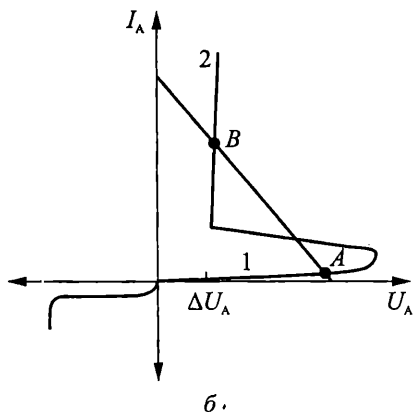
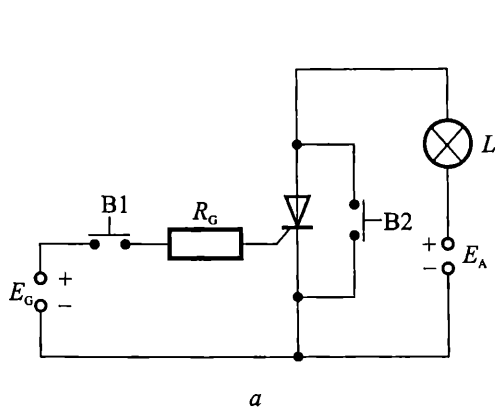
Тиристорът като постояннотоков ключ

Основната схема на свързване на тиристор като постояннотоков ключ е показана на Фиг. 10.7а. В анодната верига е включен източник на постоянно напрежение E_A и товар R_L (в случая лампа с нажежаема жичка L), а в управляващата верига – източник на напрежение E_G и резистор R_G .

До момента на задействане на бутон B_1 тиристорът е запушен. Работната точка (т. А) е определена от товарната права с уравнение $E_A = I_A R_L + U_A$ (Фиг. 10.7б). През тиристора протича много малък ток на утечка, той представлява отворен ключ и лампата не свети.

При задействане на бутон B_1 започва да тече ток $I_G = (E_G - U_{GK}) / R_G$, тиристорът се включва, като работната точка се установява в т. В. Анодното напрежение намалява до ΔU_A , а напрежението върху товара нараства до $U_L = (E_A - \Delta U_A)$, при което лампата светва.

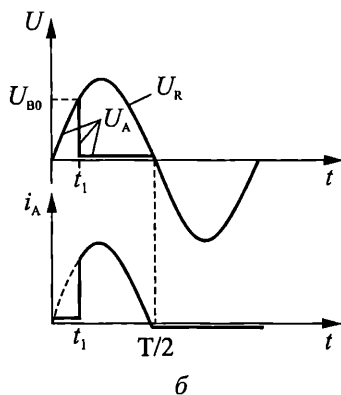
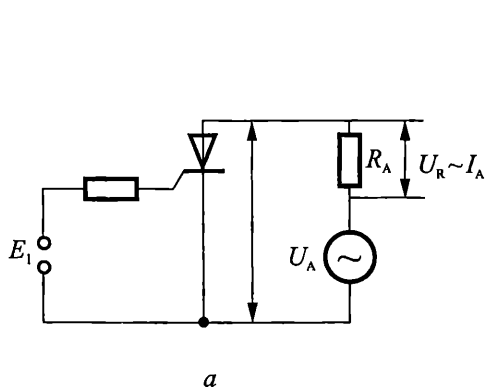
При кратковременно натискане на B_2 тиристорът се шунтира, анодният му ток намалява под тока на удържане и той се запушва, а лампата изгасва.



Фиг. 10.7. Тиристорът като постояннотоков ключ (а) и работна точка в двете състояния (б)

Тиристорът като регулируем изправител

Ако тиристорът се захрани с променливо напрежение (Фиг. 10.8а), той ще изпълнява роля на изправител, при което ток през товара ще протича само по време на положителната полувърлна. Включването на тиристора се извършва в момента t_1 , когато напрежението върху него достигне напрежението на включване. При това напрежението върху него рязко намалява, а токът през него и товара нараства скокообразно (Фиг. 10.8б). В края на положителната полувърлна напрежението върху тиристора става нула и той се запуща. Чрез промяна на управляващия ток се променя моментът на включване на тиристора, а оттам и продължителността на токовия импулс през товара. Това позволява да се регулира средната стойност на тока през товара.



Фиг. 10.8. Тиристорът като регулируем изправител (а) и времедијаграми на тока и напрежението върху товара (б)

Лабораторно упражнение № 10

Тема “Изследване на тиристор”

Целите на това упражнение са следните.

1. Да се изследват експериментално волтамперните характеристики (ВАХ) на тиристор.
2. Практическо определяне на някои основни електрически параметри на тиристор.
3. Практическо свързване на тиристора в някои основни приложни схеми и оразмеряване на схемите.

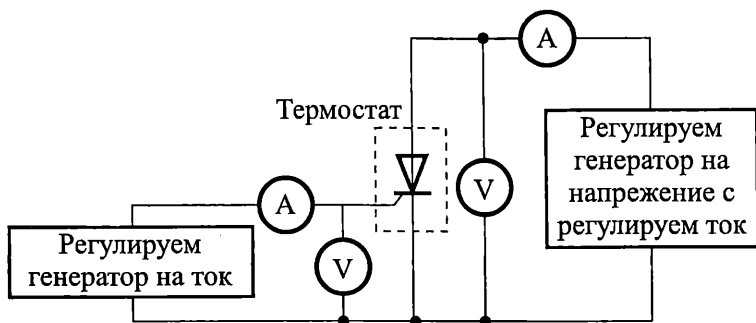
Задание

1. Да се разучи схемата на опитната постановка от Фиг. 10.9.
2. Да се снее пусковата характеристика $U_{B0} = f(I_G)$ на тиристора.
3. Да се снее семейство изходни статични характеристики $I_A = f(U_A)$ при $I_G = \text{const}$ на тиристора.
4. Да се снее входната характеристика на тиристора $I_G = f(U_{GK})$.
5. Да се снее зависимостта на напрежението на превключване на тиристора от температурата $U_{B0} = f(T)$ при $I_G = \text{const}$.
6. Да се построят графично сметите зависимости.
7. От характеристиките на тиристора при $I_G = 0$ да се определят параметрите: напрежение на включване U_{B0} ; ток на включване I_L ; удържащ ток I_H и напрежение в отпуснено състояние ΔU_A .
8. Да се изследва работата на тиристора в схемата на регулируем изправител. Да се снимат осцилограмите на I_A и U_A .

Указания за работа

Експерименталното изследване на волтамперните характеристики и параметрите на тиристора при различни температури се извършва с лабораторен макет, реализиран според блоковата схема от Фиг. 10.9. Използват се вградени регулируеми захранващи източници, измервателни уреди, термостат и изследваният тиристор.

Пусковата характеристика на тиристора е зависимостта $U_{B0} = f(I_G)$. При стайна температура, за няколко стойности на управляващия ток I_G , плавно се увеличава анодното напрежение от нула и се отчита напрежението на включване на тиристора U_{B0} . Получените данни се нанасят в Табл. 10.1.



Фиг. 10.9. Схема на опитната постановка

Таблица 10.1

I_G, mA	0	I_{G1}	I_{G2}	I_{G3}	I_{Gn}
U_{B0}, V							

За изходните характеристики на тиристора $I_A = f(U_A)$ при $I_G = \text{const}$ се снемат участъците 1 и 2 от тези характеристики. В тези два участъка елементът има различно поведение, затова те се снемат по различен начин.

Участък 1. В този участък тиристорът е в непроводящо състояние. Характеристиката му напомня тази на диод при обратен включване и се снима като се задават различни стойности на анодното напрежение и се измерва анодният ток. От предварително снетата пускова характеристика се отчита U_{B0} за конкретната стойност на параметъра I_G , като така се определя диапазонът на изменение на U_A . Получените резултати се нанасят в отделни таблици (от вида на Табл. 10.2) за всяка една стойност на параметъра.

Таблица 10.2

$I_{Gi} = \text{const}$	U_A, V	0	U_{A1}	U_{A2}	U_{B0i}
	I_A, mA					

Участък 2. В този участък тиристорът е в проводящо състояние. Характеристиката му напомня тази на диод при право включване и се снима като се задават различни стойности на анодния ток и се измерва анодното напрежение. Този участък не зависи от стойността на параметъра и се снима еднократно при $I_G = 0$. Първоначално се задават нарастващи стойности на $I_A > I_L$ до достигане на $I_{A\text{max}}$ (ограничава се от генератора на ток). След това – намаляващи стойности на $I_A < I_L$ до достигане на стойността на удържащия ток I_H . Получените резултати се нанасят в Табл. 10.3.

Таблица 10.3

I_A, mA	$I_A = I_H$...	$I_{A2} < I_{A1}$	$I_{A1} < I_L$	$I_A = I_L$	$I_{A1} > I_L$...	$I_A = I_{Amax}$
U_A, mV								

Входната характеристика на тиристора $I_G = f(U_{GK})$ се снима като се задават различни стойности за I_G и за всяка стойност се отчита напрежението U_{GK} . Получените резултати се нанасят в Табл. 10.4.

Таблица 10.4

I_G, mA	0	I_{G1}	I_{G2}	I_{Gn}
U_{GK}, mV							

Зависимостта на напрежението на превключване на тиристора от температурата $U_{B0} = f(T)$ се снима при $I_G = 0$. Тиристорът се поставя в термостат (Фиг. 10.9) и се загарява до температура от $(20 \div 80)^\circ\text{C}$ през 10°C . Чрез увеличаване на U_A от нула до включването на тиристора се определя U_{B0} . Получените резултати се нанасят в Табл. 10.5.

Таблица 10.5

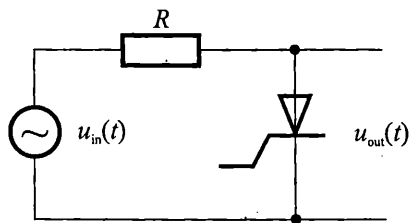
$T, ^\circ\text{C}$	20	30	40	50	60	70	80
U_{B0}, V							

Регулируемият генератор на напрежение, включен в анодната верига на тиристора (Фиг. 10.9), се заменя с генератор на синусоидно напрежение и се включва товарно съпротивление. За няколко стойности на I_G с помощта на осцилоскоп се наблюдават времедиаграмите на захранващото напрежение, анодното напрежение и напрежението върху товарното съпротивление. Тези времедиаграми се пречертават и анализират в последната част от протокола.

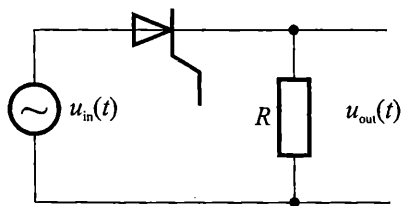
Контролни въпроси и задачи

1. Какво е основното предимство на тиристорите като ключови елементи?
2. Как се променя напрежението на включване U_{B0} на тиристора при увеличаване на температурата?
3. Посочете начините за включване на тиристора.
4. Посочете методите за запусване на тиристора.
5. Направете сравнителна характеристика между биполярен транзистор и тиристор като ключови елементи.

6. За схемите от Фиг. 10.10а и Фиг. 10.10б начертайте формата на изходния сигнал $u_{\text{out}}(t)$ при синусоидно входно напрежение $u_{\text{in}}(t)$ с амплитуда 60 V , ако при управляващ ток $I_G = 0$, напрежението на включване е $U_{B0} = 30\text{ V}$.



а



б

Фиг. 10.10.

УПРАЖНЕНИЕ 11

СВЕТОДИОДИ

11.1. Теоретична постановка

Светодиодът е оптоелектронен полупроводников елемент с един PN преход, преобразуващ електрическата енергия в енергия на некохерентно светлинно излъчване. Действието на светодиода се основава на процесите на рекомбинация, протичащи при свързването му в права посока. При включване на PN прехода в права посока настъпва дифузия на електрони от N в P областта и на дупки от P в N областта. Дифузиралите неосновни токоносители рекомбинират с основните. При този процес се отделя енергия във вид на топлина и светлина. В зависимост от вида на полупроводника при тази рекомбинация преобладава единият от двата вида енергия. При светодиодите основната част от енергията се излъчва във вид на фотони. Светодиодите се делят на два основни вида: *инфрочервени* и *индикаторни*.

Условното графично означение на светодиод е показано на Фиг. 11.1. Това е полупроводников елемент с два извода: *анод (А)* и *катод (К)*.

На Фиг. 11.2 са показани някои от корпусите, в които най-често се произвеждат съвременните светодиоди.



Фиг. 11.1. Условно графично означение на светодиод



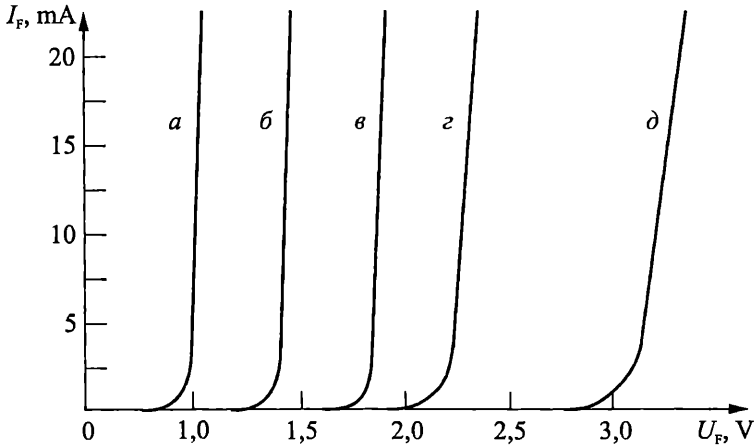
Фиг. 11.2. Корпуси, в които се произвеждат съвременните светодиоди

11.2. Електрически характеристики и параметри на светодиода

Волтамперната характеристика (ВАХ) на светодиод се описва със същия израз, както характеристиката на всеки PN преход:

$$I = I_S \left(e^{\frac{U}{m\Phi_T}} - 1 \right)$$

ВАХ на светодиоди с различен цвят на светене са показани на Фиг. 11.3. Светодиодите се характеризират с по-голям пад на напрежение в права посока от Si и Ge изправителни диоди. Разликите в стойностите на U_F за отделните светодиоди се дължат на разлики в широчините на забранената зона на материалите, от които са изготвени. Обратната част на ВАХ се отличава с относително ниско пробивно напрежение, тъй като широчината на PN прехода в светодиода е незначителна.



Фиг. 11.3. ВАХ на светодиоди с различен цвят на светене
а – инфрачервен; б – червен; в – жълт; г – зелен; д – син

Електрическите параметри на светодиода $I_{F\max}$, $U_{F\max}$, U_{BR} , P_{\max} , r_d , t_{fr} , t_{tr} не се отличават от тези на един обикновен полупроводников диод.

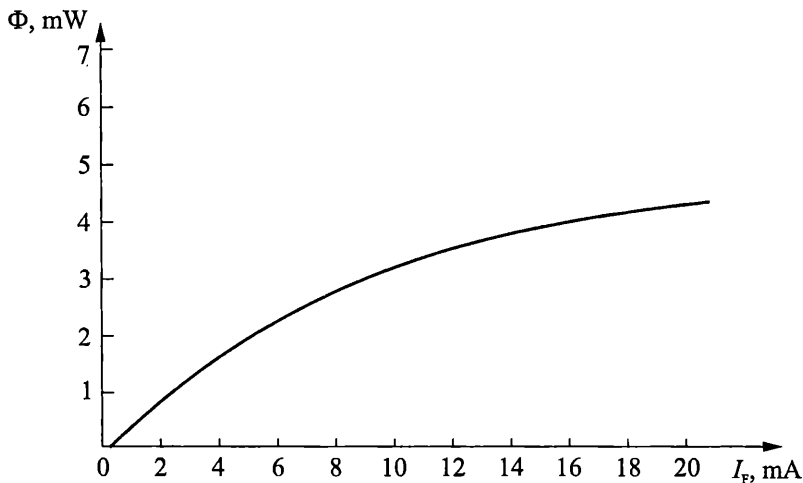
11.3. Оптични характеристики и параметри на светодиода

Най-важните *оптични характеристики* на светодиода са следните.

1. *Светлинна характеристика* – представлява зависимостта на излъчвания от светодиода светлинен поток от тока през него, т.е. $\Phi = f(I_F)$. Тази зависимост е графично представена на Фиг. 11.4. Областта на насищане при големи стойности на тока се дължи на нарастване на относителния дял на безизлъчвателната рекомбинация при загряване на прехода.

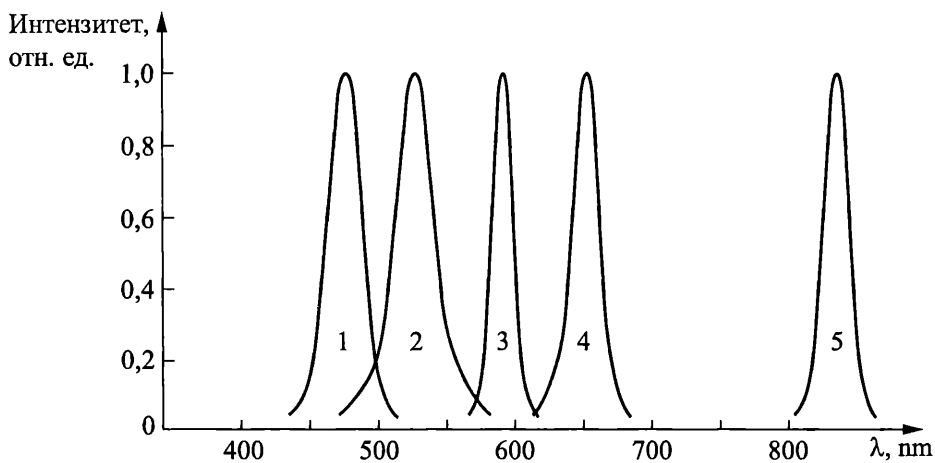
При продължителна работа на светодиода, както и при системното му претоварване по ток, с цел да свети по-ярко, се наблюдава т.нар. *деградация* (понижаване на ефективността на излъчване).

2. *Спектрална характеристика* – дава зависимостта на интензитета на излъчване на светодиода от дължината на вълната. Тази характеристика се определя от вида на изходния полупроводников материал и легиращите примеси.



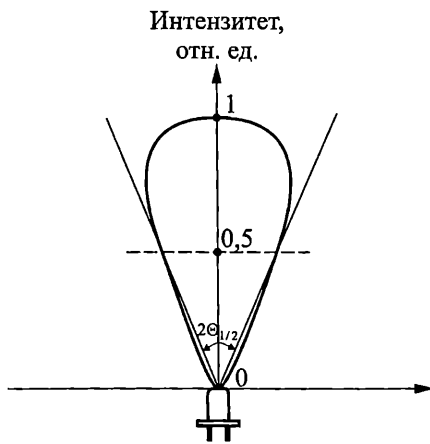
Фиг. 11.4. Примерна светлинна характеристика на светодиоид

Спектрални характеристики на светодиоди с различен цвят на светене са показани на Фиг. 11.5.



Фиг. 11.5. Спектрални характеристики на светодиоди с различен цвят на светене
1 – син; 2 – зелен; 3 – жълт; 4 – червен; 5 – инфрачервен

3. Диаграма на насоченост – дава информация за интензитета на излъчване в различни точки от пространството. Зависи основно от формата и вида на оптическата леща, вградена в корпуса на светодиода. Примерна диаграма на насоченост е показана на Фиг. 11.6.



Фиг. 11.6. Примерна диаграма на насоченост на светодиода

Оптичните параметри на светодиода, които най-често се дават в каталозите са следните.

1. **Интензитетът на излъчване** (I) се дефинира със зависимостта

$$I = \frac{\Phi}{\Omega},$$

където Φ е излъченият светлинен поток; Ω е пространственият ъгъл, в който се разпространява излъчването

$$\Omega = 2\pi(1 - \cos \frac{2\Theta_{1/2}}{2}),$$

където $2\Theta_{1/2}$ е ъгъл на разходимост на излъчването на светодиода.

2. **Дължина на вълната на излъчване** λ_{\max} . Тя съответства на максимума в спектралната характеристика на светодиода и зависи от широчината на забранената зона ΔW на полупроводниковия материал, от който е изготвен светодиода. Връзката между тях е

$$\lambda_{\max} = \frac{1240}{\Delta W}, \text{ където } \Delta W \text{ е в [eV] и } \lambda \text{ се получава в [nm].}$$

3. **Ъгъл на разходимост на излъчването** $2\Theta_{1/2}$. Дефинира се като ъгъла, в границите на който интензитетът на излъчване не е по-малък от половината от максималната му стойност.

11.4. Влияние на температурата върху параметрите на светодиода

Температурата оказва влияние върху параметрите на светодиода по следния начин.

Промяна на напрежението в право включване. Температурната зависи-

мост се отразява, както при обикновените диоди, чрез температурния коефициент $TKU_F \approx -(1,3 \div 2,3) \text{ mV/}^\circ\text{C}$.

Промяна на дължина на вълната на излъчване λ_{max} . Увеличението на температурата води до намаляване на широчината на забранената зона. В резултат на това дължината на вълната на излъчване нараства. Това увеличение е в границите $(0,09 \div 0,2) \text{ nm/}^\circ\text{C}$.

Промяна на излъчения светлинен поток. Излъчената от светодиода мощност намалява с увеличаване на температурата. Това изменение е от порядъка на 1% на 1°C .

11.5. Приложение на светодиодите

Инфрачервените светодиоди намират широко приложение като дискретни елементи в автоматиката за управление, регулиране и настройка; като излъчватели в оптроните и предаватели в оптичните комуникационни системи.

Индикаторните светодиоди биват от точков тип, светодиодни индикаторни матрици, буквено-цифрови светодиодни индикатори.

С появата на високоефективните светодиоди приложението им значително се разширява, като тенденцията е да заместят традиционните неонов лампи и лампите с нажежаема жичка. Предимствата на светодиодните осветителни прибори са: малка консумация на енергия; няма ултравиолетово излъчване; малко топлоотделяне; виброустойчивост; широка цветова гама и дълъг експлоатационен живот.

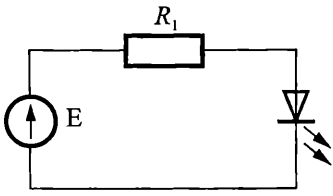
11.6. Основни схеми на свързване

Най-простата и най-разпространена схема на свързване на светодиод е *през резистор* (Фиг. 11.7а). При зададени захранващо напрежение E , пад върху светодиода U_D и стойност на тока във веригата I_F , оразмеряването на схемата се свежда до определяне стойността на резистора R_1 . Тази стойност се определя чрез израза

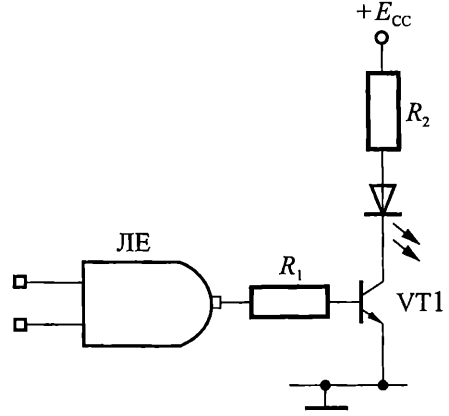
$$R_1 = \frac{E - U_D}{I_F}.$$

Управлението чрез сигнал от маломощен източник (Фиг. 11.7б), например изход на логически елемент (ЛЕ), се извършва посредством биполярен транзистор VT1, работещ в ключов режим. Оразмеряването на посочената схема подробно е разгледано в упражнението № 7.

Постояннотоково захранване от генератор на ток (Фиг. 11.8) е често използвана схема при изискване за постоянство на излъчвания от светодиода светлинен поток. Това е класическа схема на генератор на ток, реализирана с биполярен транзистор.



a



б

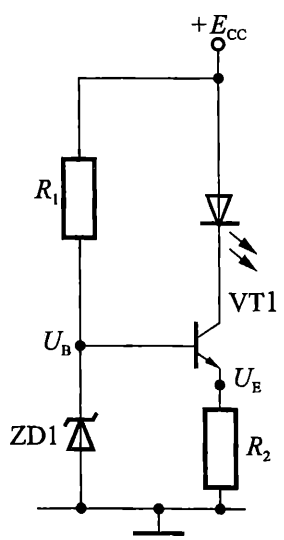
Фиг. 11.7. Постояннотоково захранване на светодиода
 а – през резистор; б – управление от маломощен източник

Оразмеряването на схемата се извършва в следната последователност:

$$U_B = U_Z; \quad U_E = U_B - U_{BE} \approx U_Z - 0,7 \text{ V};$$

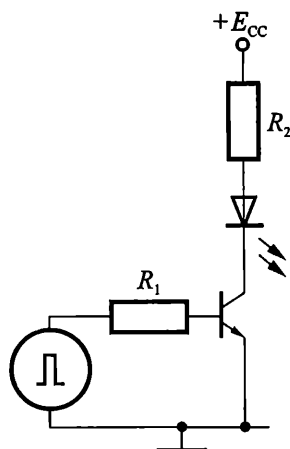
$$I_E = \frac{U_E}{R_2} = \frac{U_Z - 0,7}{R_2}; \quad I_F = I_C = \alpha \cdot I_E \approx I_E.$$

За разглежданата схема $I_F = f(U_Z, R_2)$, като обикновено R_2 се нарича токозадаващ резистор и чрез неговата стойност се определя стойността на тока през светодиода.



Фиг. 11.8. Захранване от генератор на ток

При импулсно захранване (Фиг. 11.9) светодиодът се захранва с токови импулси с определена амплитуда и определен коефициент на запълване. Основното предимство на този тип захранване (в сравнение с постояннотоковото) е получаването на по-голям светлинен поток при една и съща консумирана мощност. Оразмеряването на схемата е аналогично на това при схемата от Фиг. 11.7б.



Фиг. 11.9. Импулсно захранване

Целите на това упражнение са следните.

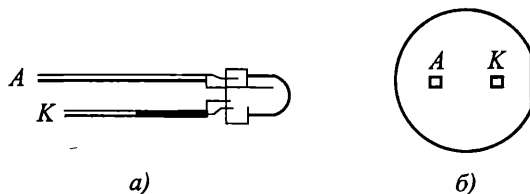
1. Експериментално изследване на електрическите и оптичните характеристики на светодиод.
2. Практическо определяне на някои основни електрически и оптични параметри на светодиод.
3. Запознаване с основни схеми на свързване на светодиод и оразмеряването им.

Задание

1. Да се снимат и се построят графично в обща координатна система волтамперните характеристики в право свързване на светодиоди с различен цвят на светене. Да се определи широчината на забранената зона ΔW на материалите, от които са произведени различните светодиоди.
2. Да се снимат и се построят графично в обща координатна система светлинните характеристики на изследваните светодиоди $\Phi = f(I_F)$.
3. Да се снимат и построят графично в относителни единици диаграмите на насоченост на изследваните светодиоди $I = f(\Theta)$.
4. Да се начертае и оразмери най-простата схема на свързване на светодиод за стойност на тока $I_F = 10 \text{ mA}$. Изчисленията да се направят за инфрачервен, червен и син светодиод.

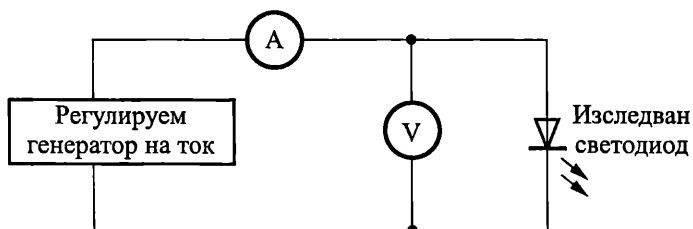
Указания за работа

Преди да започне снемането на волтамперната характеристика (ВАХ) на светодиода е необходимо да се разпознаят изводите му (A и K), за да се включи светодиодът в права посока (Фиг. 11.10а). За целта се сравняват по дължина двата извода. По-дългият извод на светодиода е анод (A), а по-късият извод е катод (K). Ако някой от изводите на светодиода е скъсяван (напр. демонтиран от печатна платка), този метод не може да се използва. Тогава (Фиг. 11.10б) се наблюдава корпусът на светодиода от страната на изводите му. Вижда се, че корпусът не представлява идеална окръжност, а в близост до единия извод е скосен. Този извод на светодиода е катодът (K).



Фиг. 11.10. Разпознаване изводите на светодиод

След разпознаване на изводите светодиода се включва в разположения на макета куплунг, така че да е поляризиран в права посока. Работи се по схемата от Фиг. 11.11. За снемане на волтамперната характеристика (ВАХ) в права посока се задават различни стойности на протичащия през светодиода ток (съгласно Табл. 11.1) и за всяка негова стойност се измерва напрежителният пад.



Фиг. 11.11. Опитна постановка за снемане ВАХ на светодиод

Получените резултати се нанасят в Табл. 11.1.

Снетите ВАХ се построяват графично върху милиметрова хартия в обща координатна система. Мащабът по абсцисната ос се избира в зависимост от най-големия напрежителен пад върху светодиодите, а мащабът по ординатната ос – от най-голямата стойност на тока.

Таблица 11.1

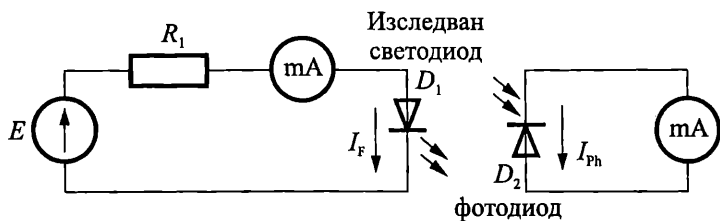
I_F, mA		0	I_{F1}	I_{F2}	I_{F3}	I_{Fn}
U_F, V	инфрачервен												
	червен тип 1												
	червен тип 2												
	зелен												
	жълт												
	син												

Широчината на забранената зона ΔW на полупроводниковия материал, от който е направен съответния светодиод, е обратнопропорционална на дължината на вълната λ_{max} на излъчената светлина

$$\Delta W = \frac{1240}{\lambda_{\text{max}}}, \text{ където } \Delta W \text{ е в [eV] и } \lambda \text{ се получава в [nm].}$$

За стойността на дължината на вълната за съответния цвят се използва каталог.

За снемане на светлинната характеристика се работи по схемата от Фиг. 11.12. Лявата част от схемата включва регулируем източник на напрежение E , токоограничаващ резистор R_1 , милиамперметър и изследвания светодиод D_1 . Чрез промяна на напрежението E се задава желаната стойност на тока през светодиода I_F . Измерването на светлинния поток Φ , излъчен от светодиода, се извършва с помощта на фотодиода D_2 . Последният работи в режим на късо съединение и чрез милиамперметъра се измерва токът на късо съединение I_{Ph} .



Фиг. 11.12. Опитна постановка за снемане на светлинна характеристика на светодиод

За получаване на светлинната характеристика, изследваният светодиод се поставя на куплунг, разположен пред чувствителната площадка на фотодиода. Последователно се задават посочените в Табл. 11.2 стойности на тока през светодиода I_F и се отчита фототокът I_{Ph} . Измерва се токът на тъмно на фотодиода $I_{Ph \text{ dark}}$ (при $I_F = 0$). Действителната стойност на фототока, предизвикан от излъчения от светодиода светлинен поток е $(I_{Ph} - I_{Ph \text{ dark}})$.

Връзката между Φ и I_F е

$$\Phi = \frac{(I_{Ph} - I_{Ph \text{ dark}})}{S_\lambda},$$

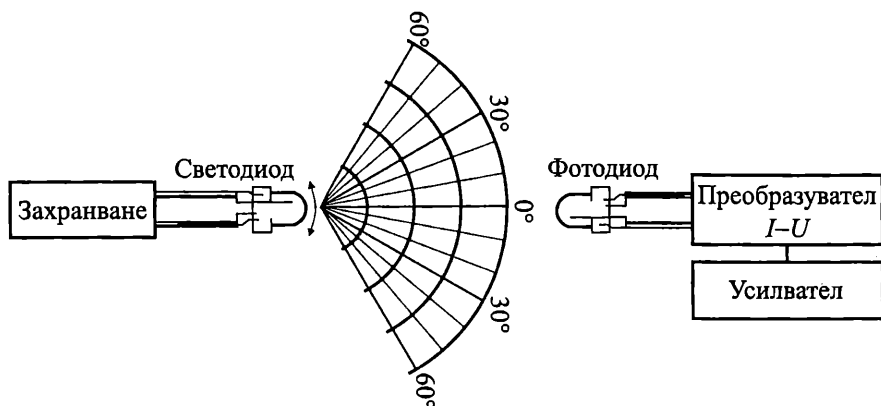
където S_λ е спектралната чувствителност на фотодиода за конкретната дължина на вълната. Последната се отчита от спектралната характеристика на фотодиода, с който се работи.

Измерените и изчислени резултати се нанасят в Табл. 11.2. Снетите експериментално светлинни характеристики се построяват графично на милиметрова хартия.

Таблица 11.2

I_F, mA	0	I_{F1}	I_{F2}	I_{F3}	I_{Fn}
$I_{Ph}, \mu\text{A}$									
$(I_{Ph} - I_{Ph \text{ dark}}), \mu\text{A}$									
Φ, mW									

Снемането на диаграмата на насоченост се извършва с опитна постановка, чиято блокова схема е показана на Фиг. 11.13.



Фиг. 11.13. Опитна постановка за снемане диаграмата на насоченост на светодиода

Завъртането на светодиода (наляво или надясно) променя положението на излъчвателя и приемника по оптичната ос. Това позволява да се снее диаграмата на насоченост на изследвания светодиода. Информационен параметър е напрежението в изхода на усилвателя за всеки конкретен ъгъл на завъртане на светодиода. При построяването на диаграмата на насоченост е необходимо да се премине в относителни единици, при което максимумът да има стойност "1". За целта всички стойности на измерените напрежения се разделят на максималната измерена стойност. Получените резултати се нанасят в Табл. 11.3. Снетите експериментално диаграми на насоченост се построяват графично на милиметрова хартия.

Таблица 11.3

Θ , градуси	25	20	15	10	5	0	5	10	15	20	25
U , V											
Отн. един.											

За изпълнение на т. 4 от заданието се използва последователността за оразмеряване, посочена в т. 5.1.

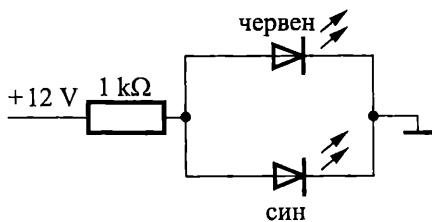
Контролни въпроси и задачи

1. На кое явление се основава действието на светодиода?
2. В обща координатна система начертайте спектралните характеристики на човешкото око и спектралните характеристики на син, зелен и червен (тип 1 и тип 2) светодиода.

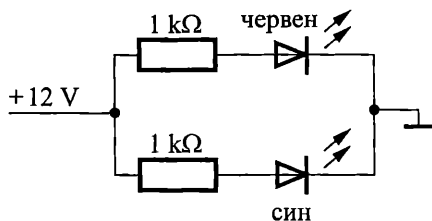
3. Начертайте спектралната характеристика на светодиодиод при две различни температури $T_1 > T_2$.

4. Начертайте диаграмата на насоченост на светодиодиод и посочете как от нея може да се определи параметърът $2\Theta_{1/2}$.

5. Кой от светодиодиите ще свети при схемите от Фиг. 11.14а и Фиг. 11.14б? Защо?



а



б

Фиг. 11.14.

6. За схемата от Фиг. 11.8 да се определи стойността на токозадаващия резистор при следните изходни данни: $E_{CC} = +12 \text{ V}$, $U_Z = 7,5 \text{ V}$, $I_F = 10 \text{ mA}$.

12.1. Теоретична постановка

Фотодиодът е фоточувствителен елемент със структура на полупроводников диод, чийто принцип на действие се основава на вътрешния фотоефект. Под действие на светлинно лъчение в неговата структура се генерират неосновни токоносители. В зависимост от режима на работа на диода, това води до нарастване на обратния му ток или до възникване на електродвижещо напрежение.

Условното графично означение на фотодиод е показано на фиг. 12.1. Това е полупроводников елемент с два извода: *анод* (А) и *катод* (К).



Фиг. 12.1. Условно графично означение на светодиод

12.2. Характеристики и параметри на фотодиод (ВАХ)

1. *Волтамперната характеристика на фотодиод* на PN прехода при облъчване се описва с израза

$$I = I_S (e^{\frac{U}{m\Phi_T}} - 1) - I_{Ph},$$

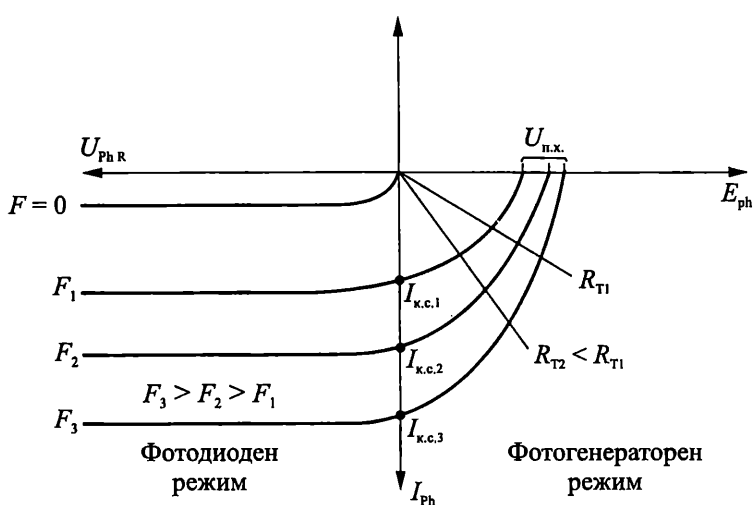
където I_{Ph} е фототокът от светлинно генерираните токоносители. При достатъчно голямо обратно напрежение $|-U| \gg \Phi_T$, изразът придобива вида

$$I = -(I_S + I_{Ph}).$$

Семейство ВАХ на фотодиод е показано на Фиг. 12.2. Характеристиките са разположени в I, III и IV квадрант.

Квадрант I не е работна област на фотодиода. При поляризиране на фотодиода в права посока преобладава дифузната съставка ($I_{диф} \gg I_{Ph}$), което го прави непригоден за работа като фотоприемник.

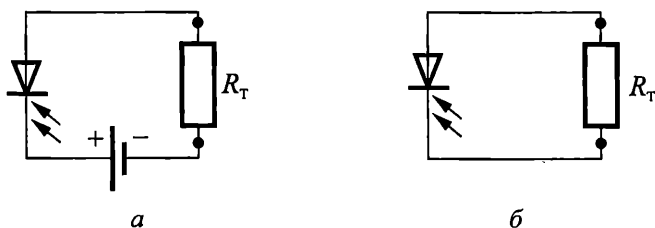
Режимът на работа в обратно включване е показан в *квадрант III* и се нарича *фотодиоден* (Фиг. 12.3а). В този режим фотодиодът е генератор на ток, чиято стойност $I = -(I_S + I_{Ph})$ не зависи от приложеното напрежение и товара, а само от светлинния поток. Важен параметър в този режим е *токът на късо съединение* $I_{к.с.}$ (при $R_T = 0$). Стойността му зависи от конкретния тип фотодиод.



Фиг. 12.2. Семейство ВАХ на фотодиод

В *Квадрант IV* е показан режимът, при който фотодиодът работи без приложено външно напрежение. Той се нарича *фотогенераторен режим* (Фиг. 12.3б). При него фотодиодът се явява източник на напрежение, чиято стойност зависи от светлинния поток. Товарът се включва паралелно на диода и във веригата протича ток. Товарната права започва от началото на координатната система, а наклонът ѝ зависи от стойността на товара. В този режим често фотодиодът се нарича *фотоелемент*.

Важен параметър в този режим е напрежението на празен ход $U_{п.х.}$ (при $R_T = \infty$), като типичните му стойности за силициеви фотодиоди са $U_{п.х.} = (0,5 \div 0,55) \text{ V}$.



Фиг. 12.3. Типични схеми на свързване на фотодиод във
 а – фотодиоден режим; б – фотогенераторен режим

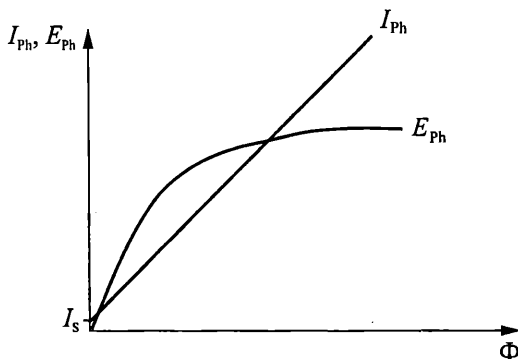
Фотодиодният режим притежава следните предимства пред фотогенераторния:

- по-високо бързодействие;
- голям динамичен диапазон;
- по-нисък температурен коефициент;

- по-добра линейност.

Основен недостатък на фотодиодния режим е свързан с *тока на тъмно* ($I_{Ph\ dark}$), протичащ и без облъчване в обратно включване. Този ток предизвиква напрежителен пад в товара, чиято стойност зависи експоненциално от температурата.

2. **Светлинна характеристика на фотодиод.** Дефинира се като функция на фототока от светлинния поток $I_{Ph} = f(\Phi)$ при фотодиоден режим и за фотогенераторен режим – функция на напрежението от светлинния поток $E_{Ph} = f(\Phi)$. Първата зависимост се отличава с линейност в широк обхват на изменение на светлинния поток, докато втората (особено при големи стойности на светлинния поток) съществено се отклонява от линейния закон (Фиг. 12.4).



Фиг. 12.4. Светлинна характеристики на фотодиод

Важен параметър, свързан със светлинната характеристика, е *интегралната чувствителност* на фотодиода. Тя се дефинира като отношение на фототока I_{Ph} и светлинния поток Φ , т.е.

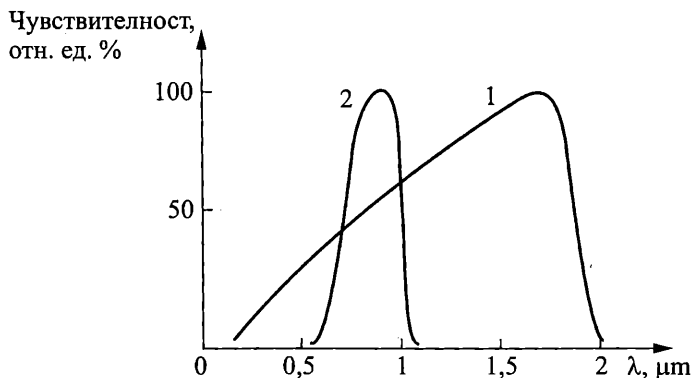
$$K = \frac{I_{Ph}}{\Phi}, \text{ mA/W}.$$

3. **Спектрална характеристика на фотодиод.** Изразява зависимостта на чувствителността на фотодиода от дължината на вълната и зависи от типа на използвания материал. За германиеви и силициеви фотодиоди спектралните характеристики са посочени на Фиг. 12.5.

4. **Честотни свойства.** Фотодиодите са фотоприемници с *най-голямо бързодействие*. Отличават се с времена за превключване ($10^{-9} \div 10^{-11}$) s.

Коефициент на полезно действие (КПД) се дефинира при работа на фотодиода във фотогенераторен режим (като *фотоелемент*). Определя се от отношението на максималната мощност, която може да се получи от фотоелемента, към мощността на светлинната енергия, падаща върху повърхността му. Има типична стойност около 10%, като при определени

диодите може да достигне до 25%.



Фиг. 12.5. Спектрални характеристики на фотодиоди от Ge (1) и Si (2) тип

12.3. Видове фотодиоди

1. *PIN фотодиоди*, които се отличават с повишена чувствителност ($\approx 0,5 \text{ A/W}$) и голямо бързодействие ($\tau \approx 10^{-11} \text{ s}$).

2. *Лавинни фотодиоди*. Те спадат към групата на фотоприемниците с вътрешно усилване. Лавинното умножение на токоносителите в прехода води до нарастване на чувствителността десетки пъти.

3. *Фотодиоди на Шотки*. Изградени са на базата на контакт метал-полупроводник. Съчетават голямо бързодействие, висока чувствителност и проста технология на изготвяне.

4. *Фотодиоди с хетеропреход* са едни от най-перспективните оптоелектронни фотоприемници, отличаващи се с изключително висок КПД (близък до 100%), висока чувствителност и голямо бързодействие.

12.4. Приложение на фотодиодите

Фотодиодите намират широко приложение в измервателната техника и автоматиката като: датчици за измерване, регистриране и регулиране на електромагнитната енергия в оптичния обхват, излъчвана от различни обекти; фотоприемници във фотодиодните оптрони; чрез подходящо свързване на определен брой фотоелементи се изграждат т.нар. *слънчеви батерии* и др.

Лабораторно упражнение № 12

Тема “Изследване на фотодиоди”

Целите на това упражнение са следните.

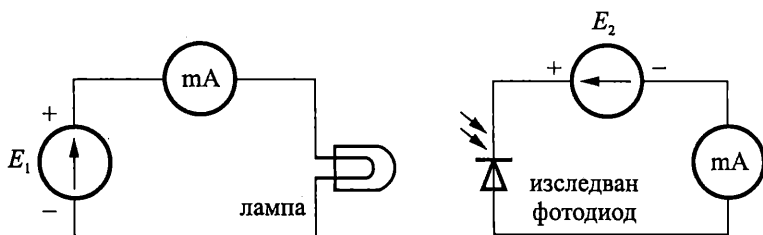
1. Експериментално да се изследват електрическите и оптичните характеристики на фотодиод в различни режими на работа.
2. Практическо определяне на някои основни електрически и оптични параметри на различни фотодиоди.
3. Свързване на фотодиод в някои основни приложни схеми и оразмеряването им.

Задание

1. Да се снеме волтамперна характеристика (ВАХ) на фотодиоди при работа във фотодиоден режим $I_{Ph} = f(U_{PhR})$ при $\Phi = const$.
2. Да се снеме волтамперна характеристика (ВАХ) на фотодиоди при работа във фотогенераторен режим.
3. Да се снимат светлинните характеристики на изследваните фотодиоди в двата режима на работа.
4. Да се построят графиките на експериментално снетите характеристики.
5. Да се изчисли коефициентът на полезно действие $KПД$ за всеки от изследваните фотодиоди за посочените стойности на R_T .

Указания за работа

Волтамперната характеристика (ВАХ) при работа във фотодиоден режим се снема по схемата от Фиг. 12.6. Лявата част включва регулируем източник на напрежение E_1 , милиамперметър и светлинен източник (лампа с нажежаема жичка). Предназначението на тази част от схемата е да създава регулируем светлинен поток. При промяна на стойността на захранващото напрежение се променя големината на протичащия във веригата ток, а по този начин – и излъченият от лампата светлинен поток Φ . Изследванията се правят за три стойности на протичащия през лампата ток, които задават три различни стойности на светлинния поток $\Phi_1 < \Phi_2 < \Phi_3$.



Фиг. 12.6. Снемане ВАХ на фотодиод във фотодиоден режим

Дясната част на схемата включва изследвания фотодиод, втори регулируем източник на напрежение E_2 , който поляризира диода в обратно свързване и милиамперметър.

В този режим на работа диодът е генератор на ток и характеристиката му се снима като се задават различни стойности на напрежението и се отчита протичащият ток. Получените резултати се нанасят в Табл. 12.1.

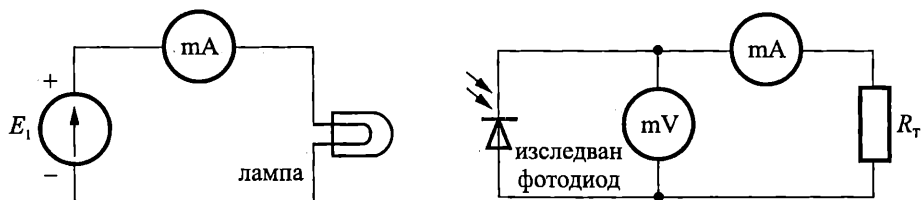
Таблица 12.1

U_{PhR}, V	0	U_{PhR_1}	U_{PhR_i}	U_{PhR_n}
$I_{Л1}, mA$									
$I_{Л2}, mA$									
$I_{Л3}, mA$									

Характеристиките се построяват върху милиметрова хартия в III квадрант на координатната система.

Волтамперната характеристика (ВАХ) при работа във фотогенераторен режим се снима по схемата от Фиг. 12.7. Фотодиодът се натоварва с пет стойности на товара R_T и с помощта на амперметър и волтметър се снимат координатите на пет работни точки от характеристиката. При $R_T = \infty$ се измерва $U_{п.х.}$, а от Табл. 12.1 се отчита $I_{к.с.}$ (при $U_{PhR} = 0$). Така по седем точки се снимат характеристиките във фотогенераторен режим.

Снемат се отново три характеристики за същите три стойности на протичащия през лампата ток.



Фиг. 12.7. Снемане ВАХ на фотодиод във фотогенераторен режим

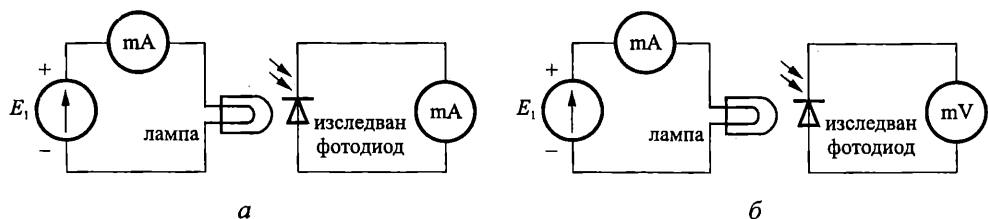
Получените резултати се нанасят в Табл. 12.2, а характеристиките се построяват върху милиметрова хартия в IV квадрант на координатната система.

Таблица 12.2

$R_T, k\Omega$		∞	R_{T1}	R_{T2}	R_{T3}	R_{T4}	R_{T5}
$I_{Л1}, mA$	E_{Ph}, mV						
	$I_{Ph}, \mu A$						
$I_{Л2}, mA$	E_{Ph}, mV						
	$I_{Ph}, \mu A$						
$I_{Л3}, mA$	E_{Ph}, mV						
	$I_{Ph}, \mu A$						

За светлинните характеристики се снемат зависимостите $I_{к.с.} = f(\Phi)$ и $U_{п.х.} = f(\Phi)$. Работи по схемите от фиг. 12.8. Двете схеми са идентични, с тази разлика, че в единия случай се работи в режим на късо съединение и се измерва $I_{к.с.}$, а в другия – на празен ход и се отчита $U_{п.х.}$.

Различните стойности на светлинния поток се задават отново чрез различни стойности на тока през светлинния източник.



Фиг. 12.8. Светлинна характеристика във фотодиоден режим (а) и светлинна характеристика във фотогенераторен режим (б)

Получените резултати се нанасят в Табл. 12.3, а характеристиките се построяват върху милиметрова хартия.

Таблица 12.3

$I_{Л}, \text{mA}$	0	$I_{Л1}$	$I_{Лi}$	$I_{Лn}$
$I_{к.с.}, \mu\text{A}$									
$U_{п.х.}, \text{mV}$									

Коефициентът на полезно действие (КПД) се определя чрез следната зависимост

$$КПД = \frac{I_{Ph} \cdot E_{Ph}}{\Phi^0},$$

където $\Phi = \frac{I_{к.с.}}{S}$ е светлинният поток, падащ върху фотодиода, а S е спектралната му чувствителност; I_{Ph}, E_{Ph} – протичащият през товара ток и напрежението върху него.

Контролни въпроси

1. Запишете уравнението на волтамперната характеристика (ВАХ) на PN преход при облъчване.

2. При светлинно лъчение с дължина на вълната $\lambda = 0,6 \mu\text{m}$, токът на късо съединение на фотодиод е $I_{к.с.} = 0,4 \text{mA}$. Определете напрежението на празен ход $U_{п.х.}$, ако токът на тъмно е $I_{Ph \text{ dark}} = 5 \mu\text{A}$.

3. Начертайте в полето на волтамперната характеристика (ВАХ) на фотодиод, работещ във фотогенераторен режим, товарната права за две стойности на товара $R_{T1} > R_{T2}$.

4. Фотоелемент работи с изходна мощност $P_{\text{изх}} = 14 \text{ mW}$ при падаща върху него лъчиста енергия 100 mW/cm^2 . Определете $KПД$ на елемента, ако активната му площ е 2 cm^2 .

5. Начертайте светлинните характеристики на фотодиод в двата му режима на работа.

6. Фотодиод има ток на късо съединение $I_{\text{к.с.}} = 0,48 \text{ mA}$. Определете $KПД$ на елемента, ако при товар $R_T = 1,5 \text{ k}\Omega$, напрежението на фотоелемента е $E_{\text{ph}} = 480 \text{ mV}$, а спектралната му чувствителност е $S = 0,25 \text{ A/W}$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Христов М., Т. Василева, Е. Манолов. Полупроводникови елементи. С., Нови Знания, 2007.
2. Христов М., Т. Василева. Ръководство за лабораторни упражнения по електронни и полупроводникови елементи и интегрални схеми. С., Техника, 1988.
3. Вълков С., И. Ямаков, Р. Дойчинова, М. Христов, Т. Василева. Електронни и полупроводникови елементи и интегрални схеми. С., Техника, 1992.
4. Вълков С. А. Аналогова електроника. С., Техника, 2002.
5. Дрискол Ф., Р. Кафлин. Полупроводникови прибори и приложения. С., Техника, 1978.
6. Стоянов И., Електронни и полупроводникови прибори. С., Техника, 1989.
7. Пасынков В., Чиркин Л. Полупроводниковые приборы. М., Высшая школа, 1987.
8. Сентурия С., Б. Уедлок. Электронные схемы и их применение. Пер. с англ., М., Мир, 1977.
9. Шишков А. Полупроводникова техника: полупроводникови елементи. Част 1., С., Техника, 1989.
10. Гринфилд Дж. Транзистори и линейни МС. Руководство по анализу и расчету. Пер. с англ., М., Мир, 1992.
11. Hambley A. R. Electronics: 2/e. Prentice Hall Inc., 1990.
12. Floyd T. L. Electronic devices: 3/e, Macmillan Publishing Company, 1992.

РЪКОВОДСТВО ЗА ЛАБОРАТОРНИ УПРАЖНЕНИЯ ПО ПОЛУПРОВОДНИКОВИ

Автори: Михаил Цанов, Филип Копаранов, Иван Фурнаджиев

Редактор: инж. Васила Парчева

Графичен дизайн и предпечат: Мариана Недялкова

ISBN: 978-954-9315-89-9

Българска. I издание. 2008 г. Формат 70/100/16. Печатни кобли 9,5.

Издателство НОВИ ЗНАНИЯ

1125 София, бул. "Г.М.Димитров" №54

тел.: 02/971 95 39, тел./факс: 02/971 36 00

e-mail: novi_znania@balkanbit.com

152