

Марин Христов

Таня Василева

Емил Манолов

ПОЛУПРОВОДНИКОВИ ЕЛЕМЕНТИ



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



НОВИ ЗНАНИЯ

Марин Христов
Таня Василева
Емил Манолов

ПОЛУПРОВОДНИКОВИ ЕЛЕМЕНТИ

Учебник за ВУЗ

НОВИ ЗНАНИЯ
София, 2007 г.

В учебника са дадени основни сведения за физиката на полупроводниците и PN прехода. Разгледани са физическите принципи на действие, устройството, параметрите, характеристиките, еквивалентните схеми, основните схеми за свързване и области на приложение на най-разпространените полупроводникови елементи – полупроводникови диоди, биполярни и полеви транзистори, оптоелектронни елементи, тиристори, дисплеи, елементи на интегралните схеми.

Съдържанието и дълбочината на изложението са съобразени с учебните програми по едноименната дисциплина на много слаботокови специалности от техническите университети в България.

Учебникът е предназначен за студентите от ФЕТТ, ФКТТ, ФКСУ и ФА на Техническият университет – София. Той може да бъде използван и от студентите от сродните факултети и специалности от другите технически университети и висши училища, както и от техници, инженери и специалисти, желаещи да опреснят и разширят познанията си за елементната база на електрониката.

Участието на авторите при написването на учебника е следното: проф. Марин Христов – глави 5, 6 и 7; доц. Таня Василева – глави 1, 2 и 8; доц. Емил Манолов – глави 3 и 4.

Всяко използване и възпроизвеждане на съдържанието на учебника или на части от него, под каквато и да било форма, е забранено и се наказва съгласно Закона за авторското право и сродните му права!

© проф. д-р инж. Марин Христов Христов, *автор*

© доц. д-р инж. Таня Крумова Василева, *автор*

© доц. д-р инж. Емил Димитров Манолов, *автор*

© Antonia Blagoeva, *корица*

© Издателство НОВИ ЗНАНИЯ, София

ISBN: 978-954-9315-79-0

Предговор	5
Въведение	6

ГЛАВА 1 ОСНОВНИ СВОЙСТВА НА ПОЛУПРОВОДНИЦИТЕ

1.1. Структура на силициев и германиев атом	8
1.2. Енергийни нива в полупроводници	9
1.3. Сравнение на полупроводници, проводници и изолатори	10
1.4. Ковалентни връзки	11
1.5. Формиране на токоносителите в собствен полупроводник	12
1.6. Електронен и дупчест ток	14
1.7. Примесни полупроводници	15
1.8. Дрейфово движение на токоносителите	20
1.9. Дрейфов ток	22
1.10. Дифузионно движение. Дифузен ток	25
1.11. Време на живот на неосновните токоносители	26
1.12. Общ ток в полупроводника	27

ГЛАВА 2 ПОЛУПРОВОДНИКОВИ ДИОДИ

2.1. Процеси в PN преход при отсъствие на външно напрежение	29
2.2. Условно графично означение на диода	32
2.3. Право включване	33
2.4. Обратно включване	35
2.5. Волтамперна характеристика	36
2.6. Ток на насищане (топлинен ток)	38
2.7. Реална волт-амперна характеристика	39
2.8. Влияние на температурата	42
2.9. Максимално допустими параметри	44
2.10. Пробиви	48
2.11. Товарна права и работна точка	51
2.12. Еквивалентни схеми по постоянен ток	53
2.13. Тестване на диода	55
2.14. Работа на диода при малък променлив сигнал	56
2.15. Работа на диода в импулсен режим	62
2.16. Видове диоди	64
2.17. Технологични процеси за производство на полупроводникови елементи с PN преход	82

ГЛАВА 3 БИПОЛЯРНИ ТРАНЗИСТОРИ

3.1. Устройство, принцип на действие и основни зависимости	88
3.2. Статични характеристики на биполярните транзистори. Еквивалентни схеми по постоянен ток в активен режим	101
3.3. Работа на транзистора като усилвател	116

3.4.	Еквивалентни схеми на транзистора при ниски честоти и малък входен сигнал	128
3.5.	Параметри и еквивалентни схеми на транзистора при високи честоти и малък входен сигнал	148
3.6.	Шумове в транзисторите	158
3.7.	Работа на транзистора като електронен ключ	161
3.8.	Максимално допустими параметри и област на безопасна работа при транзисторите	170

ГЛАВА 4 ТИРИСТОРИ

4.1.	Определение и основно предназначение	175
4.2.	Примерна конструкция и условно графично означение	175
4.3.	Свързване и принцип на действие на тиристор	175
4.4.	Характеристики и параметри на тиристорите	179
4.5.	Начини за включване и изключване на тиристорите	183
4.6.	Видове тиристори	184

ГЛАВА 5 ПОЛЕВИ ТРАНЗИСТОРИ

5.1.	Общи сведения	187
5.2.	Полеви транзистори с управляващ PN преход	188
5.3.	MOS транзистори	198
5.4.	Особености на полевите транзистори	234

ГЛАВА 6 ОПТОЕЛЕКТРОННИ ЕЛЕМЕНТИ

6.1.	Определение и класификация на оптоелектронните елементи	236
6.2.	Светодиоди	236
6.3.	Фотоприемници	241
6.4.	Оптрони	252

ГЛАВА 7 ВЪВЕДЕНИЕ В ИНТЕГРАЛНИТЕ СХЕМИ

7.1.	Основни понятия и класификация на интегралните схеми	257
7.2.	Елементи на слойните и хибридните интегрални схеми	260
7.3.	Елементи на биполярните интегрални схеми	262
7.4.	Елементи на MOS интегралните схеми	276

ГЛАВА 8 ДИСПЛЕИ

8.1.	Електронно-лъчева тръба	280
8.2.	Получаване на изображение на екрана на ЕЛТ	283
8.3.	Цветни изображения	285
8.4.	Параметри на ЕЛТ	287
8.5.	Плоски дисплеи	289

Литература	295
------------------	-----

ПРЕДГОВОР

Дисциплината "Полупроводникови елементи" е една от основните дисциплини, които оформят основите на теоретичната и специална подготовка на студентите по електроника, комуникации, компютърна техника, автоматика и информационна техника. Елементната база на тези високо технологични и бурно развиващи се области се променя твърде динамично – до преди десетина години на всеки пет години, след това на три години, сега – на три–шест месеца. В настоящия учебник са включени основните, фундаментални принципи, физически процеси, характеристики, параметри и области на приложение на така наречените "класически" полупроводникови елементи. Познаването на принципа на действието и свойствата им са предпоставка за самостоятелно изучаване и разбиране на новите поколения полупроводникови елементи и интегрални схеми.

В учебника е отразен многогодишният опит на авторите при провеждането на учебните занятия със студентите от специалностите Електроника, Комуникационна техника и технологии, Компютърна техника и технологии, Автоматика, информационна и управляваща техника и други сродни в Техническия университет – София. Независимо от сравнително теоретичния характер на учебната дисциплина авторите са се стремели наред със запазването на изискванията за необходимото теоретично равнище, методичност и педагогичност на изложението на материала да придадат на книгата и значителна практическа насоченост. За тази цел са разработени и приложени редица конкретни примери за определяне на параметрите и характеристиките на реални полупроводникови елементи и практически случаи на приложението им. Така се обръща специално внимание на порядъка, типичните стойности и зони на промяна на основните параметри и областта на безопасна работа на реални елементи и схеми.

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

Авторите

ВЪВЕДЕНИЕ

Основен компонент във всяка радиоелектронна апаратура са електронните и полупроводниковите елементи. Нормалното ѝ действие се определя от техните свойства и от осигуряването на подходящ режим на работата им.

Най-общо според конструктивното си изпълнение елементите, използвани в радиоелектрониката, могат да се разделят на два големи класа – дискретни и интегрални (фиг. 1).

Интегралните схеми са микроелектронни изделия, които съдържат от няколко до милиони свързани помежду си елементи, затворени в миниатюрен корпус като единно цяло. Класификацията им се извършва по различни признаци и критерии, разглеждани в гл. 7.

Дискретните елементи са конструктивно самостоятелни единици. Те обхващат две големи групи – *електронни* и *полупроводникови* елементи, различаващи се по принципа на действие и технология на изготвяне.

Действието на *електронните елементи* се основава на свойствата на електрона при движението му във вакуум или газ под действие на електрическо или магнитно поле. Макар да бележат отминал етап в развитието на електрониката, те все още се използват в области, където показателите им не могат да бъдат достигнати от полупроводниковите елементи. Най-широко приложение намират в *индикаторите*. Актуални техни представители са електроннолъчевите тръби и плазмените дисплеи, които се разглеждат в гл.8.

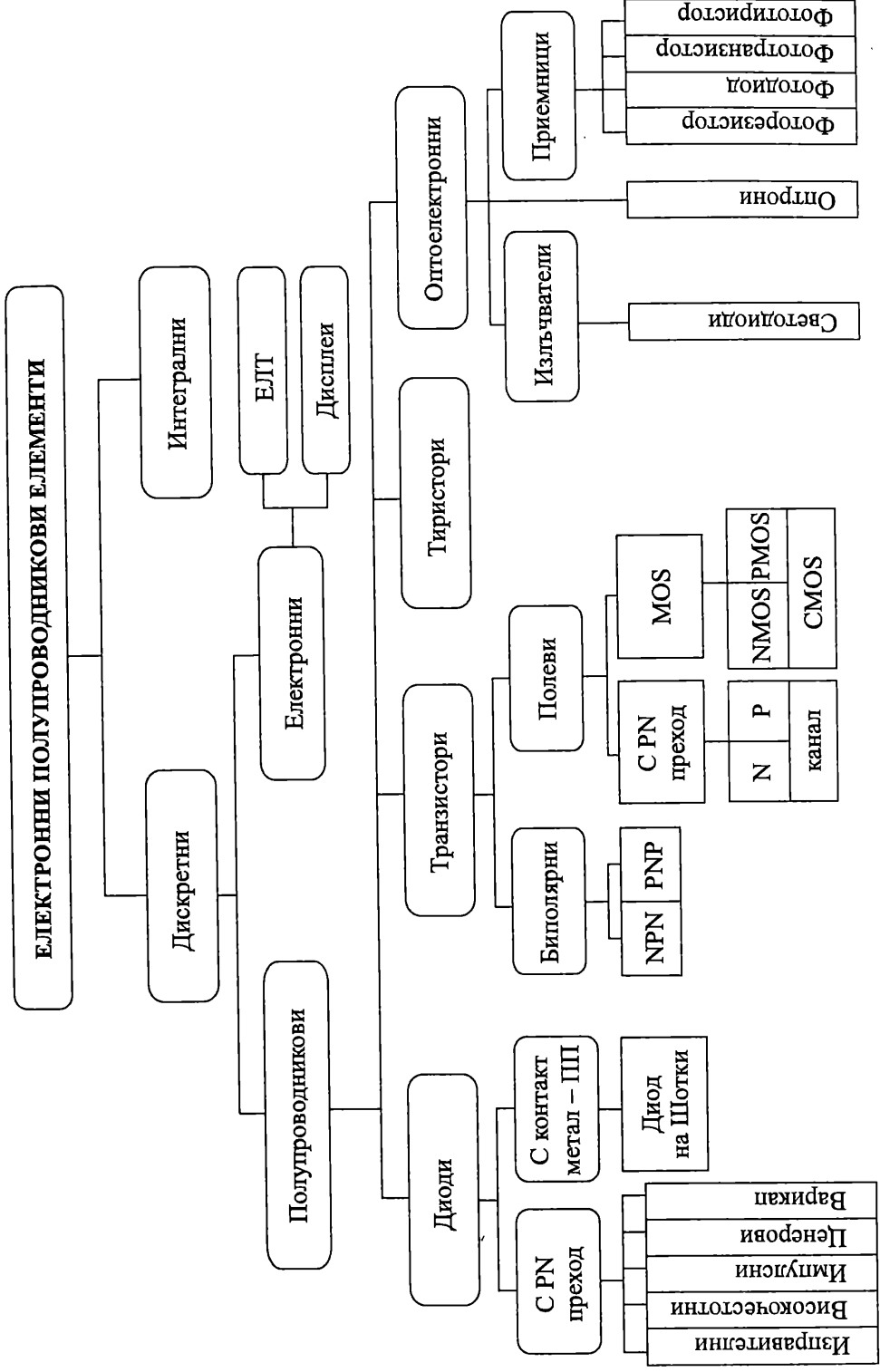
Полупроводниковите елементи имат голямо разнообразие и изключително бурно развитие. Техните характеристики и параметри се определят от свойствата на изграждащите ги материали – полупроводниците, които се разглеждат в гл.1.

Според механизмите на физическите процеси, залегнали в основата на работата им, полупроводниковите елементи се разделят на елементи, в които се използват свойствата на PN прехода, преход метал-полупроводник и полевите ефекти. Във всяка от тези групи има множество представители, по-важните от които са дадени на фиг.1. Тези елементи са в основата на изграждане на всяка електронна апаратура и на техните принципи на действие са посветени глави 2–5.

Съществуват и полупроводникови елементи, които преобразуват други видове енергии (светлинна, топлинна, магнитна, механична и др.) в електрическа и обратно, от които по-обстойно са разглеждани оптоелектронните елементи в гл.6.

Полупроводниковите елементи намират широко приложение за преобразуване и усилване на електрически сигнали, като превключвателни елементи, като преобразуватели на електрическа в други видове енергии и като датчици за различни външни въздействия. Характеристиките и параметрите им зависят от конструктивно-технологичните особености на тяхната полупроводникова структура, от електрическия режим на работа (по постоянен ток, по променлив ток и гранични режими) и от влиянието на външни фактори (температура, облъчване, електрическо поле, магнитно поле, налягане, влага и др.).

Изучаването на принципа на действие на елементите, протичащите в тях физически процеси, характеристиките им, техните параметри и изменението им при промяна на режима и външните въздействия, както и областите на приложение са предмет на курса по полупроводникови елементи.



Полупроводниковите елементи (диоди, транзистори, интегрални схеми и др.) се използват за усилватели, генератори, изправители, цифрови схеми и на практика обхващат всички приложения в областта на електрониката. Характеристиките и параметрите на полупроводниковите елементи зависят в значителна степен от електрофизичните свойства на материалите, използвани за производството им. За да се разбере принципът на действие на тези елементи и изменението на параметрите им от режима и температурата са необходими познания за свойствата на полупроводниците и факторите, които обуславят и променят електрическата им проводимост.

Полупроводниците са група химически елементи със специфични електрически характеристики. Най-широко разпространени са силиций, германий, като силицият се използва в почти всички полупроводникови елементи. За да се разберат процесите, протичащи в полупроводниковите елементи, трябва да се изяснят въпросите за получаване на свободни носители на заряд и факторите, които влияят върху изменението на тяхната концентрация и подвижност.

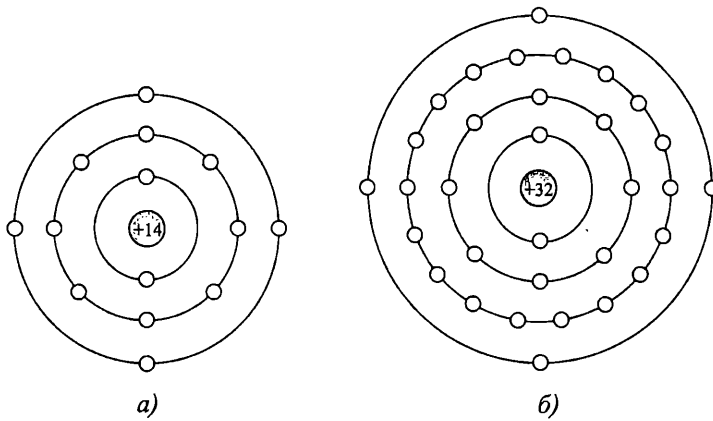
Наименованието полупроводник за материали като силиций и германий показва, че те не са добри проводници като металите, но не са и изолатори. Причина за това е уникалната структура на атома за тези материали, която позволява с прибавяне на примесни елементи да се получат много полезни свойства.

1.1. Структура на силициев и германиев атом

Атомът на всеки материал се състои от ядро и електрони, които обикалят в орбити около него. Ядрото е съставено от положително заредени частици (протони) и неутрални частици (неутрони). Електроните имат отрицателен заряд. Техният брой е равен на броя на протоните в ядрото, така че *атомът като цяло е електронеутрален*.

Електроните се движат на точно определени разстояния от ядрото, на които съответстват конкретни дискретни нива на енергия. Силите на привличане между положително зареденото ядро и отрицателно заредените електрони намаляват с увеличаване на разстоянието от ядрото. Електроните, разположени в по-отдалечени от ядрото орбити, имат по-голяма енергия от тези, намиращи се близо до ядрото. Електроните от най-външната орбита са относително слабо свързани с атома. Те се наричат **валентни електрони** и определят електрическите свойства на материалите.

Силицият (Si) и германият (Ge) са широко използвани полупроводникови материала. Структурата на техните атоми е показана на фиг. 1.1. И двата полупроводника имат по четири валентни електрона, но се различават по броя на протоните. Силицият има 14 положително заредени протона в ядрото си и 14 електрона с отрицателен заряд, разположени в три орбити от по 2, 8 и 4 електрона. В германия електроните са разпределени в четири орбити от 2, 8, 18 и 4 електрона.

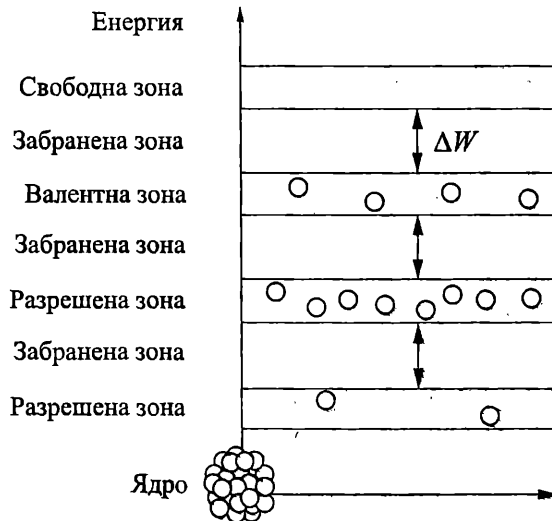


Фиг. 1.1. Силициев и германиев атом
 а – Si атом; б – Ge атом

Валентните електрони в германия са разположени в четвъртата орбита, докато силициевите са по-близо до ядрото. Това означава, че германиевите валентни електрони са на по-високо енергийно ниво от тези в силиция и изискват по-малко количество допълнителна енергия, за да се отделят от атома. Поради тази причина германият е по-нестабилен от силиция при по-високи температури, което е основната причина силицият да е най-широко използваният полупроводников материал.

1.2. Енергийни нива в полупроводници

Електроните в атома се разполагат на точно определени дискретни енергийни нива. В кристала, на всяка орбита около ядрата съответства зона с разрешени нива на енергии, които се заемат от електрони.



Фиг. 1.2. Зонна диаграма на чист силициев кристал

Разрешените зони се разделят със **забранени** зони, в които не съществуват електрони. Зонната диаграма за чист силициев кристал е показана на фигура 1.2. Последните две разрешени зони се наричат **валентната зона** и **свободна (зона на проводимост)**. Тези зони, както и широчината на забранената зона между тях ΔW , са определящи за проводимостта на полупроводниците. При температура на абсолютната нула 0 К валентната зона е изцяло запълнена с електрони, а свободната зона е празна.

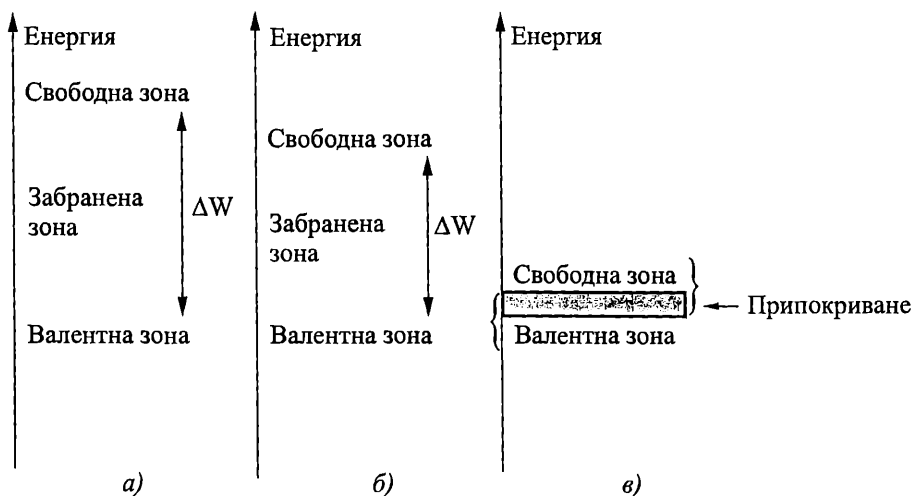
Широчината на забранената зона е важна характеристика на всеки полупроводник. Тя е най-голяма за GaAs (1,43 eV), по-малка за Si (1,12 eV) и най-малка за Ge (0,67 eV), което определя разликата в свойствата и електрическата им проводимост

$$\Delta W_{\text{GaAs}} > \Delta W_{\text{Si}} > \Delta W_{\text{Ge}}$$

1.3. Сравнение на полупроводници, проводници и изолятори

Фигура 1.3 показва съществените различия в зонната структура на изолятори, полупроводници и проводници, които обуславят разликите в тяхната проводимост. Свободната и валентната зони при металите се припокриват и в тях винаги има множество свободни електрони и без прилагане на външна енергия. При изоляторите забранената зона е много широка, което затруднява преминаването на електрон от валентната в свободната зона дори при значително количество енергия.

Чистите полупроводници не са нито изолятори, нито добри проводници, защото токът през материала директно зависи от броя на свободните токоносители. Полупроводниците имат забранена зона и не провеждат електрически ток без да се приложи достатъчно енергия за преодоляването ѝ.



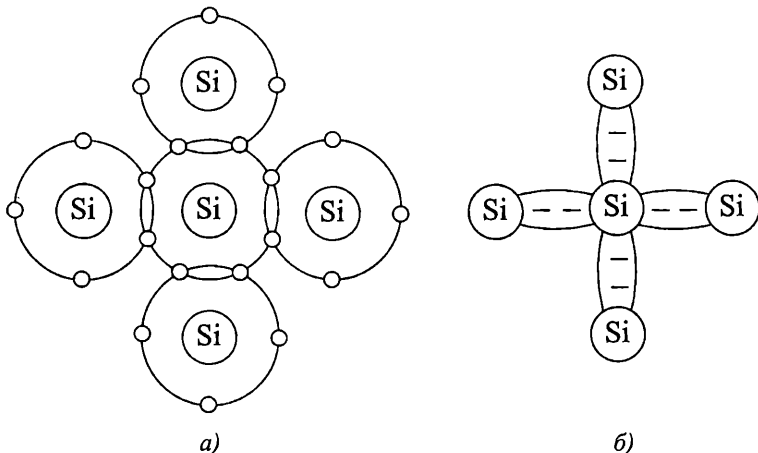
Фиг. 1.3. Зонни диаграми на изолятор, полупроводник и метал
а – изолятор; б – полупроводник; в – метал

1.4. Ковалентни връзки

Когато няколко атома се свързват в молекули, за да формират твърдо тяло, те се подреждат в регулярна структура, наречена **кристал**. Атомите в кристалната структура се задържат заедно посредством **ковалентни връзки**, които се създават при взаимодействие на валентните електрони от няколко съседни атома.

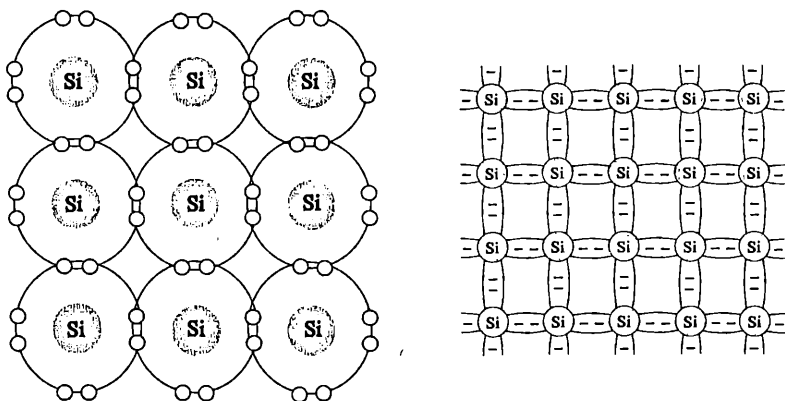
Чист полупроводник без внесени примеси се нарича собствен полупроводник.

В кристалната решетка на собствен силициев кристал се съдържат само силициеви атоми. Всеки един от четирите валентни електрона на силициевия атом формира **ковалентна връзка** с валентен електрон от съседни силициеви атоми, както е показано на фиг. 1.4. Така всеки валентен електрон става общ за два съседни атома. Такава конфигурация се характеризира с голяма химическа стабилност, защото ефективно създава по 8 валентни електрона към всеки силициев атом.



Фиг. 1.4. Формиране на ковалентни връзки в Si

а – двумерно представяне на ковалентни връзки в Si; б – опростено представяне (знаците "-" показват електроните в ковалентната връзка)

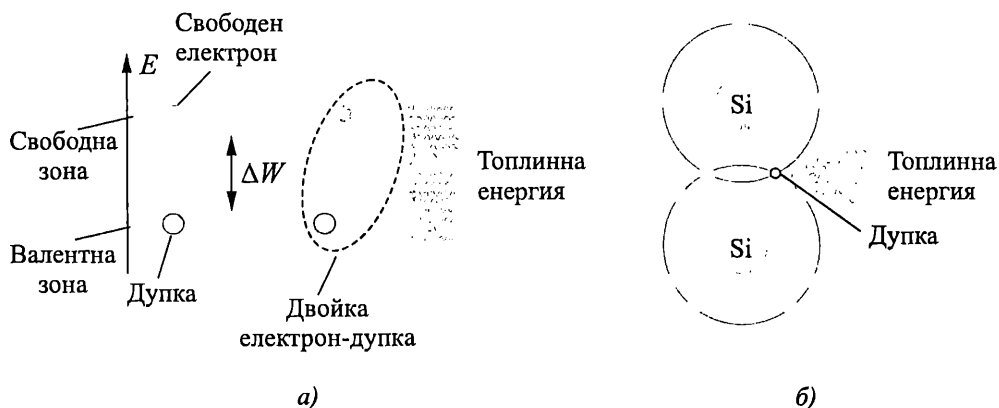


Фиг. 1.5. Структура на Si кристал – ковалентните връзки задържат атомите заедно в кристала

Разпределението на валентни електрони между съседни атоми създава ковалентни връзки, които задържат атомите заедно в кристала. Структурата на силициев кристал с ковалентните връзки между атомите в кристала са показани на фиг. 1.5.

1.5. Формиране на токоносителите в собствен полупроводник

При 0 К (абсолютна нула) в собствен полупроводник няма свободни носители за заряд. При стайна температура (300 К), топлинната енергия е достатъчна за някои валентни електрони от валентната зона на силициевия кристал да преодолеят ширината на забранената зона и да достигнат свободната зона. Електроните в свободната зона не са свързани с атома. Те стават **свободни** носители на заряд, които могат да се движат между атомите в кристалната решетка. Този процес е илюстриран на зонната диаграма на фиг. 1.6а.



Фиг. 1.6. Създаване на двойка електрон-дупка в силициев кристал
а – междузонни преходи; б – разкъсване на ковалентна връзка

Когато електрон премине в свободната зона, във валентната зона остава празно място – дупка с еквивалентен положителен заряд. Този процес е еквивалентен на разкъсване на ковалентни връзки, при което електронът се откъсва от атома и става свободен, оставяйки в нарушената ковалентна връзка празно място – дупка (фиг. 1.6б).

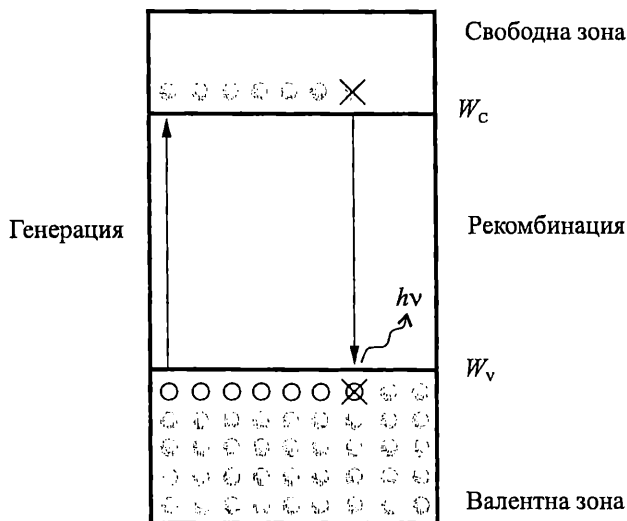
Процесът на формиране на двойка свободни носители на заряд – електрон и дупка, под действие на допълнителна енергия, се нарича генерация. В резултат на термогенерацията винаги се създават двойка токоносител с противоположни заряди и равни концентрации:

$$n_i = p_i,$$

където с n_i и p_i са означени съответно концентрацията на електрони и дупки в собствен полупроводник. (Индексът i се отнася за собствен полупроводник.)

Когато електрон от свободната зона загуби енергия и се върне обратно във валентната зона на вакантно ниво там, "изчезват" свободните носители електрон

и дупка и се възстановява ковалентната връзка. Този процес се нарича **рекомбинация** и е свързан с отделяне на енергия.



Фиг. 1.7. Генерация и рекомбинация на носители на заряд

Процесите на генерация и рекомбинация са илюстрирани на фиг. 1.7. С W_V и W_C са означени съответно енергийните нива на тавана на валентната зона и дъното на свободната зона.

1.5.1. Термодинамично равновесие. Собствена концентрация

При неизменна температура настъпва **термодинамично равновесие** между процесите на генерация и рекомбинация и в чистия полупроводник, за съответната температура, се установява постоянна концентрация, наречена **собствена концентрация**.

За дадената температура и определен полупроводников материал собствената концентрация е постоянна величина.

$$(1.1) \quad n_i \cdot p_i = n_i^2 = \text{const.}$$

Собствената концентрация на токоносителите зависи само от температурата и от широчината на забранената зона.

Пример

Да се определи съотношението между собствените концентрации за Ge, Si и GaAs като се обясни причината за разликите в собствените концентрации на отделните полупроводници.

Решение

При чистите полупроводници носителите на заряд се формират при разкъсване на ковалентни връзки, при което се създават равен брой електрони и дупки. За този процес е необходима енергия, която се набавя от околната темпе-

ратура. При фиксирана температура, количеството на създадените собствени носители на заряд силно зависи от широчината на забранената зона на съответния полупроводник, тъй като за да се създаде свободен електрон, на него му е необходима енергия за преодоляване на забранената зона. Колкото по-тясна е забранената зона, толкова по-голям е броят на възникналите свободните носители за дадената температура. Като се има предвид, че $\Delta W_{\text{GaAs}} > \Delta W_{\text{Si}} > W_{\text{Ge}}$, за отношението на собствените концентрации на Ge, Si и GaAs се получава:

$$n_{i\text{Ge}} > n_{i\text{Si}} > n_{i\text{GaAs}}$$

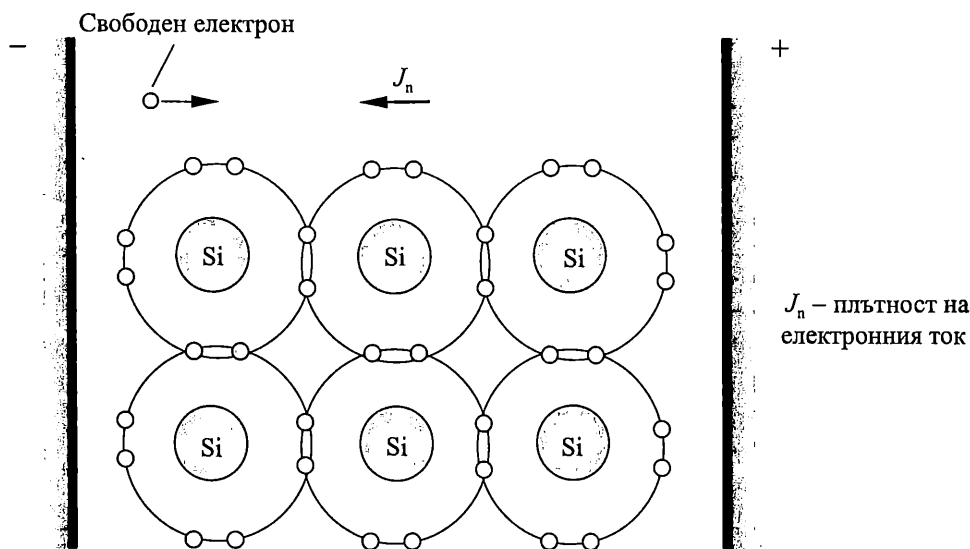
Следователно, концентрацията на носителите на заряд в собствен полупроводник се намалява с нарастване на широчината на забранената зона. Незначителната разлика в широчината на забранените зони за Ge, Si и GaAs довежда до различие на собствените им концентрации с няколко порядъка за стайна температура – $n_i = 2,5 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ за Ge, $n_i = 1,45 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ за Si, $n_i = 1,5 \cdot 10^6 \text{ cm}^{-3}$ за GaAs.

Собствената концентрация много силно зависи от промяната на температурата, защото при увеличението ѝ нараства енергията и способността на електроните да се отделят от атома.

Електроните и дупките са подвижни частици. Те могат да променят енергията си и да се преместват между възлите на кристалната решетка под въздействие на електрическо поле, т. е. да участват в протичането на ток. Затова се наричат **токоносители**.

1.6. Електронен и дупчест ток

Когато се приложи напрежение към силициев кристал (фиг. 1.8) топлинно генерираните електрони в свободната зона се придвижват свободно в кристала под действие на електрическото поле и се привличат от положителния полюс.

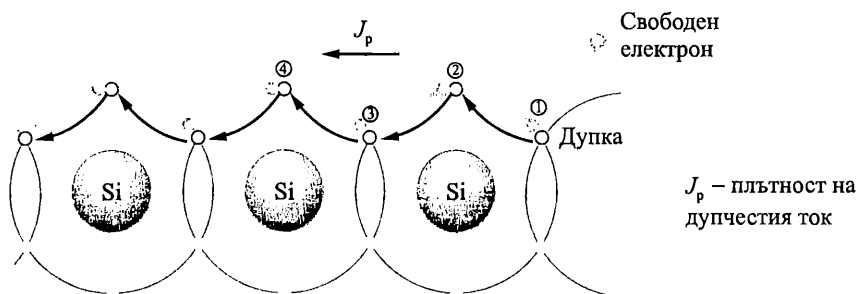


Фиг. 1.8. Електронен ток

В случая електронът се движи от ляво на дясно. Насоченото движение на електроните под действие на електрическото поле създава **електронната съставка на тока** J_n в полупроводника, където J_n представлява плътността на тока. **Посоката на електронния ток е противоположна на физическото движение на електроните в кристала.**

Електроните от валентната зона са свързани с ядрото на атома и не могат да се движат свободно в кристала. Обаче, с малка промяна в енергията, те могат да заемат мястото на съседна дупка, оставяйки дупка там, откъдето са тръгнали. По този начин дупките се придвижват в кристала ефективно (не физически), създавайки **дупчестата компонента на тока** J_p , където J_p е плътността на тока.

Идеята за движение на дупките е илюстрирана на фиг. 1.9. Да предположим, че електрон напуска ковалентната връзка (в позиция 1) и там се формира дупка. Ако валентен електрон от запълнена ковалентна връзка в позиция 2 се премести в позиция 1, тогава там се възстановява ковалентната връзка и дупката се премества в позиция 2. Аналогично електрон от позиция 3 може да запълни ковалентната връзка в позиция 2 като дупката се премества в позиция 3 и т. н.



Фиг. 1.9. Дупчест ток

Посоката на движение на дупките е противоположна на тази на електроните. Когато електрон се премества от ляво на дясно, запълвайки дупка, той оставя след себе си нова дупка. Това ефективно може да се разглежда като движение на дупките от дясно на ляво. Ефективното движение на дупките е показано на фигурата със стрелки. **Посоката на дупчестия ток J_p съвпада с движението на положителните токоносители и следователно и с приетата техническа посока на тока.**

1.7. Примесни полупроводници

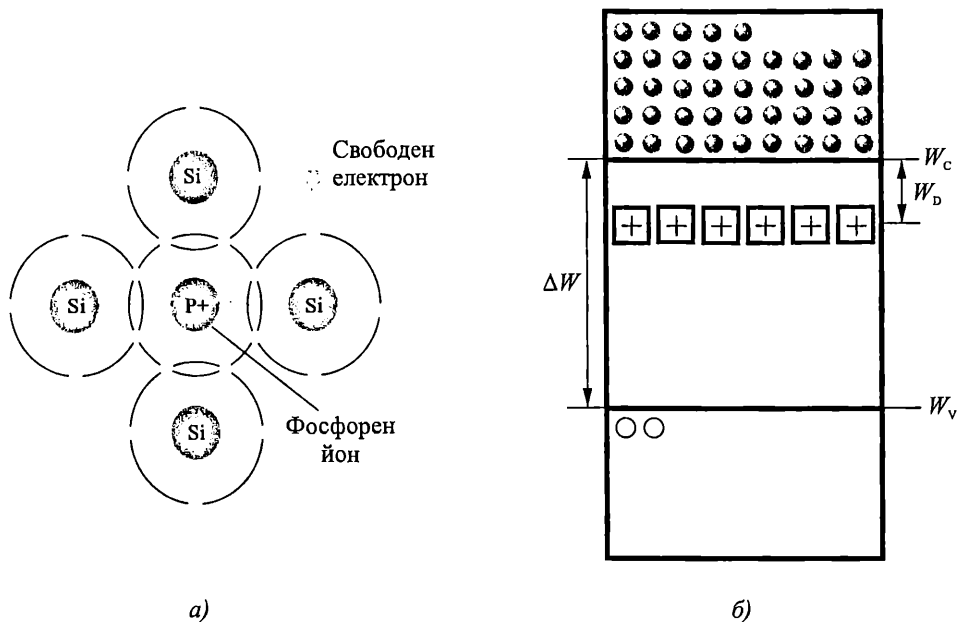
В собствен полупроводник при стайна температура има незначителен брой свободни токоносители. При това техният брой, и респективно големината на тока, силно зависят от изменение на температурата. Поради тези причини чистите полупроводници не се използват за направа на полупроводникови елементи.

Проводимостта на силиция и германия може да се увеличи драстично чрез добавяне на примеси към чистия полупроводников материал. Този процес се нарича **легиране**. **Полупроводник, електрическите характеристики на който се определят от наличието на примеси, се нарича примесен.** В примесните полупроводници свободните токоносители се появяват предимно за сметка на йонизация на примесни атоми. Част от токоносителите, в зависимост от външните ус-

ловия, се образуват и в резултат от нарушаване на ковалентни връзки в атомите на основния материал. Примесите могат да бъдат от *донорен* или *акцепторен* тип.

1.7.1. Формиране на токоносители в *N*-тип полупроводник

Примеси от **5-та валентност** – арсен (As), фосфор (P), антимон (Sb) се наричат **донори**, защото отдават един от валентните си електрони си към полупроводниковия кристал. Четири от валентните електрони на донорния атом (As) образуват ковалентни връзки със съседни силициеви атоми. Петият електрон, който не участва в ковалентна връзка, остава слабо свързан с ядрото и при незначително количество енергия лесно се отделя от атома и може свободно да се придвижва в кристала – става **свободен електрон**. Когато петият електрон се отдели от донорния атом, последният става положително зареден **йон**, свързан в кристалната решетка. Процесът е илюстриран на фигура 1.10а.



Фиг. 1.10. Формиране на токоносители в *N*-тип полупроводник
а – йонизация на примесите; б – зонна диаграма с донорни нива

Броят на свободните електрони се определя от броя на въведените примеси в кристалната структура и може точно да се контролира. Ако $N_D \gg n_i$, именно концентрацията на примесите определя концентрацията на токоносителите в кристала. Обикновено $N_D = 10^{15} - 10^{20} \text{ cm}^{-3}$.

Енергийните нива на донорите W_D се намират в забранената зона под дъното на свободната зона (фиг. 1.10б). В полупроводник с въведени донорни примеси, електроните се формират при **йонизация на примесите**. Тъй като $W_D < \Delta W$, този процес изисква много малко енергия и предизвиква появата само на един тип токоносители – електрони в зоната на проводимост и не е свързан с появата на дупки във валентната зона.

Фиксирани заряди на йоните в примесен полупроводник

Когато свободен електрон се отдели от донорния атом, последният се превръща в положително зареден йон. Полупроводникът остава електронеутрален. Независимо че имат заряд, йоните не участват при формиране на тока, защото са свързани в кристалната решетка и не могат да се движат. Йоните са **фиксираны заряди** в примесния полупроводник. Те играят важна роля, защото осигуряват контактен потенциал, който позволява формиране на *PN* преход при контакт между *N*- и *P*-тип полупроводник.

Основни и неосновни токоносители

Йонизацията на донорите довежда до образуване само на един тип токоносители – свободни електрони в зоната на проводимост. Те са доминиращият тип токоносители и се наричат **основни токоносители**, а полупроводникът – *N* тип полупроводник. Означението *N* идва от отрицателния (negative), заряд на електроните. За стайна температура всички примеси са йонизирани и концентрацията на електроните (*n*) в *n*-тип полупроводник n_{no} е равна на концентрацията на донорните примеси N_D .

$$n_{no} = N_D,$$

където индексът 0 се отнася за термодинамично равновесие (постоянна температура).

Концентрацията на основните токоносители не зависи от температурата в нормалния температурен обхват на експлоатация на полупроводниковите елементи.

При достатъчна енергия, надвишаваща широчината на забранената зона, могат да се разкъсат ковалентни връзки и тогава във валентната зона се създават незначителни количество дупки, наречени **неосновни токоносители**. Те се създават чрез термогенерация. Концентрацията на дупки (*p*) в *n*-тип полупроводник – p_{no} рязко се повишава с нарастване на температурата.

В примесен полупроводник произведението от концентрацията на основните и неосновни токоносители за дадена температура е постоянна величина, равна на квадрата на концентрацията на токоносителите в собствен полупроводник.

$$(1.2) \quad n_{no} p_{no} = n_i^2 = \text{const.}$$

Тази зависимост се нарича **закон за действие на масите**.

Пример

В Si ($n_i = 1,5 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$) са внесени донорни примеси с концентрация $N_D = 1,5 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$. Да се определи концентрацията на основните и неосновни токоносители при стайна температура. Ще се измени ли концентрацията на неосновните токоносители ако полупроводникът се легира по-силно ($N_D = 5 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$)?

Решение

Концентрацията на основните токоносители е равна на концентрацията на внесените примеси $n_{no} = N_D = 1,5 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$.

Концентрацията на неосновните токоносители се определя от закона за действие на масите:

$$p_{\text{но}} = \frac{n_i^2}{n_{\text{но}}} = \frac{n_i^2}{N_D} = \frac{(1,5 \cdot 10^{10})^2}{1,5 \cdot 10^{15}} = 1,5 \cdot 10^5 \text{ cm}^{-3}.$$

Ако се увеличи количеството на примесите, концентрацията на неосновните токоносители е:

$$p_{\text{но}} = \frac{n_i^2}{n_{\text{но}}} = \frac{n_i^2}{N_D} = \frac{(1,5 \cdot 10^{10})^2}{5 \cdot 10^{17}} = 4,5 \cdot 10^2 \text{ cm}^{-3}.$$

Следователно, концентрацията на неосновните токоносители в примесен полупроводник е по-малка от концентрацията на токоносителите в собствен полупроводник и намалява с увеличаване на количеството на внесените примеси.

Температура на собствена проводимост за примесен полупроводник

Зависимостта на концентрацията на токоносителите от температурата поставя ограничение на температурния обхват на използване на полупроводниковите елементи. Нормалният работен обхват се характеризира с концентрация на основните токоносители, значително превишаваща тази на неосновните –

$$n_{\text{но}} \gg p_{\text{но}}, \text{ като } n_{\text{но}} = N_D.$$

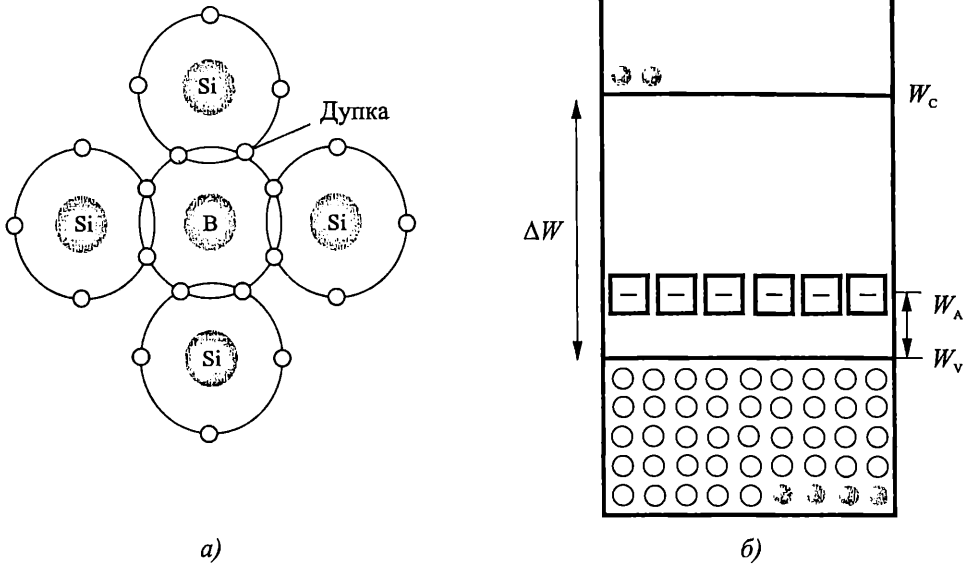
При значително повишаване на температурата започва интензивна генерация на двойки електрон-дупка и тяхното количество може да надвиши N_D . В този случай $n_{\text{но}} \approx p_{\text{но}}$ и концентрацията на токоносителите престава да се определя от количеството внесени примеси и започва силно да се изменя при повишаване на температурата. Температурата T_i , при която примесният полупроводник започва да се проявява като собствен, се нарича температура на собствената проводимост или критична температура. Тази температура зависи от широчината на забранената зона и концентрацията на примесите. Критичната температура расте с увеличаване на концентрацията на примесите и с увеличаване широчината на забранена зона. За Ge тя е 75–85 °C, а за Si – 150–170 °C.

1.7.2. Формиране на токоносители в P-тип полупроводник

Примеси от трета валентност – бор (B), алуминий (Al), галий (Ga) се наричат акцептори, защото приемат един електрон от съседен атом и така оставят дупка (празно място) в полупроводниковия кристал.

При въвеждане на акцепторен атом (например бор) в кристалната решетка на силиций, трите валентните електрони на бора формират ковалентни връзки със съседни силициеви атоми. Недостигащият електрон в ковалентната връзка може да се разглежда като свободен положителен заряд, наречен дупка (фиг. 1.11a). Броят на дупките е равен на броя на въведените акцепторни атоми.

Енергийните нива на акцепторите W_A са разположени по-близо до валентната зона (фиг. 1.11б). Йонизацията на примесите изисква много малко енергия ($W_A < \Delta W$). Този процес предизвиква появата само на един тип токоносители – дупки във валентната зона и не е свързан с появата на електрони в зоната на проводимост.



Фиг. 1.11. Формиране на токоносители в примесен P -полупроводник
 а – йонизация на примесите; б – зонна диаграма с акцепторни нива

Дупките могат да се придвижват под действие на приложено напрежение и да участват при формиране на тока.

При достатъчна енергия, чрез термогенерация, в примесния полупроводник се създават и нищожно количество електрони в свободната зона. Тяхната концентрация силно зависи от температурата и широчината на забранената зона.

Основни и неосновни токоносители в P полупроводник

Преобладаващата част от токоносителите в кристал, легиран с акцепторни атоми, са дупките. Дупките са **основни токоносители**, а полупроводникът – е от P -тип полупроводник (от положителния – positive, заряд на токоносителите). За стайна температура всички примеси са йонизирани и концентрацията на дупките (p) в P -тип полупроводник p_{po} е равна на концентрацията на акцепторните примеси N_A .

$$p_{po} = N_A,$$

където индексът 0 се отнася за термодинамично равновесие (постоянна температура).

Неосновни токоносители в P -тип полупроводник са електроните. Те са формиранни при термогенерация от разкъсване на ковалентни връзки в резултат на топлинна енергия. Тяхната концентрация $n_{po} \ll p_{po}$ и се определя от закона за действие на масите за P полупроводник.

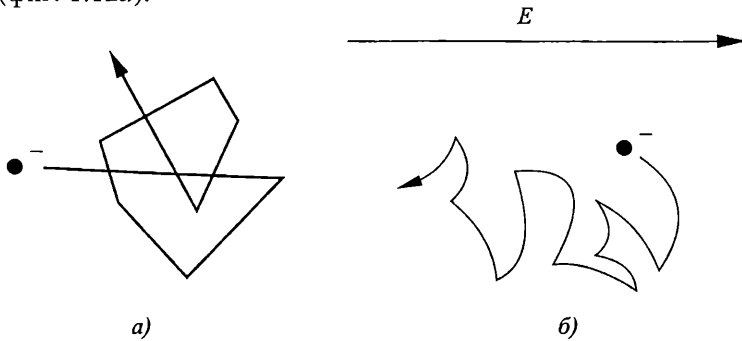
$$(1.3) \quad p_{po} n_{po} = n_i^2 = \text{const.}$$

При прилагане на напрежение насоченото движение на основните токоносители създават относително голям ток в полупроводника (от порядъка на мили-

ампери или ампера). В обратна посока на този ток се формира токът от неосновните токоносители, който е много малък (от порядъка на микроампери и по-малък). Този ток силно нараства при увеличаване на температурата, тъй като броят на неосновните токоносители силно нараства при повишаване на температурата.

1.8. Дрейфово движение на токоносителите

При термодинамично равновесие токоносителите извършват хаотично **топлинно движение** като при това се сблъскват с трептящите атоми във възлите на кристалната решетка и изпитват влияние от електрическото поле на йоните на примесите. Тези фактори възпрепятстват движението на токоносителите като ги разсейват (фиг. 1.12а).



Фиг. 1.12. Движение на токоносителите
а – топлинно движение; б – дрейфово движение

При прилагане на електрическо поле към хаотичното топлинно движение на токоносителите се наслагва насочено движение, обусловено от действието на полето. В резултат токоносителите се движат със средна насочена скорост в електрическото поле, която се нарича **дрейфова скорост** v_E , а движението на токоносителите под действие на полето – **дрейфово** (фиг. 1.12б).

1.8.1. Подвижност на токоносителите

Зависимостта на дрейфовата скорост от напрежнатостта на електрическото поле E се дава с израза:

$$(1.4) \quad v_E = \mu E$$

Параметърът μ , свързващ дрейфовата скорост на токоносителите с интензитета на електрическото поле, се нарича **подвижността на токоносителите** и е важен параметър за полупроводниците. Тя се определя като **средна насочена скорост в електрическо поле с интензитет 1 V/cm и се измерва в $\text{cm}^2/\text{V.s}$** . Върху стойността ѝ влияят главно два фактора – хаотичното топлинно трептене на атомите на решетката и електрическото поле на йоните на примесите, защото те пораждат разсейване на токоносителите чрез изменение в скоростта и посоката на движението им.

Колкото е по-голяма подвижността на токоносителите, толкова по-висока е скоростта на движението им, а оттам и бързодействието на полупроводниковите елементите. За всички материали подвижността на електроните е по-голяма от подвижността на дупките или

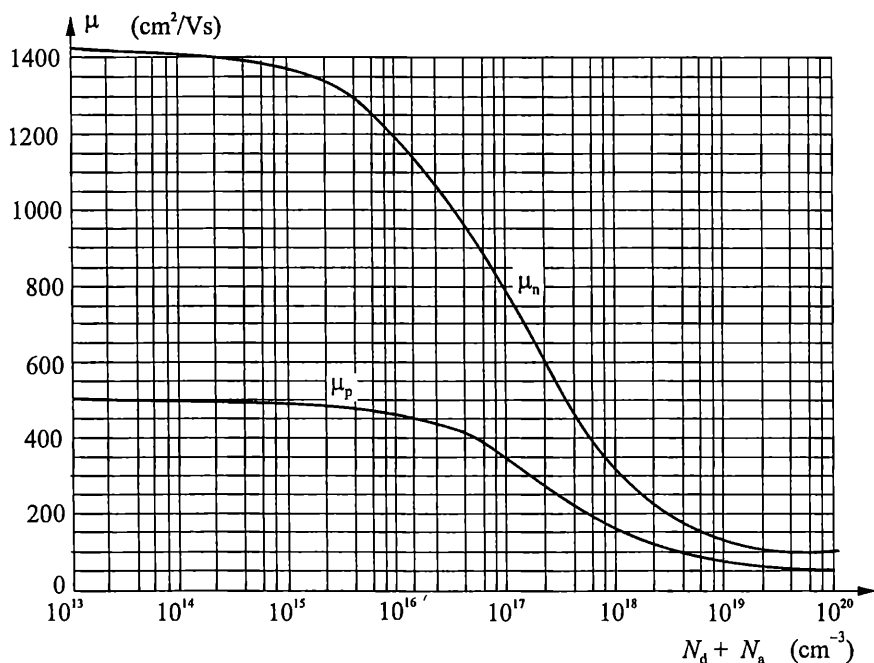
$$\mu_n > \mu_p.$$

Затова по-добри честотни свойства имат елементи, които използват електрони за пренасяне на заряда – например NPN транзистор спрямо PNP, N -канален MOS транзистор спрямо P -канален и др. Подвижността на електроните в GaAs е близо 8 пъти по-голяма от тази в Si и 3 пъти по-голяма от тази в Ge. Това определя използването на GaAs за направа на полупроводникови елементи за свръх-високи честоти.

По повърхността на кристала съществуват дефекти в кристалната решетка, йонни включения и др., които довеждат до значително намаление на подвижността на токоносителите по повърхността μ_s спрямо тази в обема μ_v . За отчитане на тези фактори се въвежда *ефективна подвижност* на токоносителите μ_{eff} , която е от особено значение за MOS транзисторите, тъй при тях процесите се развиват в при повърхностния слой на полупроводника.

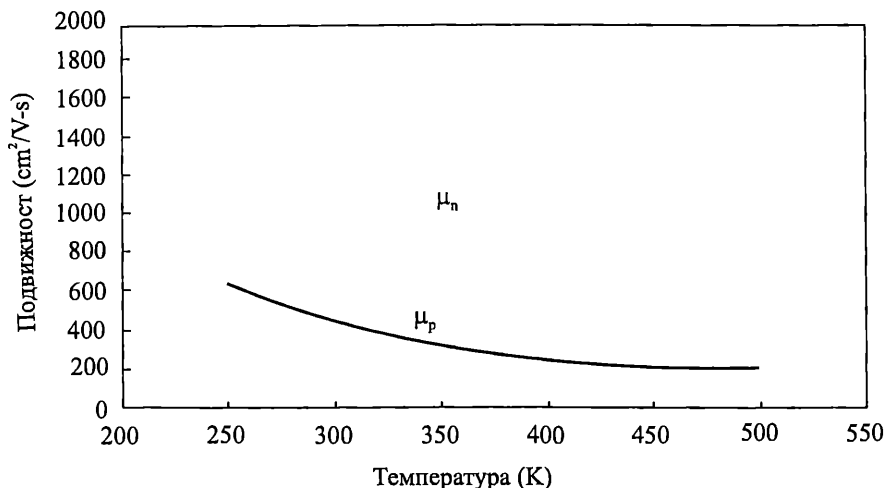
Подвижността на токоносителите зависи от концентрацията на примесите, температурата и напрегнатостта на електрическото поле.

С увеличаване на концентрацията на примесите подвижността намалява (фиг. 1.13). При наличие на двата типа примеси в полупроводника подвижността зависи от сумарната концентрация на въведените примеси $N_D + N_A$.



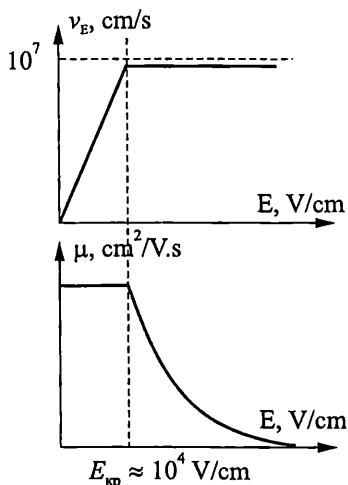
Фиг. 1.13. Зависимост на подвижността на токоносителите в Si от концентрацията на примесите ($T = 300\text{ K}$)

В нормалния температурен обхват ($-50\text{ }^{\circ}\text{C} \div +100\text{ }^{\circ}\text{C}$) с повишаване на температурата подвижността намалява. Фиг. 1.14 визуализира зависимостта на подвижността на електроните и дупките от температурата при концентрация на примесите 10^{16} cm^{-3} .



Фиг. 1.14. Зависимост на μ_n и μ_p от температурата ($N = 10^{16}\text{ cm}^{-3}$)

При слаби полета подвижността на токоносителите не зависи от интензитета на полето, защото дрейфовата скорост е много по-малка от скоростта на хаотичното топлинно движение. С увеличаването на интензитета на полето дрейфовата скорост нараства (фиг. 1.15а). При определена критична стойност $E_{кр}$, дрейфовата скорост на токоносителите достига стойност на насищане и подвижността на токоносителите започва да намалява с увеличаване интензитета на полето (фиг. 1.15б).



Съвременните полупроводникови елементи имат субмикронни размери и работят при напрегнатости на полето по-големи от критичната, което налага отчитане на насищането на дрейфовата скорост и намаляване на подвижността на токоносителите с увеличаване интензитета на полето.

Фиг. 1.15. Зависимост на дрейфовата скорост и подвижността на токоносителите от интензитета на полето

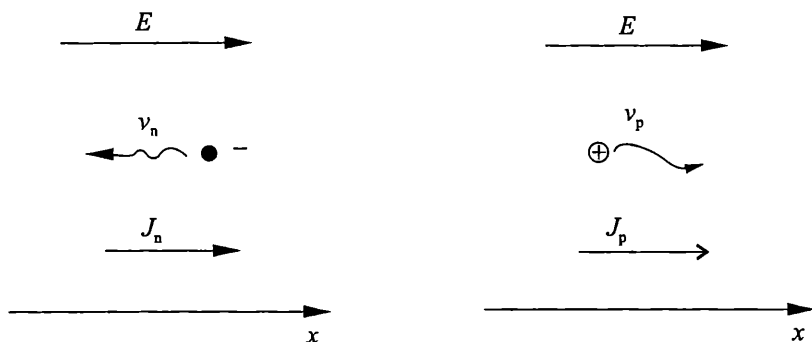
1.9. Дрейфов ток

Електропроводимостта се обуславя от движението на свободни токоносители под действие на електрическо поле. Плътноста на тока J се определя от заряда, пренесен от токоносителите за единица време през единица сечение.

За електронната J_{nE} и дупчестата J_{pE} съставки на дрейфовия ток се получава:

$$(1.5) \quad \begin{aligned} J_{nE} &= -qnv_{En} = qn\mu_n E \\ J_{pE} &= qp v_{Ep} = qp\mu_p E \end{aligned}$$

Електроните имат отрицателен заряд и се преместват в направление, противоположно на полето, а дупките – по посока на полето, поради което дрейфовите съставки и за двата типа токоносители имат положителен знак (фиг. 1.16).



Фиг. 1.16. Посоки на движение на токоносителите и посока на тока

Общият дрейфов ток е сума от електронната J_{nE} и дупчестата J_{pE} съставки:

$$(1.6) \quad J = J_{nE} + J_{pE} = q\mu_n n E + q\mu_p p,$$

1.9.1. Специфична електропроводимост

Уравнение (1.6) може да се запише като

$$J = (q\mu_n n + q\mu_p p)E = \sigma E = \frac{E}{\rho},$$

където σ е **специфичната електропроводимост** [$\Omega^{-1} \cdot \text{cm}^{-1}$] на полупроводника. Тя има две съставки – електронна σ_n и дупчеста σ_p , които се определят от концентрацията на токоносителите и от тяхната подвижност.

$$\sigma = \sigma_n + \sigma_p = q\mu_n n + q\mu_p p.$$

Главната ѝ съставка е свързана с *основните токоносители*, докато съставката, определена от неосновните токоносители, е несъществена. За N полупроводник $\sigma = \sigma_n$, а за P полупроводник $\sigma = \sigma_p$.

Обикновено степента на легиране се изразява чрез *специфичното съпротивление* ρ [$\Omega \cdot \text{cm}$], което е обратно пропорционално на специфичната електропроводимост

$$(1.7) \quad J = \sigma E = \frac{E}{\rho}.$$

Тогава

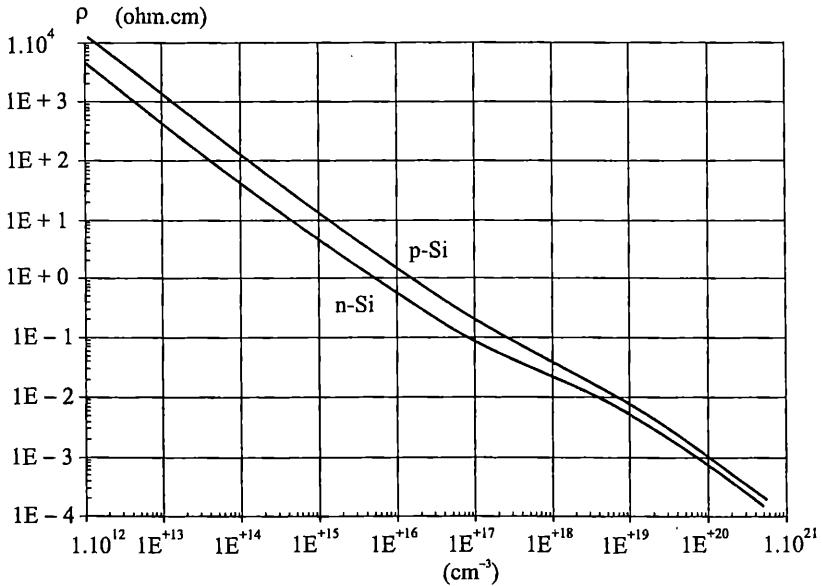
$$\rho = \frac{1}{q\mu_n n + q\mu_p p}.$$

За N -тип и P -тип полупроводник изразите за специфичните им съпротивления съответно са:

(1.8)

$$\rho_n \cong \frac{1}{q\mu_n N_D} \text{ и } \rho_p \cong \frac{1}{q\mu_p N_A}.$$

В зависимост от степента на легиране (количество въведени примеси), специфичното съпротивление може да се измени с 6–9 порядъка, както се вижда от фиг. 1.17.



Фиг. 1.17. Зависимост на специфичното съпротивление за Si при 300 K от концентрацията на примесите

👁 Пример

Да се определи специфичното съпротивление за Si при 300 K, ако:

1. $N_D = 3 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$, $\mu_n \approx 1000 \text{ cm}^2/\text{V.s.}$ ($q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$)

Решение

$$\rho_n \cong \frac{1}{q\mu_n N_D} = \frac{1}{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 1000 \cdot 3 \cdot 10^{16}} = 0,21 \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$$

2. $N_D = 3 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, $\mu_n \approx 500 \text{ cm}^2/\text{V.s.}$

Решение

$$\rho_n \cong \frac{1}{q\mu_n N_D} = \frac{1}{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 500 \cdot 3 \cdot 10^{17}} = 0,042 \text{ } \Omega \cdot \text{cm}.$$

Следователно с повишаване концентрацията на примесите специфичното съпротивление на примесен полупроводник намалява.

Пример

Към N Si е приложено електрическо поле с напрегнатост $E = 1$ V/cm. Да се определи плътността на дрейфовия ток, ако при 300 K $N_D = 3 \cdot 10^{16}$ cm $^{-3}$, $\mu_n \approx 1000$ cm 2 /V.s. ($q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C).

Решение

За N полупроводник електроните са основни токоносители и концентрацията им за стайна температура е равна на концентрацията на въведените примеси. Тогава за плътността на тока се получава:

$$J_{nE} = q\mu_n nE = 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 1000 \cdot 3 \cdot 10^{16} \cdot 1 \cdot 10^3 = 4,8 \cdot 10^3 \text{ A/cm}^2.$$

1.10. Дифузно движение. Дифузен ток

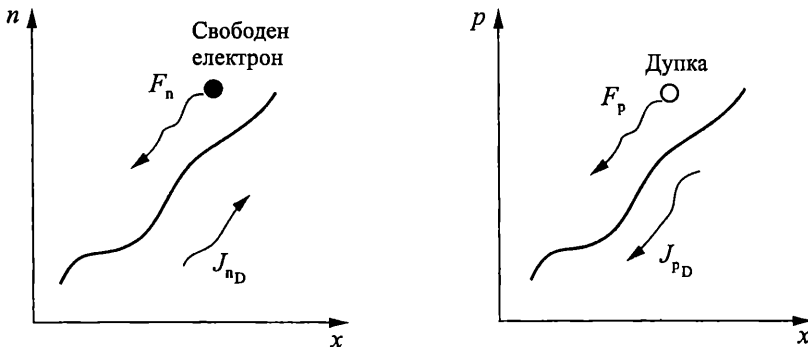
Носителите се придвижват в кристала под действие на възникнал в обема градиент (dn/dx) на концентрацията на носителите. Дифузията е процес на изравняване на концентрациите на токоносителите в обема на кристала при хаотичното им движение.

Потокът на токоносителите F при дифузното им движение се определя от броя на токоносителите, които преминават за единица време през единица сечение [cm $^{-2}$.s $^{-1}$]. Той е пропорционален на градиента на концентрацията на токоносителите:

$$F_n = -D_n \frac{dn}{dx}, \quad F_p = -D_p \frac{dp}{dx},$$

където D_n и D_p са коефициенти на дифузия за електроните и дупките [cm 2 /s].

Дифузията винаги се осъществява в посока на намаляване на концентрацията ($dn/dx < 0$ и $dp/dx < 0$), както се вижда от фиг. 1.18.



Фиг. 1.18. Посока на токоносителите при дифузното им движение и посока на дифузия ток

Плътността на дифузия ток се определя от произведението на заряда и потока на токоносителите при дифузионното им движение.

$$(1.9) \quad J_{nD} = qD_n \frac{dn}{dx} \quad \text{и} \quad J_{pD} = -qD_p \frac{dp}{dx}.$$

Знакът минус пред дифузната съставка на тока J_{pD} се дължи на положителния заряд на дупките.

Връзката между двете основни константи при дифузното и дрейфово движение на токоносителите се дава с **уравнението на Айнщайн**:

$$(1.10) \quad D = \varphi_T \cdot \mu$$

$D_n = \varphi_T \cdot \mu_n$ за N полупроводник $D_p = \varphi_T \cdot \mu_p$ за P полупроводник

Температурният потенциал φ_T се определя от формулата:

$$(1.11) \quad \varphi_T = \frac{kT}{q} \approx \frac{T}{11600},$$

където T е температурата по Келвин, k константа на Болцман, а q е зарядът на електрона. За стайна температура (300 K) $\varphi_T = 0,0258$ V.

1.11. Време на живот на неосновните токоносители

При липса на външни въздействия (осветяване, електрическо поле и др.) концентрацията на електрони и дупки в полупроводника напълно се определя от температурата, широчината на забранената зона и концентрацията на примесите. Тази така наречена равновесна концентрация на токоносителите се определя от термодинамичното равновесие на процесите на рекомбинация и генерация на носители на заряд.

Генерация на токоносители може да се осъществи не само при повишаване на температурата, но и под действие на друг вид енергия – например облъчване, рентгенови и гама-лъчи, силно електрическо поле и др. Спецификата на тези фактори в сравнение с нагриването се изразява в локалното им действие. Под влияние на облъчване на част от N полупроводник със светлинен поток, поради генерацията на нови токоносители, в определени области на полупроводника се създават **неравновесни концентрации** на електрони n_n и на дупки p_n , които превишават равновесните за дадена температура.

$$n_n = n_{no} + \Delta n; \quad p_n = p_{no} + \Delta p.$$

Абсолютните нарастъци на разноименните токоносители са равни ($\Delta n = \Delta p$) и се наричат **добавъчни концентрации**. Кристалът остава *електронеутрален*.

В N полупроводник основните носители многократно превишават неосновните и относителното им изменение в резултат на облъчването е нищожно спрямо това на неосновните.

След прекратяване на облъчването се засилва рекомбинацията като вътрешна реакция на системата за връщане към термодинамично равновесие. **Времето на живот** на неосновните токоносители (τ_p за N полупроводник или τ_n – за P полупроводник) е средният промеждутък от време от момента на генерация на неравновесните токоносители до изчезването им поради рекомбинацията.

Времето на живот τ може да се разглежда като времеконстанта на преходния процес при преминаване от неравновесно в равновесно състояние и характеризира скоростта на намаляване на токоносителите поради рекомбинацията.

Параметрите τ_p и τ_n са едни от основните в примесните полупроводници. Те оказват влияние върху обратния ток на диодите, усилването на биполярни транзистори, честотните свойства и др. С намаляване на времето на живот честотните свойства се подобряват.

При появата на неравновесни токоносители в кристала се създава градиент на концентрацията и започва дифузионно движение.

Дифузната дължина L е средното разстояние, на което се преместват токоносителите за времето на живот, дифундирайки под действие на градиента на концентрацията. Тя е свързана с коефициента на дифузия и времето на живот с изразите:

$$(1.12) \quad L_n = \sqrt{D_n \tau_n} \quad \text{и} \quad L_p = \sqrt{D_p \tau_p},$$

където L_n и L_p са съответно дифузните дължини за електроните и дупките.

1.12. Общ ток в полупроводника

Токоносителите могат да се движат чрез дрейф и дифузия и да формират съответно дрейфова и дифузни съставки на тока. Тогава за плътността на електронния J_n и дупчест J_p ток се получава:

$$(1.13) \quad J_n = J_{nE} + J_{nD} = q\mu_n nE + qD_n \frac{dn}{dx}$$

$$J_p = J_{pE} + J_{pD} = q\mu_p pE - pD_p \frac{dp}{dx}.$$

В полупроводника има два типа токоносители – електрони и дупки. Тогава общият ток в полупроводника има електронна и дупчеста съставки.

$$(1.14) \quad J = J_n + J_p = J_{nE} + J_{nD} + J_{pE} + J_{pD}.$$

В тип N -полупроводник преобладава електронната съставка на тока J_n , докато в P -тип полупроводник преобладава дупчестата съставка J_p .



Контролни въпроси

1. Коя е причината за разделянето на кристалните тела на проводници, полупроводници и диелектрици?
2. Как се формират свободни токоносители в собствен полупроводник? Кои фактори определят концентрацията им?
3. Обяснете механизмите на възникване на токоносители в примесни полупроводници.
4. Кои токоносители са основни и кои – неосновни? Как са свързани помежду си техните равновесни концентрации?
5. Как се променя концентрацията на основните и неосновни токоносители при увеличаване концентрацията на примесите?
6. Как се променя концентрацията на основните и неосновни токоносители при увеличаване на температурата в нормалния температурен диапазон на работа на полупроводниковите елементи?

7. Под влияние на кои фактори се придвижват токоносителите в полупроводника?
8. Дефинирайте понятието подвижност на токоносителите. От кои фактори зависи големината ѝ?
9. От какво се определя специфичното съпротивление на полупроводника?
10. Какви са съставките на тока в полупроводника? Кои са физическите процеси, които ги предизвикват?
11. Коя съставка на тока – електронна или дупчеста, преобладава в N -тип - полупроводник?

Диодите са двуелектродни полупроводникови елементи, характеризирани с едностранна проводимост на тока.

Принципът им на действие се основава на спецификата на процесите, протичащи на границата между две области в полупроводника с различен тип проводимост.

Граничният (преходният) слой между двете области на единен полупроводников монокристал, имащи P и N тип проводимост, се нарича PN преход.

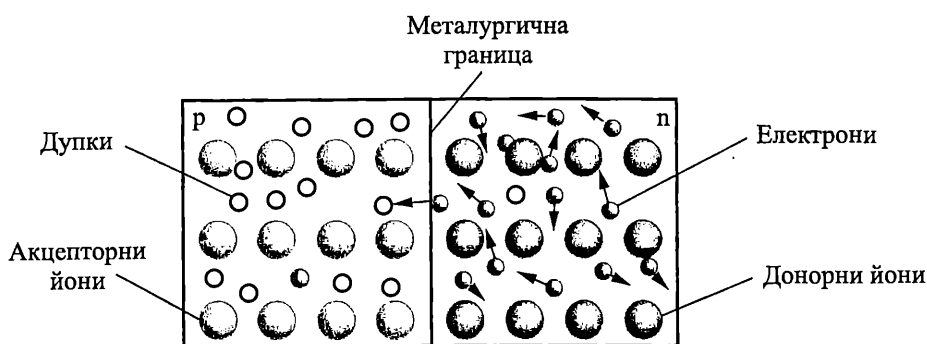
Едностранната проводимост на полупроводниковите диоди с PN преход се обуславя от физически процеси, протичащи в прехода при промяна на приложеното върху него напрежение. Тези процеси са в основата на принципа на работа и на значителна част от съвременните полупроводникови елементи.

Диодите намират широко приложение в различни области. Те са основни елементи в изправителите, чиято основна функция е да преобразува променливото напрежение от мрежата в постоянно. В детекторите диодът се използва да отдели променливата съставка от амплитудно модулиран сигнал. В цифровите логически елементи диодите служат като ключове, които свързани по подходящ начин, реализират различни логически функции. Съществуват и различни типове диоди със специално предназначение като варикапи, които се използват при електронна настройка, светодиоди – като дисплеи за визуализация и др.

2.1. Процеси в PN преход при отсъствие на външно напрежение

Основни токоносителни в N -областта са електроните, а в P -областта – дупките. Концентрациите им се определят от концентрациите на внесените донорни и акцепторни примеси, тъй като при стайна температура всички примеси са йонизирани. Освен основни токоносителни във всяка от областите има и неосновни, дължащи се на междузонни преходи на електрони от валентната зона в зоната на проводимост (разкъсване на ковалентни връзки). Положителните и отрицателни заряди се компенсират и полупроводникът във всяка област е електронеутрален. Без външно приложено напрежение електроните извършват хаотично топлинно движение във всички посоки (фиг. 2.1).

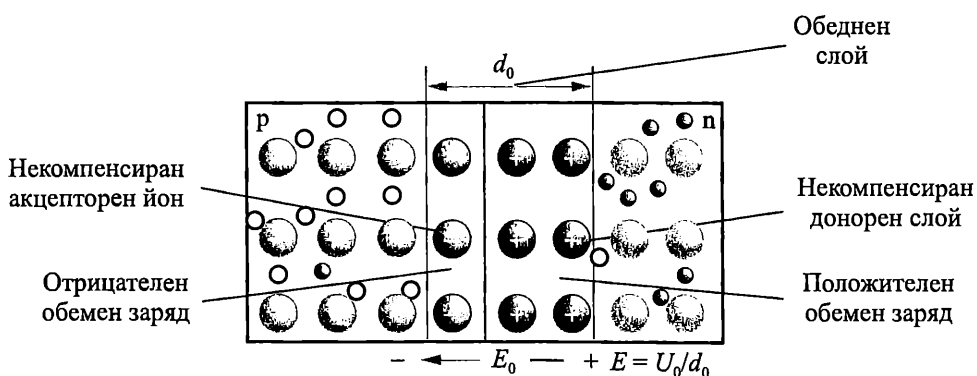
На практика преходите се правят *несиметрични*. При тях концентрацията на акцепторите в P областта се различава с няколко порядъка от концентрацията на донорите в N областта ($N_A \gg N_D$).



Фиг. 2.1. Хаотично движение на токоносителите

Допирната повърхност между двете области, където се сменя проводимостта, се нарича *металургична граница*. Поради разликата в концентрацията на електроните от двете страни на металургичната граница (в *N* областта те са основни токоносителители, а в *P* областта са неосновни) започва дифузно движение от областта с по-висока към областта с по-ниска концентрация на токоносителители. На границата между двете области от полупроводника с различен тип проводимост, част от електроните, намиращи се близо до границата, преминават в *P*-областта и рекомбинират с дупки близо до прехода, както е показано на фиг. 2.1. В резултат намалява концентрацията на основни токоносителители в граничните области – създава се *обеднен слой* d_0 , който има високо специфично съпротивление.

Всеки електрон, преминал границата, оставя след себе си в *N*-областта некомпенсиран положителен йон на петвалентния донорен атом. При рекомбинацията си с дупка в *P*-областта, там се създава отрицателен йон на некомпенсиран акцепторен атом. Аналогични процеси се развиват и при преминаване на дупки от *P*- в *N*-областта. В резултат на рекомбинацията, близо до границата се създава област с неподвижни положителни и отрицателни некомпенсирани йони, които създават *двоен обменен заряд* (фиг. 2.2), който е главната особеност на *PN* прехода. Областите извън обменния заряд са електронеутрални.



Фиг. 2.2. Формиране на *PN* прехода

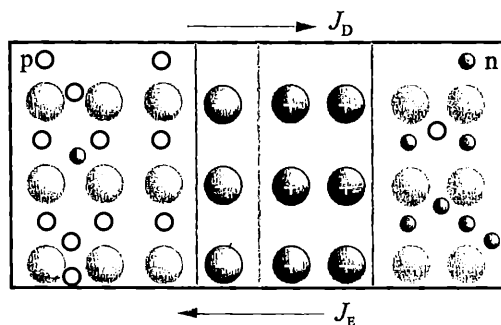
Йоните са фиксирани заряди във възлите на кристалната решетка и не могат да участват при пренасяне на тока. Обемните заряди на йоните на примесите създават *електрическо поле* E_0 , което е *спиращо* за движението на основните токоносителите, които са го създали. За да преминат електрони от N в P областта, те трябва да преодолеят привличането от положителните йони и отблъскването от отрицателните. Под действие на полето възниква разлика в потенциалите – **контактна потенциална разлика** U_0 (*потенциална бариера*) между областите с различен тип проводимост. Стойността на контактната потенциална разлика зависи от отношението на концентрациите на едноименните токоносители от двете страни на прехода:

$$(2.1) \quad U_0 = \varphi_T \ln \frac{p_{po}}{p_{no}} = \varphi_T \ln \frac{n_{no}}{n_{po}} = \varphi_T \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2}.$$

Потенциалната бариера представлява напрежението U_0 , необходимо за преместването на електрон, за да преодолее спиращото действие на полето. Тя се изменя при промяна на температурата и вида на полупроводниковия материал. За стайна температура 25 °C, U_0 е приблизително 0,7 V за силициеви диоди и 0,3 V за германиеви.

С повишаване на температурата височината на потенциалната бариера намалява, защото се увеличава броят на неосновните токоносители. Намаляването на потенциалната бариера с температурата е причината за ограничаване на температурния диапазон, в който се използват полупроводниковите елементи. При температурата на собствена проводимост T_i концентрациите на токоносителите в двете области на прехода се изравняват. При това контактната потенциална разлика и височината на потенциалната бариера стават равни на нула и преходът престава да съществува като физическо явление.

Само основни токоносители с енергия по-голяма от височината на потенциалната бариера qU_0 могат да я преодолеят и да преминат в съседната област. Те обуславят дифузните токове J_D на електроните и дупките ($J_D = J_{Dn} + J_{Dp}$). Плътноста на дифузия ток J_D се определя от потоците на основни токоносители, дифундиращи през прехода под действие на градиента на концентрацията. Приетата посока на тока съвпада с посоката на движение на положителните заряди (фиг. 2.3).



Фиг. 2.3. Токове през PN прехода

От друга страна полето E_0 е ускоряващо за неосновните токоносители, и става причина за появата на дрейфови токове, насочени срещу дифузните. Така електрони от P областта, намиращи се близо до обемния заряд, попадат под действие на полето и се прехвърлят в другата област. Аналогично дупките от N областта преминават дрейфово в P областта.

Дрейфовият ток J_E се формира от неосновните токоносители и има посока, противоположна на посоката на дифузния ток. При липса на външно напрежение настъпва момент, в който се осъществява равенство за потоците на токоносители през прехода в двете посоки. Дифузните и дрейфовите токове взаимно се компенсират:

$$J_D = J_E$$

и през прехода не тече ток

$$J = J_D - J_E = 0.$$

При достигане на равновесно състояние стойността на полето е такава, че стремежът на основните токоносители да дифундират се компенсира със стремежа за дрейф на неосновни носители в противоположно направление под действие на полето.

При условие на равновесие на обедненият слой достига такава широчина d_0 , че нито един електрон не може да пресече PN прехода. Широчината на обемния заряд d_0 зависи от концентрацията на примесите в P и N областите. В слоя с по-ниска концентрация на примесите широчината на некомпенсирания заряд е по-голяма и PN преходът е съсредоточен главно във високоомната област.

Полето на спирация слой изтласква електроните към N областта, а дупките към P областта. В областта на обемен заряд не се задържат подвижни електрони и дупки. Обемният заряд е беден на подвижни токоносители и има голямо съпротивление. В първо приближение може да се приеме, че диодът се състои от неутрални области и област на обемен заряд, в която съществува поле и разлика в потенциалите.

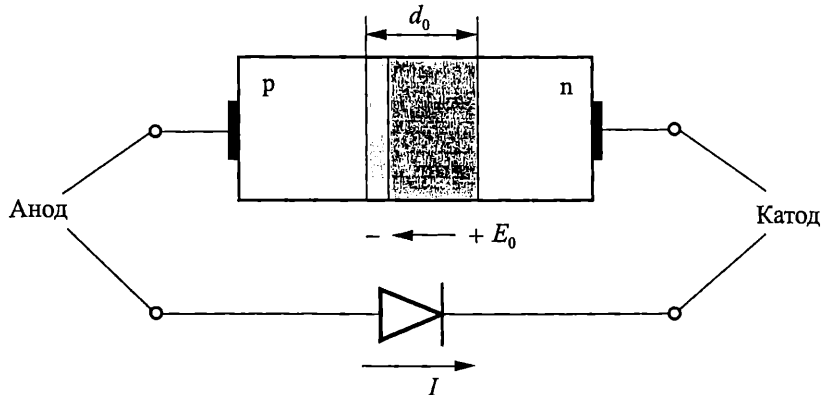
Наличието на потенциална бариера на PN прехода го прави много полезен. Контролирането на височината на потенциалната бариера на прехода позволява контролирането на количеството токоносители, които преминават през него, а от там и големината на тока през прехода.

Условията за преминаване на токоносители през прехода съществено се изменят, ако се приложи външно напрежение. Важна роля при това играе полярността на напрежението. Процесите в прехода при наличие на външно напрежение обуславят изправителните свойства на диода и волт-амперната му характеристика.

2.2. Условно графично означение на диода

Диод е другото име на PN прехода. Фиг. 2.4 показва връзката между структурата на диода и неговото условно графично означение. Областта P се нарича *анод*, а областта N – *катод*. Част от условното графично означение прилича на стрелка, която указва общоприетата посоката на тока през диода – от анода към

катода, а другата част представлява преграда – която символизира невъзможността да протече ток в обратна посока.



Фиг. 2.4. Условно графично означение на диода и връзка със структурата на PN прехода

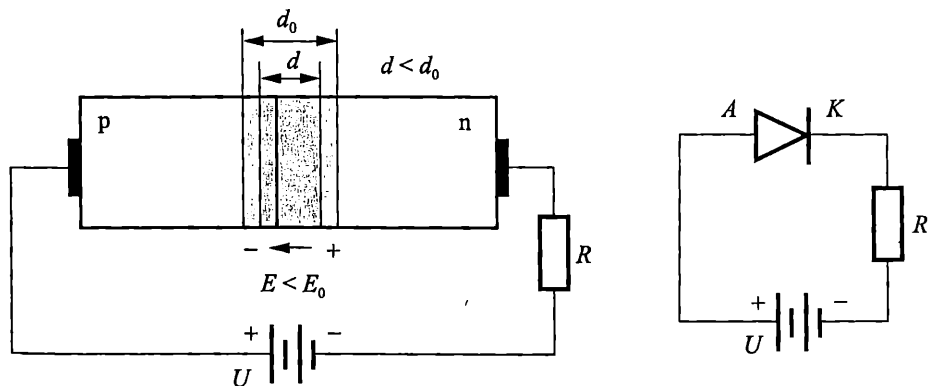
Означения на диода

Означенията на диодите включват буквата N за полупроводник, префикс 1 преди N , който показва наличието на един PN преход, и няколко цифри след N за всеки индивидуален тип диод. Например 1N3196 е популярен силициев диод. 1N индицира полупроводников диод, докато 3196 специфицира индивидуалните характеристики на диода, които са указани в справочниците.

2.3. Право включване

Постоянното напрежение, приложено към полупроводниковите елементи, с цел установяване на определени условия на работа, се нарича *постояннотоково* *захранване*. За PN преход съществуват два типа захранващи напрежения – право и обратно, които рязко променят условията на PN прехода.

Външното напрежение е в права посока, когато положителният полюс на токоизточника се включи към P областта (анод), а отрицателния полюс – към N областта (катод), както е показано на фиг. 2.5.



Фиг. 2.5. Право включване на диод

При това включване електрическото поле от източника е противоположно на вътрешното поле. В резултат намалява сумарното поле на прехода, стеснява се обемният заряд и намалява височината на потенциалната бариера, която става $q(U_0 - U)$. Понижаването на потенциалната бариера облекчава преминаването на основни токоносители и спомага за значително увеличаване на дифузия ток. При това рязко се намалява съпротивлението на PN прехода.

Дупките от P -областта по-лесно преодоляват потенциалната бариера и попадат в N -областта, при което на границата на PN прехода се увеличава концентрацията на неосновните токоносители. Аналогично и електрони от N -областта преминават по-лесно в P областта и увеличават концентрацията на неосновни токоносители там.

Увеличаване на концентрацията на неосновни токоносители непосредствено до PN прехода над равновесната при право включване се нарича **инжекция**. При несиметрични преходи инжекцията има едностранен характер – инжектират се токоносители предимно от областта с по-висока концентрация на примеси (емитер), към областта с по-ниска концентрация (база). За диод с по-силно легиран P слой преобладава дупчестата съставка на тока.

Коефициентът на инжекция γ показва каква част от общия ток през прехода се пренася от дупки:

$$(2.2) \quad \gamma = \frac{J_p}{J} = \frac{J_p}{J_p + J_n} < 1.$$

За силно несиметричен PN преход ($N_A \gg N_D$), $J_p \gg J_n$ и коефициентът $\gamma \approx 1$. По-големият коефициент на инжекция спомага за повишаване на коефициента на полезно действие на диода като токоизправител и осигурява голям коефициент на усилване при транзисторите.

При право включване рязко се увеличава дифузия ток с увеличаване на напрежението в права посока. Способността чрез промяна на напрежението в права посока да се контролира тока през прехода е в основата на транзисторните усилватели.

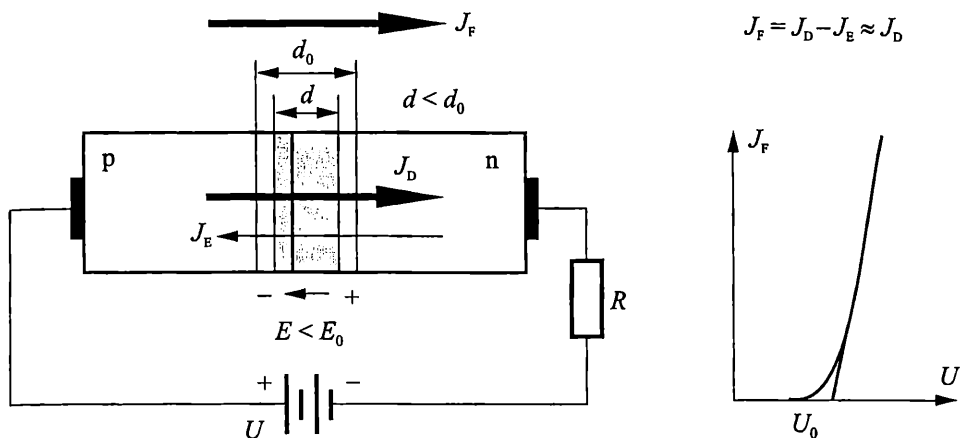
Дрейфовият ток не се променя, тъй като той се определя от концентрацията на неосновните токоносители, намиращи се близо до прехода, а не от височината на потенциалната бариера. Концентрацията на неосновни токоносители зависи само от типа на полупроводника, от концентрацията на въведените примеси и много силно от температурата, но не и от приложеното на прехода напрежение.

Резултатният ток в права посока се определя от разликата между дифузия и дрейфовия ток (фиг. 2.6):

$$J_F = J_D - J_E, \text{ като } J_D \gg J_E.$$

С увеличаване на напрежението при право включване намалява височината на потенциалната бариера и рязко се увеличава токът през прехода. Външното напрежение е противоположно на потенциалната бариера на прехода. Протичане на ток настъпва, когато това напрежение доближи потенциалната бариера. След като външното напрежение надвиши бариерния потенциал (при приблизително 0,7 V за силиций и 0,3 V за германий) токът рязко нараства и трябва да се ограничава чрез последователно свързано във веригата съпротивление.

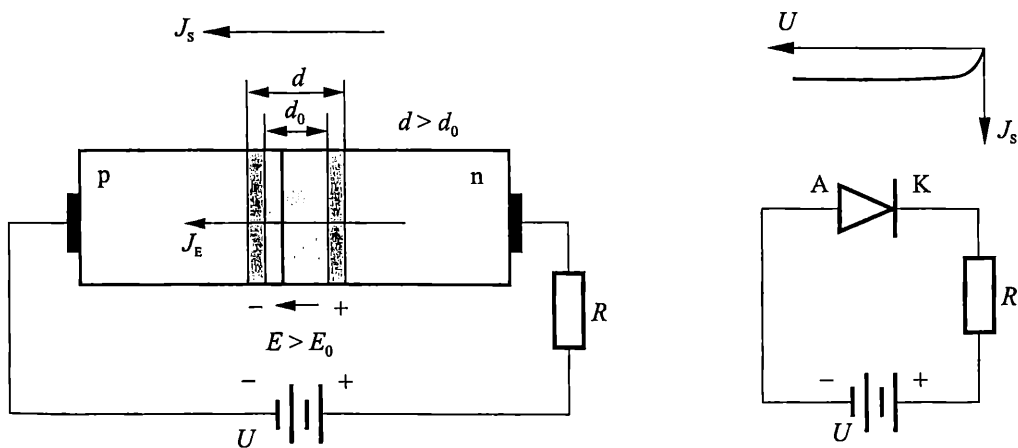
След като преходът започне да провежда ток в права посока, напресителният пад върху него остава приблизително равен на потенциалната бариера и слабо се променя с увеличаване на тока I_F .



Фиг. 2.6. Токове в диода при право включване

2.4. Обратно включване

Един диод е включен в обратна посока, когато положителният полюс на токоизточника е свързан към катода, а отрицателният полюс към анода. При прилагане към PN прехода на външно напрежение в обратна посока (положителният полюс към N областта и отрицателният полюс към P областта) потенциалната бариера се увеличава, тъй като посоките на вътрешното и външното поле съвпадат. При това се увеличава обемният заряд и неговата широчина (фиг. 2.7).



Фиг. 2.7. Обратно включване на диод

Дифузият ток намалява, тъй като се затруднява преминаването на основни токоносителни през високата потенциална бариера на прехода. При това съл-

ротивлението на PN прехода рязко нараства и практически има безкрайна стойност.

Дрейфовият ток не се променя. През диода в обратна посока ще тече много малък ток J_S , който се стреми към стойност, определена от дрейфовия ток, тъй като при обратно включване дрейфовият ток превишава дифузията:

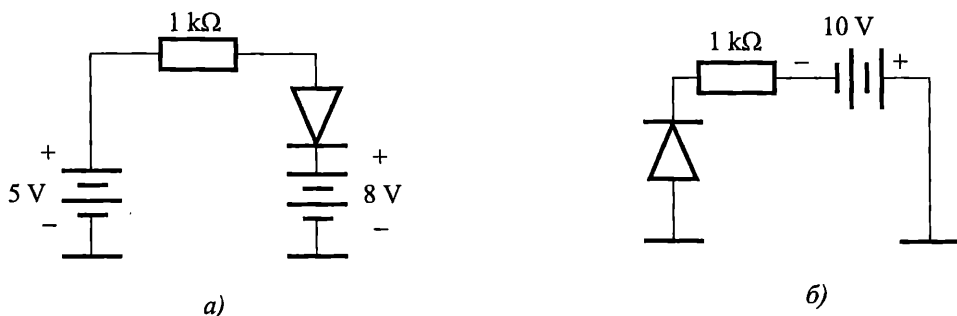
$$J_S = J_E - J_D, \quad J_E \gg J_D, \quad J_D \approx 0.$$

При прилагане на по-голямо напрежение в обратна посока токът J_S се запазва почти постоянен, тъй като $J_D \approx 0$, а J_E не зависи от височината на потенциалната бариера, съответно от обратното напрежение и затова се нарича ток на насищане.

На границата на PN прехода полето е ускоряващо за неосновните токоносители и те преминават от другата страна, вследствие на което концентрацията им там е нула. **Намаляването на концентрацията на неосновните токоносители на границата на прехода при обратно свързване се нарича екстракция (изсмукване на токоносители).**

👉 Пример

Определете в какво включване е диодът на фигурите по-долу.



Фиг. 2.8. Примерни схеми на включване на диод

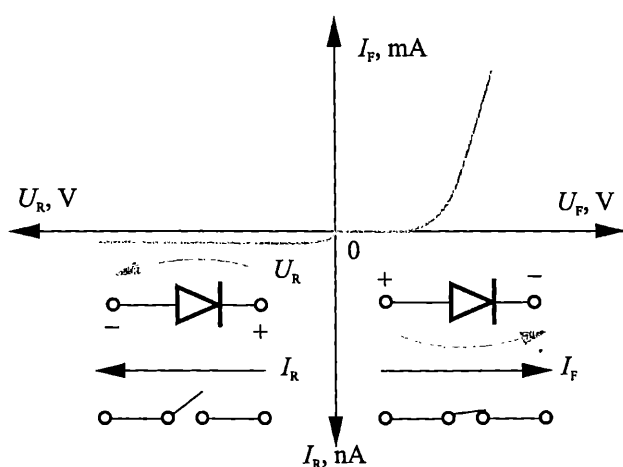
Решение

Диодът от фигура 2.8а е включен в обратна посока, защото катодът му има по-положителен потенциал спрямо анода. Диодът от фигура 2.8б е в право включване, тъй като неговият катод е по-отрицателен спрямо анода.

2.5. Волт-амперна характеристика

Зависимостта между тока през диода от приложеното към него постоянно напрежение се нарича *волт-амперна характеристика*. Графично тази зависимост е показана на фиг. 2.9.

Токът през диода при право включване се създава от основни токоносители, а при обратно – от неосновни. Концентрацията на основните токоносители превишава тази на неосновните с няколко порядъка. От това се обуславя *едностранната проводимост* на диода (забележете промяната в мащаба на тока на фиг. 2.9).



Фиг. 2.9. Волт-амперна характеристика на диода

Диодът при право включване може да се разглежда като затворен ключ с много малко съпротивление, през който протича големият ток I_F . При обратно свързване през диода не може да тече дифузионен ток, поради високата потенциална бариера. Преходът практически има безкрайно съпротивление, и диодът може да се разглежда като отворен ключ, през който протича нищожният обратен ток. За диоди Ge той е от порядъка на 10^{-6} A и за силициеви е 10^{-9} A.

Стойностите на напреженията в права посока са малки – миливолти или десети от волт. Типични стойности за силициев диод са 0,5 V–0,7 V. Прекалено високи стойности на U_F предизвикват рязко нарастване на I_F , и в прехода се отделят значителна мощност и топлина, което може да доведе до разрушаването на структурата на диода. Стойностите на обратните напрежения са значително по-големи, от порядъка на 100 V до 10 kV или по-високи, тъй като при обратно включване отделената мощност е малка поради нищожния обратен ток през прехода.

Волт-амперната характеристика на идеализиран диод се описва с израза:

$$(2.3) \quad I = I_S \left(e^{\frac{U}{\varphi_T}} - 1 \right),$$

където U е напрежението, приложено върху диода, $I_S = S J_S$ е токът на насищане, създаден от неосновните токоносители, S – площта на прехода, а φ_T – температурният потенциал, а J_S – плътността на тока на насищане.

Ако $U = 0$, то $I = 0$. При прилагане на напрежение в права посока ($U > 0$) зависимостта $I = f(U)$, има експоненциален характер. При обратно включване ($U < 0$) експоненциалният член може да се пренебрегне и тогава $I = I_S$.

Поради рязкото нарастване на тока при малки промени на напрежението в права посока е по-удобно като независима променлива да се задава токът. За право включване уравнение (2.3) придобива вида:

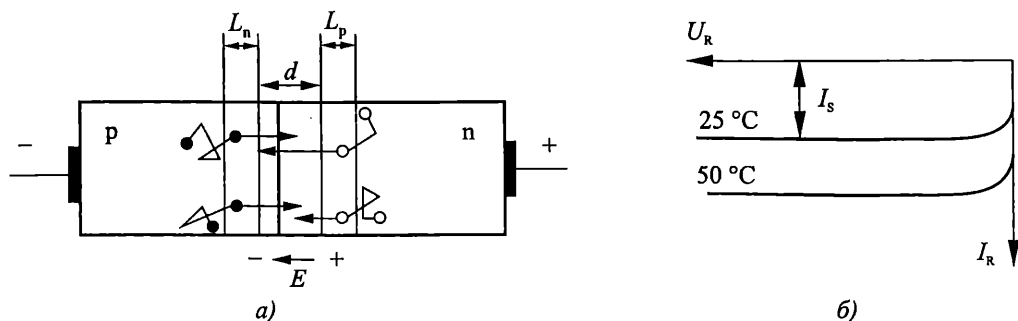
$$(2.4) \quad U = \varphi_T \ln \left(\frac{I}{I_S} + 1 \right).$$

2.6. Ток на насищане (топлинен ток)

При обратно включване протича много малък ток, образуван от неосновни токоносители.

Токът I_S се формира от неосновни токоносители в неутралните области в близост до обемния заряд. За тях полето е ускоряващо и чрез дрейф те преминават от другата страна. Така електрони от P областта, намиращи се на разстояние една дифузионна дължина L_n до PN прехода, успяват за времето си на живот да достигнат до него, попадат под действие на полето и се прехвърлят в другата област. Аналогично дупките от N областта преминават дрейфово в P областта (фиг. 2.10а).

Токът I_S не зависи от промяната на напрежението (фиг. 2.10б) и затова се нарича ток на насищане.



Фиг. 2.10. Ток на насищане (топлинен ток)

а – токоносители, формиращи тока на насищане; б – влияние на температурата

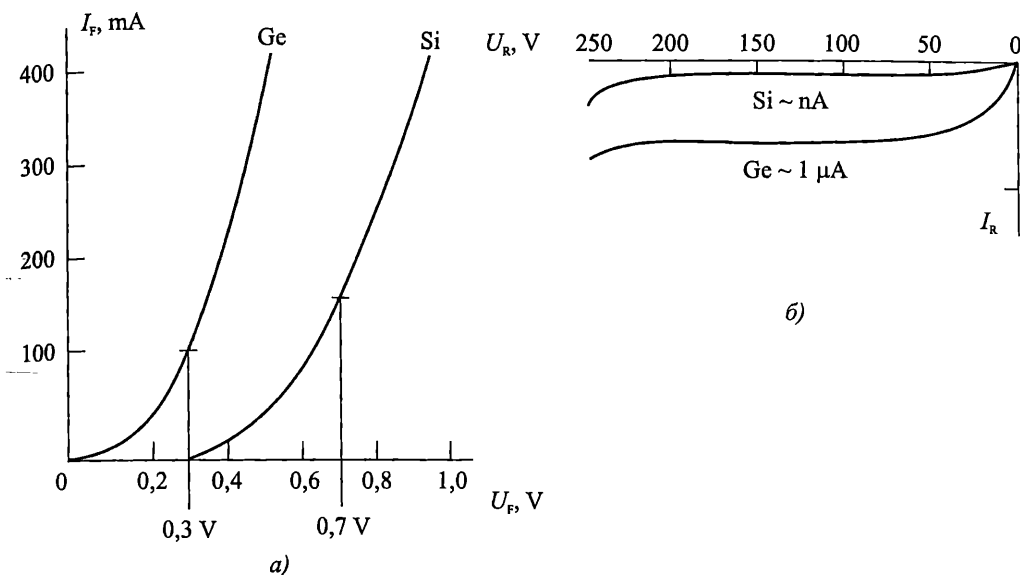
Доколкото концентрацията на неосновните токоносители зависи силно от температурата, то токът I_S се нарича още **топлинен**, защото много силно зависи от *изменението на температурата* (фиг. 2.10б). Експериментално е установено, че на всеки 10 °C промяна на температурата токът I_S почти удвоява стойностите си при Ge диоди и я утроява за Si диоди.

Силната зависимост на обратния ток от температурата е една от главните причини за *температурната нестабилност* на полупроводниковите елементи с PN преход. Поради много малкия си начален ток силициевите диоди имат подобри обратни характеристики в широк температурен обхват, което е основното им предимство.

Токът на насищане нараства с увеличаване площта на прехода и при понижаване на концентрацията на примесите.

Диоди, изготвени от полупроводници с по-широка забранена зона, имат по-малък обратен ток (фиг. 2.11б), тъй като концентрацията на неосновните токоносители намалява с увеличаване широчината на забранената зона. По-широката забранена зона на силиция обуславя ток на насищане за Si диоди при стайна температура с 3 до почти 6 порядъка по-малък от този за Ge. На практика Si диоди имат нулев обратен ток.

На фиг. 2.11 са показани волт-амперните характеристики на Si и Ge диоди. На значително по-малкия топлинен ток за силициеви диоди (фиг. 2.11б), съответства по-голям пад в права посока (фиг. 2.11а), което следва от (2.3).



Фиг. 2.11. Волт-амперни характеристики за Ge и Si диоди
а – право включване; б – обратно включване

Токът в права посока протича, когато U_F приближи 0,5 V. С увеличаване на U_F нараства и токът I_F . При 0,7 V и повече, правият ток се увеличава рязко до максималната си стойност. Подобно за германиеви диоди ток протича, когато правото напрежение е в областта от 0,2–0,4 V.

Падът на напрежение в права посока за Ge диоди е 0,2–0,4 V, докато за Si е 0,5–0,7 V.

2.7. Реална волт-амперна характеристика

Експериментално снетата характеристика на реалния диод се различава от тази на идеалния, тъй като при извеждането на волт-амперната характеристика на идеалния преход не са отчетени редица физични ефекти. При различни режими на работа преобладават някои от тях и трябва да се отчита влиянието им.

Право включване

Главните причини, поради които реалната характеристика се отличава от идеалната в права посока, са:

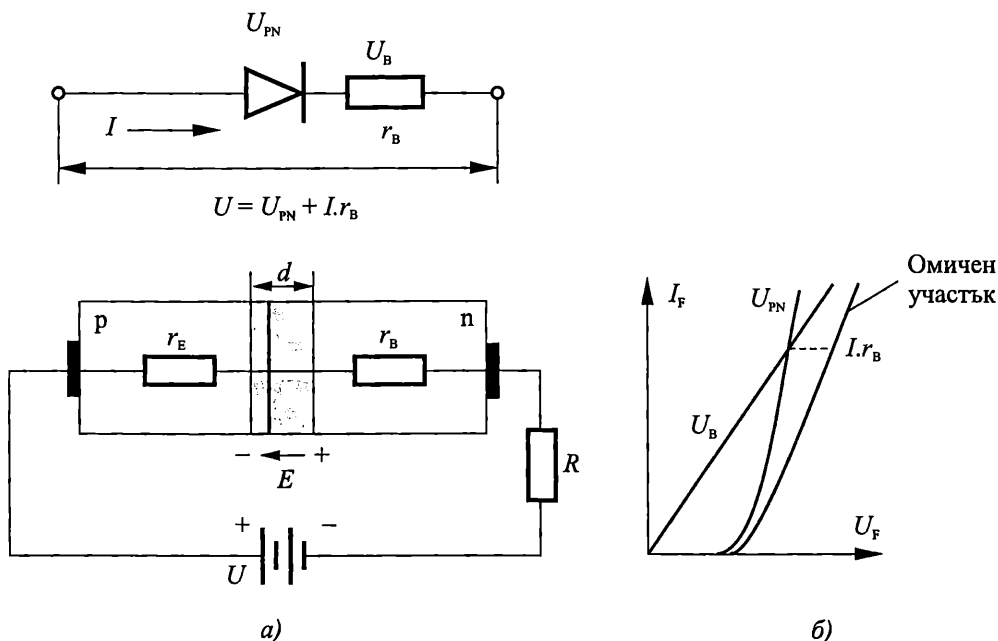
- наличието на ток на рекомбинация в прехода;
- съпротивлението на базовия слой;
- изменението на това съпротивление при високи нива на инжекция.

В областта на обемен заряд при реалните диоди се извършват процеси на генерация и рекомбинация на токоносителите, както и в неутралните области. При

равновесие токът на генерация I_g се изравнява с тока на рекомбинация I_r . При включване в права посока потокът на основни токоносители в обемния заряд се увеличава и нараства вероятността за рекомбинация $I_r \gg I_g$.

Рекомбинационният ток е обусловен от токоносители, които навлизат в PN прехода, но нямат достатъчна енергия да преминат в съседния слой и рекомбинират в обемния заряд. Големината на този ток зависи от вида на материала и има съществено значение за диоди с по-широка забранена зона. **Рекомбинационният ток оказва влияние при малки напрежения в права посока, тъй като тогава токът на инжекция е малък.**

С увеличаване на тока през диода забележимо влияние върху волтамперната характеристика оказва падът на напрежение в неутралните области на диода, поради обемните съпротивления на тези области (фиг. 2.12).



Фиг. 2.12. Влияние на съпротивлението на базата

а – разпределение на външното напрежение; б – реална волт-амперна характеристика

Тъй като емитерът е много по-силно легиран от базата и неговото съпротивление r_E може да се пренебрегне, външното напрежение се разпределя предимно между прехода и слабо легирания слой, характеризиращ се със **съпротивление на базата** r_B (фиг. 2.12а). Поради пада на напрежението върху обемното съпротивление на базата напрежението върху PN прехода е по-малко от приложеното на изводите ($U_{PN} = U - I r_B$).

$$(2.5) \quad I = I_S \left(e^{\frac{U - I r_B}{\varphi_T}} - 1 \right)$$

или

(2.6)

$$U = \varphi_T \ln \left(\frac{I}{I_S} + 1 \right) + I r_B.$$

При достатъчно голям ток започва да преобладава съставката $I r_B$ и експоненциалната характеристика на диода се "изражда" в линейна. Този участък от характеристиката се нарича *омичен* (фиг. 2.12б). Диоди с по-голямо съпротивление на базата имат по-голям пад права посока, което влошава изправителните им свойства и води до увеличение на отделената мощност.

С увеличаване на тока през диода съпротивлението на базата намалява. Този ефект е известен като *модулация на съпротивлението на базата*.

За отразяване на ефектите в реалния диод в основното уравнение на диода се въвежда коригиращ коефициент m със стойност между 1 и 2. Този коефициент отчита рекомбинационните явления и модулацията на съпротивлението на базата и има различни стойности в отделните области на характеристиката.

Така уравнението на волт-амперната характеристика на реалния диод добива вида:

$$(2.7) \quad I = I_S \left(e^{\frac{U - I r_B}{m \varphi_T}} - 1 \right).$$

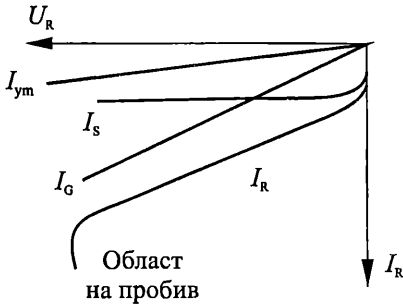
Обратно включване

При обратно включване главни причини за отклонение от идеалната характеристика са:

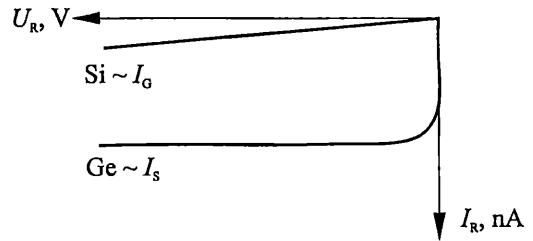
- термогенерация на токоносители в областта на прехода;
- утечка на повърхността;
- явления на пробив.

Така обратният ток се определя от няколко съставки (фиг. 2.13):

$$I_R = I_S + I_G + I_{yt} + I_{BR}.$$



Фиг. 2.13. Съставки на обратния ток



Фиг. 2.14. Обратен ток за Si и Ge диоди

Токът на насищане I_S (обратен топлинен ток) се обуславя от неосновните токоносители, които са в близост до PN прехода извън обемния заряд. Той не зависи от приложеното напрежение.

Токът на термогенерация I_G се дължи на генерацията на токоносители под действие на топлината в областта на обемния заряд. Генерираните токоносители се разделят от полето – електроните преминават в N слоя, а дупките в P

слоя, увеличавайки резултатния обратен ток. Токът на термогенерация зависи от приложеното обратно напрежение ($I_G \approx \sqrt{U}$), защото се разширява обемният заряд. При стайна температура за Si диоди обратният ток се определя от тока на термогенерация ($I_G \gg I_S$), докато за Ge диоди той се обуславя от топлинния ток ($I_S \gg I_G$). С увеличаване на температурата относителното влияние на тока на генерация намалява.

Токът на утечка I_{YT} се дължи на дефекти в кристала, замърсявания и др. Утечните токове влошават изправителните свойства на диодите и увеличават нестабилността на техните характеристики и параметри. За съвременните силициеви диоди утечният ток е много малък и може да се пренебрегне.

Токът на пробив I_{BR} се обуславя от явленията на пробив.

В реалните диоди обратният ток I_R се променя с изменение на стойността на приложеното обратно напрежение U_R . При Si диоди $I_R = I_G + I_{YT}$ ($I_G \gg I_S$), а за Ge диоди $I_R = I_S + I_{YT}$ ($I_S \gg I_G$), както е показано на фиг. 2.14.

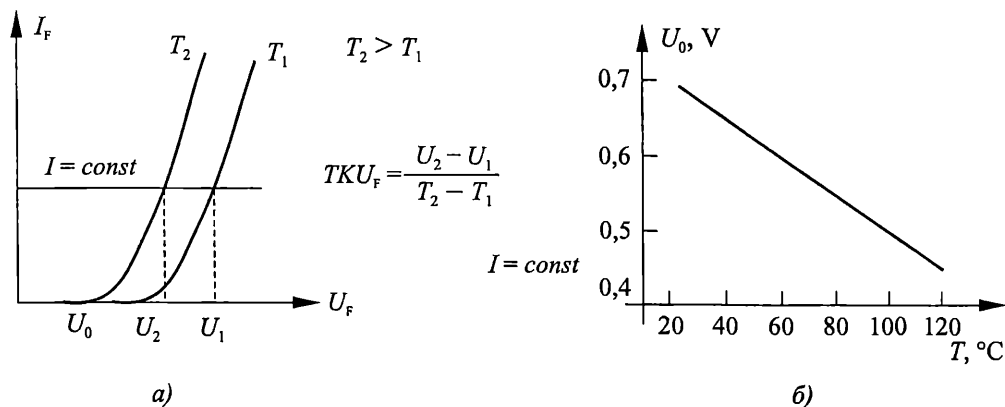
2.8. Влияние на температурата

Характерна особеност на полупроводниковите елементи е зависимостта на параметрите му от температурата.

За оценка на изменението на пада на напрежението в права посока при промяна на температурата се въвежда **температурен коефициент на напрежението** при $I = const$.

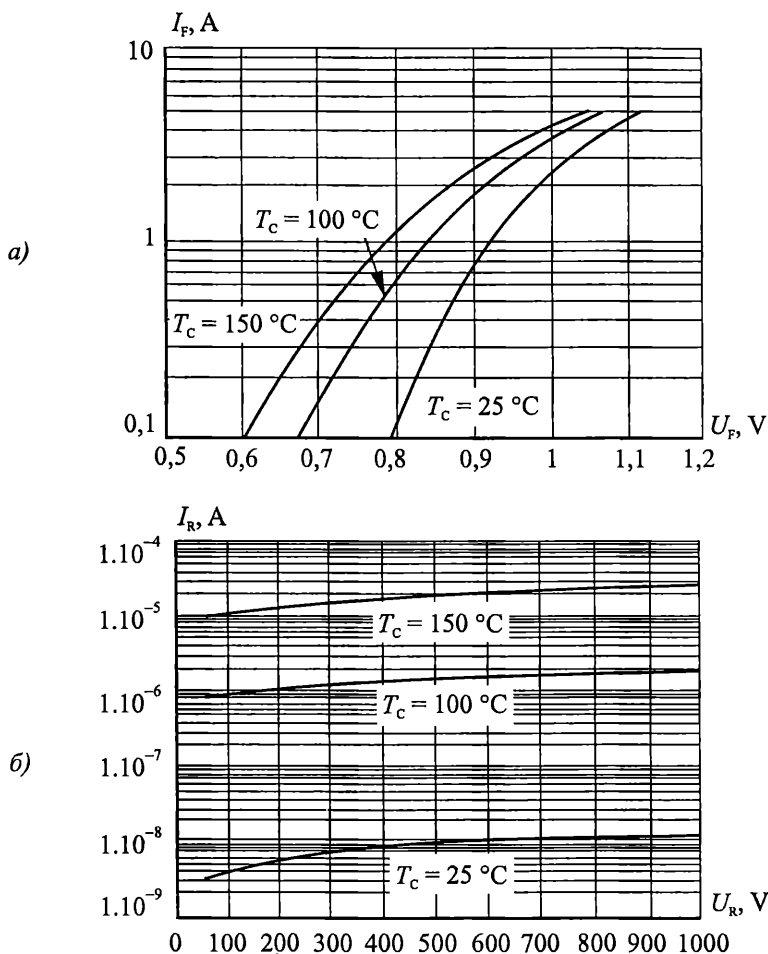
$$(2.8) \quad TKU_F = \frac{dU}{dT} \approx \frac{\Delta U}{\Delta T} \Big|_{I = const} \quad TKU_F \approx -2 \text{ mV}/^\circ\text{C}.$$

В работната област от волт-амперната характеристика диодите имат отрицателен температурен коефициент на напрежението (фиг. 2.15а). С повишаване на температурата намалява височината на потенциалната бариера и един и същи ток се получава при по-ниско напрежение на прехода. При повишаване на температурата падът на напрежението в права посока намалява приблизително линейно с $2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ за Si и за Ge диоди (фиг. 2.15б).



Фиг. 2.15. Влияние на температурата при право включване
 а – волт-амперна характеристика при две температури;
 б – зависимост на U_0 от температурата

Фиг. 2.16 илюстрира температурната зависимост при право и обратно включване за диоди 1N4001–1N4007. За пол-лесно отчитане от характеристиките в права посока, мащабът по оста на тока е логаритмичен.



Фиг. 2.16. Влияние на температурата върху волт-амперните характеристики на диоди 1N4001–1N4007 а – право включване; б – обратно включване

Зависимостта на U_F като функция на температурата позволява диодите да се използват като датчици за температура, както и за температурна компенсация. С помощта на диод може да се реализира термометър с точност $0,1\text{--}0,5^\circ\text{C}$ в температурния диапазон $-40\div+120^\circ\text{C}$.

Пример

Силициев диод работи в температурен диапазон от 0°C до 75°C . Да се определят минималната и максимална стойност на U_F в този температурен диапазон.

Решение

Напрежението върху силициев диод за стайна температура ($T_0 = 25\text{ }^\circ\text{C}$) е $0,7\text{ V}$. При повишаване на температурата падът на напрежението в права посока намалява приблизително линейно с $2\text{ mV}/^\circ\text{C}$ ($TKU_F = -2\text{ mV}/^\circ\text{C}$).

При температурна разлика $\Delta T = T - T_0 = 75\text{ }^\circ\text{C} - 25\text{ }^\circ\text{C} = 50\text{ }^\circ\text{C}$ за минималната стойност на напрежението се получава $U_{F\min} = 0,7 - 50 \cdot 2\text{ mV}/^\circ\text{C} = 0,7 - 0,1 = 0,6\text{ V}$.

За температурна разлика $\Delta T = 0\text{ }^\circ\text{C} - 25\text{ }^\circ\text{C} = -25\text{ }^\circ\text{C}$ за максималната стойност на напрежението се получава $U_{F\max} = 0,7 + 25 \cdot 2\text{ mV}/^\circ\text{C} = 0,7 + 0,05 = 0,75\text{ V}$.

2.9. Максимално допустими параметри

Максимално допустимите параметри са електрически и топлинни величини, които не трябва да се надвишават, за да се осигури безотказна работа на всеки полупроводников елемент. Те се установяват от производителите и се дават в каталозите за фиксирана температура на корпуса или околната среда.

Максимално допустимата температура на прехода $T_{j\max}$ е един от най-важните експлоатационни параметри на полупроводниковите елементи с PN преход. Тя определя температурата, до която полупроводниковите елементи могат да се използват надеждно. Тя се избира с някакъв експлоатационен резерв по-малка от температурата на собствена проводимост T_i , над която $n = p = n_i$. Тогава контактната потенциала разлика U_o , потенциалната бариера, спирацията слой и инжекцията се анулират. PN преходът престава да съществува като физическо явление и полупроводниковият елемент не може да функционира. Тази температура зависи от вида на полупроводника и от концентрацията на примесите.

Ако върху диода е приложено напрежение (в права или обратна посока), при протичането на ток в него се отделя мощност е

$$P = UI.$$

Тази мощност се отделя главно в PN прехода, тъй като той има най-голямо съпротивление и при установен режим температурата му T_j е много по-висока от тази на корпуса T_c .

Отведената в околното пространство мощност

$$(2.9) \quad P = \frac{T_j - T_a}{R_{th}},$$

където T_a е температурата на околната среда (най-често $25\text{ }^\circ\text{C}$), а R_{th} – топлинно съпротивление. Това е "съпротивлението", което среща топлината при преминаването си от областта на прехода през корпуса към околния въздух под действие на температурната разлика $\Delta T = T_j - T_a$.

В установен режим съществува равновесие между отделената в прехода мощност и излъчената в околното пространство.

$$UI = \frac{T_j - T_a}{R_{th}}.$$

Температурата на корпуса обикновено е близка до околната температура или до температурата на шасито, на което е закрепен елементът.

Температурата на прехода не трябва да надвишава максимално допустимата $T_{j\max}$.

Максимално допустимата мощност представлява онази електрическа мощност, подавана към диода в установен режим (или разсейвана от него в околното пространство), при което преходът се загрява до $T_{j\max}$.

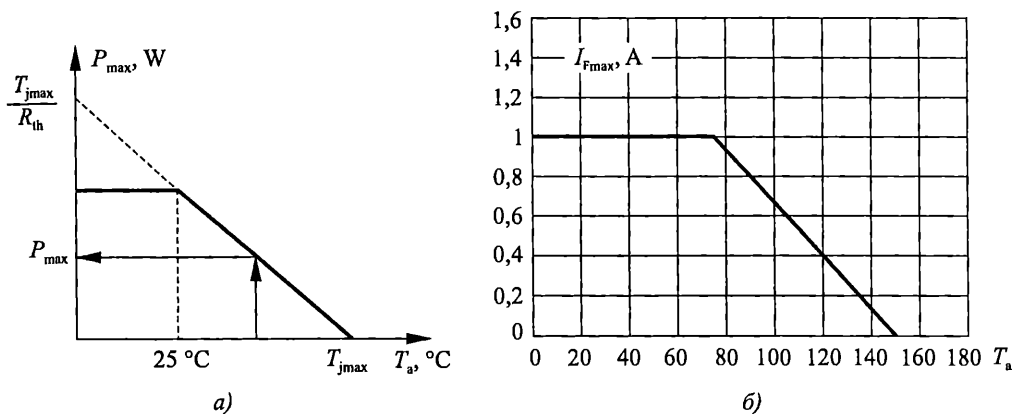
$$(2.10) \quad P_{\max} = \frac{T_{j\max} - T_a}{R_{th}}.$$

Колкото по-висока е температурата на околната среда, толкова по-малка мощност може да разсейва приборът. Уравнение (2.10) може да се напише във вида:

$$P_{\max} = -\frac{1}{R_{th}}T_a + \frac{1}{R_{th}}T_{j\max},$$

което представлява уравнение на права линия $y = kx + b$.

Функцията $P_{\max} = f(T_a)$ е права линия, показана на фиг. 2.17а с прекъснатата линия. Тя се построява с отрезките си по абсцисната и ординатната ос. В справочниците тази права се използва само над определена температура – например 25 °С. При по-ниски температури мощността се приема за постоянна. От графиката $P_{\max} = f(T_a)$, дадена в каталозите за всеки диод, може да се отчете максимално допустимата за дадена температура мощност, която елементът може да разсее.



Фиг. 2.17. Намаление на максимално допустимите параметри с увеличение на околната температура а – $P_{\max} = f(T_a)$; б – $I_{F\max} = f(T_a)$ за диоди 1N4001–1N4007

Пример

Диод може да разсее максимална мощност 1 W при температура на околната среда $T_a = 25$ °С. Да се определи каква мощност може да разсее диодът при $T_a = 40$ °С, ако $T_{j\max} = 125$ °С.

Решение

Като се използва формула (2.10) за максималната мощност може да се изчисли топлинното съпротивление на диода

$$P_{\max} = \frac{T_{j\max} - T_a}{R_{th}}, \quad I = \frac{125 - 25}{R_{th}},$$

откъдето $R_{th} = 100 \text{ } ^\circ\text{C/W}$.

При температура на околната среда $40 \text{ } ^\circ\text{C}$ максималната мощност на диода се намалява до:

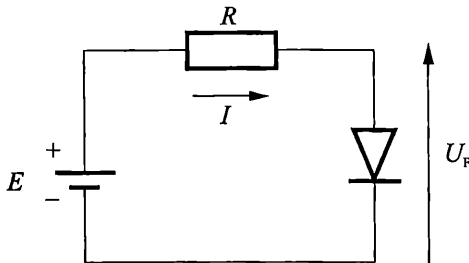
$$P_{\max} = \frac{T_{j\max} - T_a}{R_{th}} = \frac{125 - 40}{100} = 0,85 \text{ W.}$$

При постоянно напрежение в права посока U_F може да се запише

$$U_F I_{F\max} = P_{\max} = \frac{T_{j\max} - T_a}{R_{th}},$$

откъдето може да се определи *максимално допустимият ток в права посока* $I_{F\max}$. На фиг. 2.17б е показана зависимостта $I_{F\max} = f(T_a)$ за диоди 1N4001–1N4007.

Във веригата, последователно на диода, задължително се включва *токоограничаващ резистор*, за да се ограничи големината на тока и той да не надвишава $I_{F\max}$ (фиг. 2.18).



Фиг. 2.18. Схема на включване на диод

Токът се изчислява по формулата:

$$I = \frac{E - U_F}{R} < I_{F\max}.$$

Максималната мощност, разсейвана от елемента, и работният ток определят площта на прехода и общите габарити и конструкция на корпуса.

Топлинното съпротивление е важен параметър и от големината му зависи максимално допустимият ток. За дадена температура разсейваната от диода мощност е толкова по-голяма, колкото по-малко е топлинното съпротивление. То характеризира "пътищата" за отвеждане на топлината и има няколко съставки. При маломощни елементи топлината преминава от прехода към корпуса, а след това от корпуса към околния въздух. В този случай топлинното съпротивление съдържа две съставки:

$$(2.11) \quad R_{th} = R_{th_{jc}} + R_{th_{ca}},$$

където $R_{th_{jc}}$ е *съпротивлението преход-корпус*, а $R_{th_{ca}}$ – *корпус-околна среда*.

Топлинното съпротивление преход-корпус зависи от конструкцията на елемента и корпуса им. Измерва се в градус К/W и стойността му варира в широки граници – от 1 до 5 К/W за мощни диоди до няколко стотици К/W за маломощните елементи. То показва с колко градуса ще се повиши температурата на прехода, когато към диода се подаде мощност 1 W.

Топлинното съпротивление корпус-околна среда обикновено има определяща роля, тъй като $R_{th_{ca}} \gg R_{th_{jc}}$. То зависи от площта на корпуса и от характера и цвета на повърхността му. Малките пластмасовите корпуси са широко разпространени за изправителни диоди, работещи с токове до 1 А. За по-големи стойности на тока, за да се облекчи отвеждането на топлината, в корпуса се монтира метална пластина. За много големи токове се използват масивни метални корпуси, които имат сребрист цвят (фиг. 2.19а).

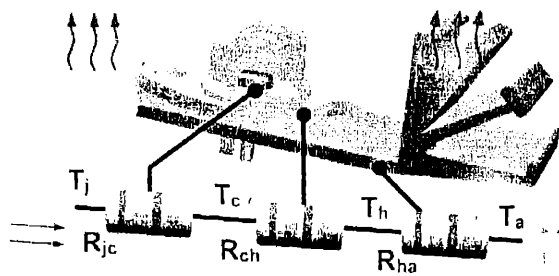


Фиг. 2.19. Типове корпуси за полупроводников диод
 а – корпуси на маломощни, средномощни и мощни изправителни диоди;
 б – радиатор за отвеждане на топлината

За да се повиши работният ток и напрежение, топлинното съпротивление може да се намали в известни граници чрез радиатор за охлаждане (фиг. 2.19б). Той обикновено е от алуминий, с което се подобрява топлоотвеждането и се снижава съпротивлението корпус-околна среда. В този случай топлинното съпротивление има следните съставки (фиг. 2.20):

$$(2.12) \quad R_{th} = R_{th_{jc}} + R_{th_{ch}} + R_{th_{ha}},$$

където $R_{th_{ch}}$ е топлинното съпротивление корпус-радиатор, а $R_{th_{ha}}$ съответно радиатор-околна среда.



Фиг. 2.20. Съставки на топлинното съпротивление

Топлинното съпротивление радиатор-околна среда се понижава с увеличаване на площта на радиатора. За по-добър топлинен контакт между радиатора и корпуса може да се постави силиконова паста, с което допълнително се намалява $R_{th, ch}$.

При мощни диоди, когато отделяната топлина не може да се разсейва само през корпуса и радиатора за подобряване на топлоотвеждането се използва допълнително въздушно или водно охлаждане.

За правилна работа на диода отделената в прехода мощност трябва да е по-малка или най-много равна на излъчената в околното пространство.

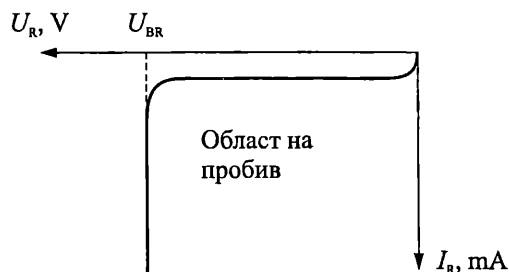
$$(2.13) \quad UI \leq \frac{T_j - T_a}{R_{th, ja}}$$

В противен случай диодът се загрева над допустимата температура и може да се повреди.

Максимално допустимото обратно напрежение на прехода U_{Rmax} е максималната стойност на обратното напрежение, при което се осигурява зададената надеждност на елемента. То е по-малко от пробивното напрежение с известен експлоатационен резерв, гарантиращ, че по време на работа няма да настъпи пробив.

2.10. Пробиви

Пробив е явлението, свързано с рязко увеличаване на обратния ток на диода при достигане на определена критична стойност U_{BR} на обратното напрежение на PN прехода (фиг. 2.21).

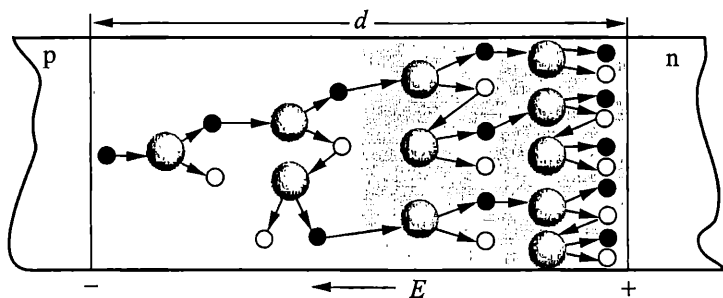


Фиг. 2.21. Обратна волт-амперна характеристика на диода с областта на пробив

В зависимост от причините, предизвикващи появата на допълнителни токоносители, се различават **електрически** и **топлинен** пробив. Според механизма на извършването си електрическият пробив от своя страна може да бъде *лавинен* и *целеров* (тунелен). Електрическият пробив е *обратим*. При намаляване на напрежението под пробивното диодът продължава да работи. Топлинният пробив е *необратим* и довежда до разрушаване на диодната структура.

Лавинният пробив се предизвиква от лавинното нарастване на броя на токоносителите под действие на силно електрическо поле. При големи обратни напрежения неосновните токоносители, навлизащи в прехода, се ускоряват от

полето, придобиват достатъчна енергия и при сблъскването си с атоми от кристалната решетка избиват валентни електрони. При това се образуват допълнителни двойки токоносители – електрони и дупки. Избитите електрони се ускоряват от полето и предизвикват йонизация на нови атоми (фиг. 2.22). Процесът има лавинообразен характер и протичащият ток се ограничава от външното съпротивление във веригата.



Фиг. 2.22. Механизъм на лавинно умножение на токоносителите в прехода

Въвежда се коефициент на лавинно умножение M , който показва колко пъти се е увеличил обратният ток от ударната йонизация I_{BR} в сравнение с I_R .

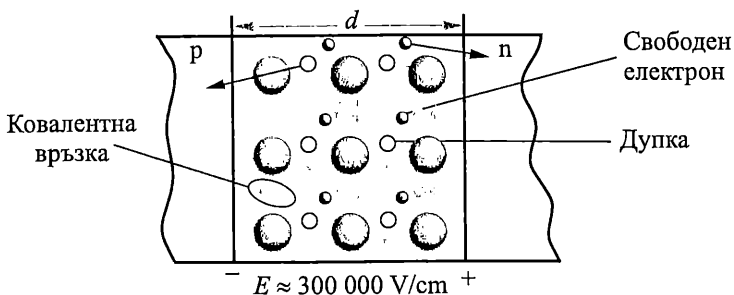
$$(2.14) \quad M = \frac{I_{BR}}{I_R} = \frac{1}{1 - \left(\frac{U_R}{U_{BR}}\right)^n}, \quad 2 < n < 6,$$

където U_{BR} е напрежението на пробив, n – константа, зависи от типа полупроводник и типа на проводимост.

Лавинният пробив възниква в широки преходи при по-високи обратни напрежения. Той се наблюдава при високоомните преходи, като пробивното напрежение $U_{BR} > 7 \text{ V}$. Стойността му зависи от специфичното съпротивление на слабо легирания слой. Пробивното напрежение е по-голямо при по-ниска концентрация на примесите. С повишаване на температурата напрежението на лавинен пробив нараства, защото е необходим по-голям интензитет на полето, за да настъпи йонизация при засиленото хаотично движение на атомите в кристала.

С увеличаване концентрацията на примесите широчината на обеднената област се намалява и нараства напрегнатостта на електрическото поле за по-ниски стойности на напрежението ($E = U/d$). При определена критична стойност на полето, в обеднения слой се получават допълнителни токоносители чрез непосредствено освобождаване на валентни електрони и превръщането им в свободни под действие на силното електрическо поле (фиг. 2.23).

Високата напрегнатост на полето предизвиква разкъсване на ковалентни връзки и рязко нарастване броя на токоносителите. Нововъзникналите двойки електрон-дупка се разделят от полето, прибавяйки се към обратния ток и той рязко нараства.



Фиг. 2.23. Механизъм на формиране на токоносителите при ценеров пробив

Ценеровият (тунелен) пробив е възможен при диоди с голяма концентрация на примесите, където широчината на обемния заряд е много малка и съответно интензитетът на електрическото поле – голям (от порядъка на 10^6 – 10^7 V/cm). **Напрежението на ценеров пробив не надвишава няколко волта (до 5–6 V)**. С повишаване на температурата нараства вероятността за разкъсване на ковалентни връзки и този тип пробив настъпва при по-ниски напрежения.

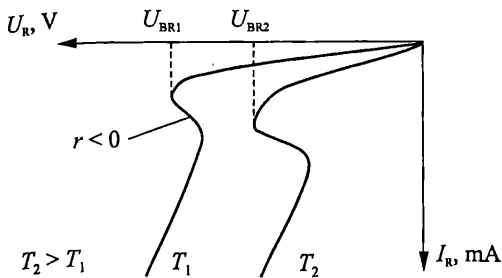
Лавинният и ценеровият пробив съответстват на почти вертикален участък в обратната част на волт-амперната характеристика, тъй като малко изменение на напрежението предизвиква голямо нарастване на броя на токоносителите и следователно на тока. И двата вида пробиви са обратими и при намаляване на напрежението свойствата му се възстановяват.

Топлинният пробив възниква, когато при протичане на ток през PN прехода се наруши равновесието между отделената топлинна мощност в прехода и излъчената мощност извън корпуса. При подаване на обратно напрежение U_R практически то изцяло пада върху PN прехода. Отделената мощност $P = U_R I_R$ загрива полупроводниковата структура. При повишаване на обратното напрежение възникват условия за нарушаване на баланса между отделената в прехода и отведената мощност.

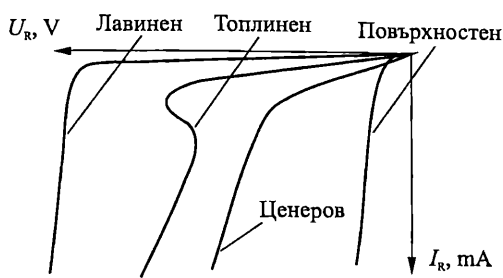
$$(2.14) \quad U_R I_R > \frac{T_{j\max} - T_a}{R_{th}}$$

При това се повишава температурата. Започва интензивна термогенерация на токоносителите в PN прехода, увеличава се обратният ток и се повишава температурата. Процесът се развива лавинообразно и поради нееднородностите на прехода има локален характер, като определен участък от прехода се разтапя и елементът се поврежда.

Напрежението на топлинния пробив бързо намалява с повишаване на температурата на околната среда (фиг. 2.24). При топлинен пробив волт-амперната характеристика в обратна посока има участък с отрицателно диференциално съпротивление (токът нараства при същевременно намаляване на напрежението върху прехода).



Фиг. 2.24. Топлинен пробив



Фиг. 2.25. Пробиви в PN преход

Колкото по-голям е обратният ток на диода, толкова по-ниско е напрежението на топлинен пробив. По тази причина вероятността за настъпване на топлинен пробив в германиевите диоди е значително по-голяма от тази за силициев диоди.

Силициевите диоди имат с няколко порядъка по-малък обратен ток от германиевите и допускат работа при по-високи температури на полупроводниковата структура. Това дава възможност за прилагане на по-големи обратни напрежения (до 2500 V–3000 V), отколкото при германиевите (до 500 V–600 V).

В реалните диоди *PN* преходът достига повърхността на кристала. Поради влиянието на замърсяванията, влага, наличието на големи повърхностни утечни токове, на повърхността на прехода може да настъпи локален пробив при интензитет на полето, значително по-малък от този, при който възниква в обема. По своята природа *повърхностният пробив* може да бъде лавинен, ценеров или топлинен. На фигура 2.25 са показани за сравнение волт-амперните характеристики на *PN* преход в обратна посока при различни видове пробиви.

2.11. Товарна права и работна точка

При наличие на външен товар (например резистор със съпротивление R), съгласно закона на Кирхоф за схемата от фиг. 2.26а може да се запише:

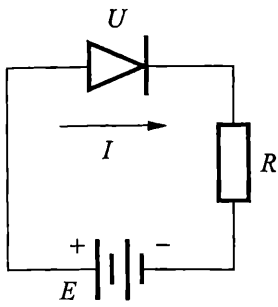
$$(2.15) \quad E = U + IR,$$

където U е падът на напрежението върху диода, а I – токът във веригата. Ако уравнение (2.15) се реши относно тока, се получава уравнение на права линия, наречена **товарна права**:

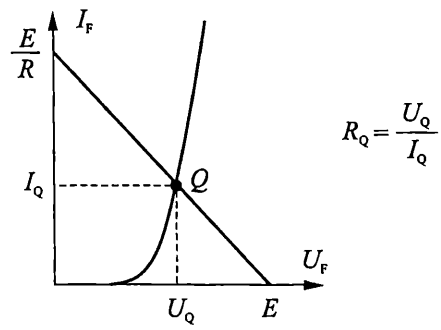
$$(2.16) \quad I = -\frac{1}{R}U + \frac{E}{R}$$

$$y = kx + b$$

Тя може да се построи в полето на волт-амперната характеристика на диода чрез точките \dot{u} от координатните оси. Ако $I = 0$, то $U = E$, а при $U = 0$ за тока през диода се получава $I = E/R$ (фиг. 2.26б).



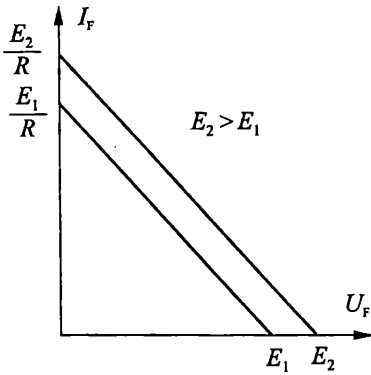
а)



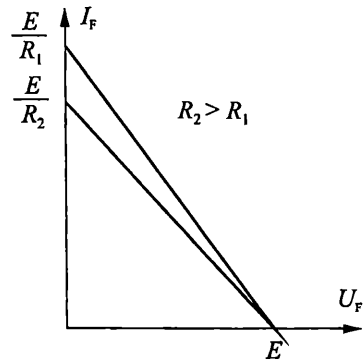
б)

Фиг. 2.26. Работа на диода при постоянен ток
а – схема на свързване с външно товарно съпротивление;
б – товарна права и работна точка

Наклонът на товарната права и положението ѝ в полето на волт-амперната характеристика не зависят от диода, а само от стойностите на товарното съпротивление R и на захранващото напрежение E . Ако се промени захранващото напрежение в схемата, товарната права се премества успоредно на себе си (фиг. 2.27а), докато наклонът ѝ се променя само, ако се измени стойността на товарното съпротивление (фиг. 2.27б).



а)



б)

Фиг. 2.27. Зависимост на товарната права от захранващото напрежение и товара
а – промяна в местоположението на товарната права;
б – промяна в наклона на товарната права

Пресечната точка на товарната права и волт-амперната характеристика определят **работната точка** Q . В работната точка всеки диод има фиксирани стойности за тока и напрежението и се характеризира с определено **статично съпротивление**:

$$R_Q = \frac{U_Q}{I_Q}.$$

Всяка промяна на захранващото напрежение или товарното съпротивление ще промени местоположението и наклона на товарната права, а оттам и работната точка и стойността на статичното съпротивление.

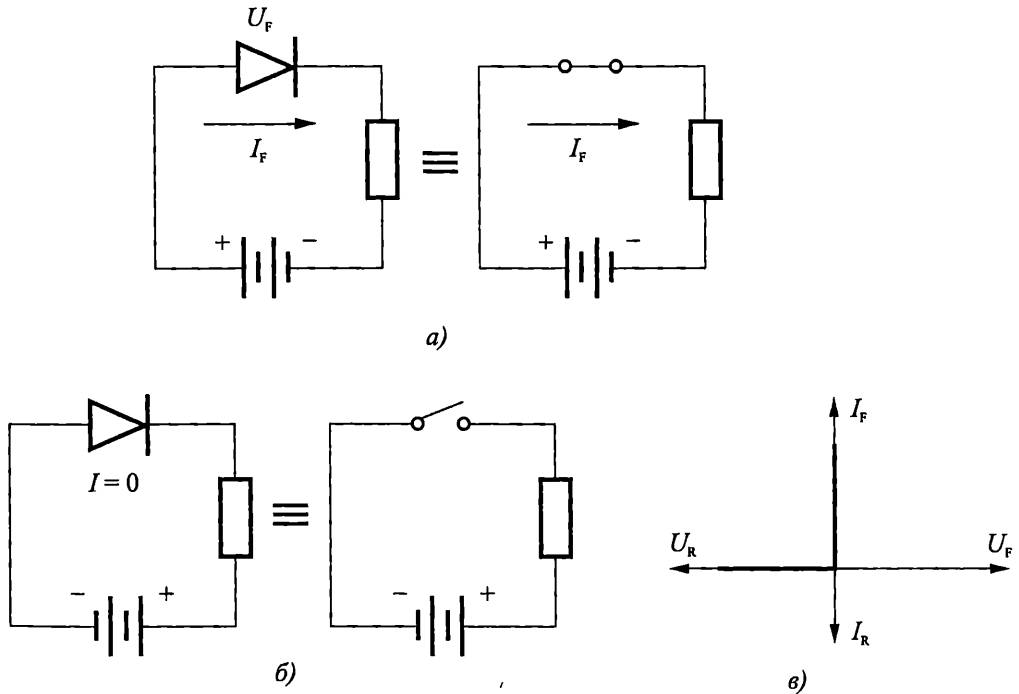
При обратно включване товарната права се построява в полето на обратната волт-амперна характеристика по аналогичен начин. Стойността на статичното съпротивление при обратно включване е много голямо, което обяснява едностранната проводимост на диода.

2.12. Еквивалентни схеми по постоянен ток

Най-лесният начин да се илюстрира действието на диода е той да се разглежда като ключ. При право включване идеалният диод представлява затворен ключ, докато при обратно включване – отворен ключ, както е показано на фиг. 2.28а,б.

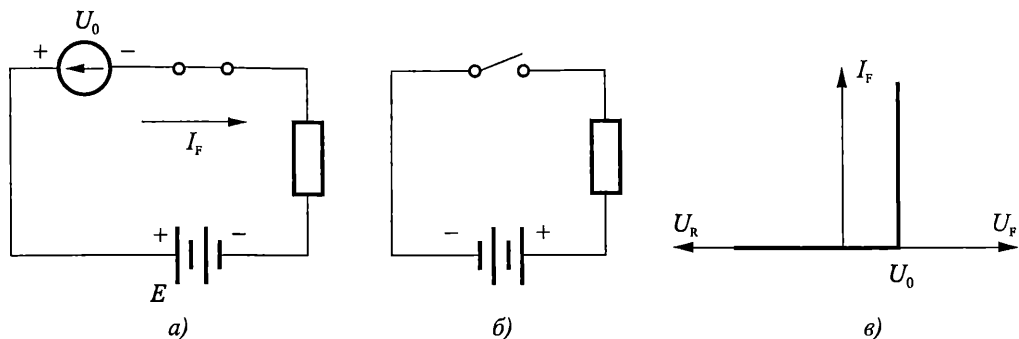
Волтамперната характеристика, съответстваща на този идеализиран модел е показана на фиг. 2.28в. Забележете, че в този идеализиран случай напрежението в права посока U_F и токът в обратна посока I_R са винаги с нулеви стойности.

Този опростен модел пренебрегва контактната потенциална разлика на прехода, вътрешните съпротивления на областите и други параметри и може да се използва в ограничени случаи при диагностика на неизправности, когато не се изискват точни стойности за тока и напрежението във веригата.



Фиг. 2.28. Идеализиран модел на диода като ключ
а – право включване; б – обратно включване; в – идеализирана VA характеристика

За практически цели се използва *праговият модел* на диода. При него се отчита напрежението на отпушване на диода U_0 , което е равно на контактната потенциална разлика на прехода и има типична стойност 0,7 V за Si диоди и 0,2÷0,3 V за Ge диоди. При право свързване диодът се апроксимира със затворен ключ, последователно на който е включен източник на напрежение със стойност U_0 (фиг. 2.29а). Положителният полюс на източника е към анода. Напрежението, приложено върху диода, трябва да надвиши U_0 , за да протече ток през диода (фиг. 2.29в). Обратно включеният диод се замества с отворен ключ (фиг. 2.29б), тъй като контактната потенциална разлика на прехода не оказва влияние при обратно включване.

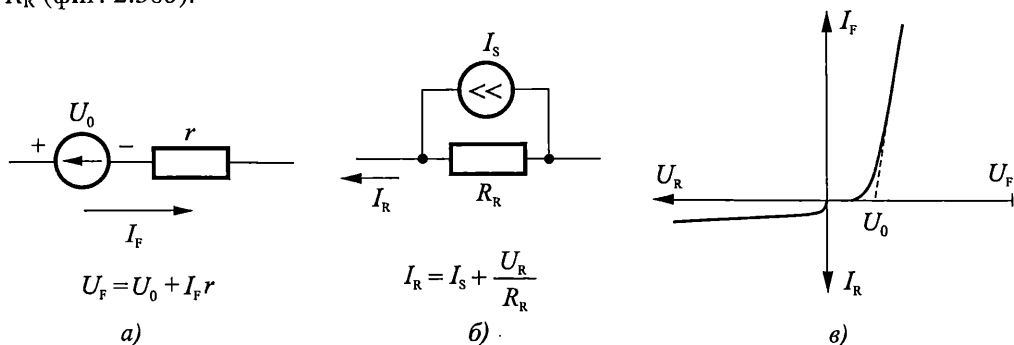


Фиг. 2.29. Прагов модел на диода

а – право включване; б – обратно включване; в – апроксимация на ВАХ

За по-голяма точност се използва *линеализираният модел* на диод. Фиг. 2.30а показва модела на диода при право включване. Той се състои от източник на постоянно напрежение със стойност U_0 и последователно свързано към него малко (динамично) съпротивление r , което отчита наклона на характеристиката.

В обратна посока диодът се заменя с генератор на ток със стойност I_S . За да се отчете изменението на обратния ток с промяна на напрежението, паралелно на генератора на ток се включва голямото обратно съпротивление на диода R_R (фиг. 2.30б).



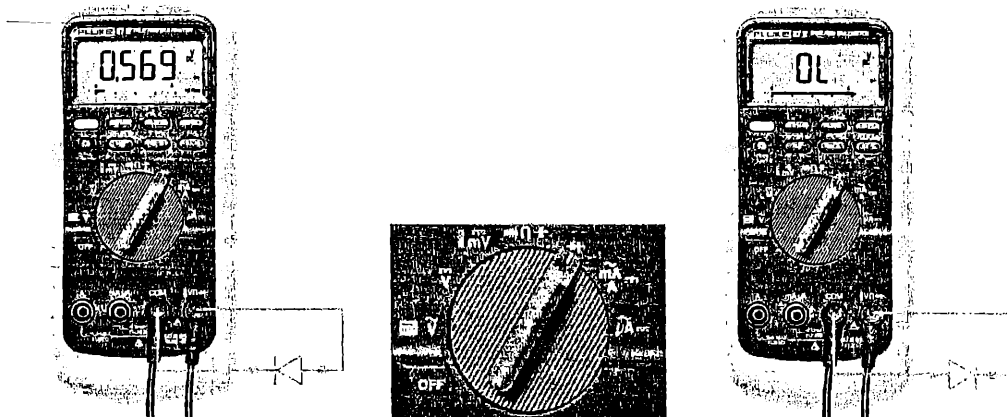
Фиг. 2.30. Линеализиран модел на диода

а – право включване; б – обратно включване; в – апроксимация на ВАХ

2.13. Тестване на диода

За бърза проверка на изправността на диода може да се използва мултиметър. Както е известно изправният диод ще има изключително голямо съпротивление при обратно включване (отворена верига) и много малко съпротивление при право включване. Прекъснат диод ще показва високо съпротивление и при право и обратно включване. Дефектирал диод с късо съединение в прехода ще има ниско съпротивление и в двете посоки.

Много цифрови мултиметри предоставят възможност за удобно и лесно тестване на диод. На функционалния си ключ те имат позиция, маркирана с малък символ на диод (фиг. 2.31б). Когато ключът се постави в тази позиция, цифровият мултиметър осигурява вътрешно напрежение, което е достатъчно диодът да се включи в право и обратно свързване. За различните мултиметри типични стойности на вътрешното напрежение са в областта от 2,5 V до 3,5 V.



Фиг. 2.31. Тестване на диод

а – право включване; б – положение на ключа; в – обратно включване

За право включване на диода, червеният (положителен) извод на мултиметъра се свързва към анода, а черният (отрицателен) – към катода (фиг. 2.31а). Ако силициевият диод е изправен, мултиметърът ще отчете стойности на напрежението между 0,5 V и 0,9 V (типична стойност 0,7 V).

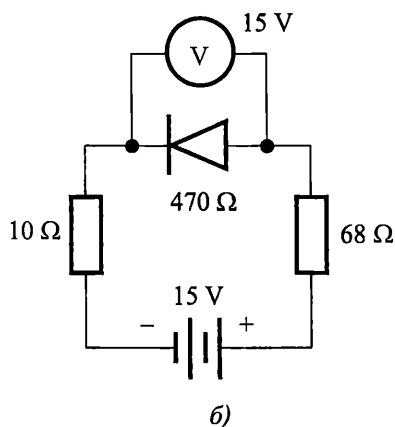
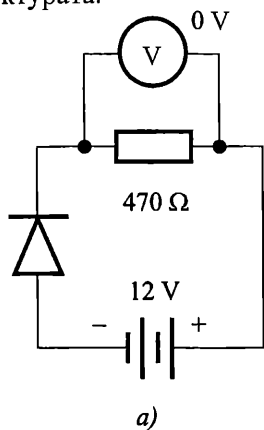
На фиг. 2.31в диодът е включен обратно. Ако диодът е изправен показанието е "OL" (отворена верига). Някои мултиметри вместо индикацията "OL" показват вътрешното напрежение на мултиметъра, което изцяло пада върху изключително голямото съпротивление на прехода.

Ако в право и обратно включване индикацията на мултиметъра е "OL", това означава че диодът е прекъснат. Това е един от най-често срещаните дефекти. Ако при двете включвания на диода, индикацията на мултиметъра е 0 V, това означава че в структурата на диода има късо съединение. Понякога дефектираният диод може да има малко съпротивление и в двете посоки, но различно от късо съединение. В този случай мултиметърът ще измери напрежения, различни от тези за изправен диод. Например за такъв диод показанията на мултиметъра

могат да бъдат 1,1 V в двете посоки, вместо 0,7 V за право включване и "OL" за обратно.

Пример

Определете дали диодите от фиг. 2.32а,б функционираат правилно. В случай на неизправност определете типа ъ – прекъснал диод или късо съединение в структурата.



Фиг. 2.32. Схеми на диод с показания на волтметрите

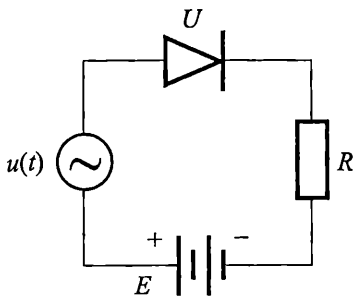
Решение

Диодът от фиг. 2.32а е изправен. Той е включен в обратно свързване, има голямо съпротивление и цялото напрежение на батерията пада върху него. През веригата не тече ток и падът върху резистора ще бъде 0 V, каквото е и показанието на волтметъра.

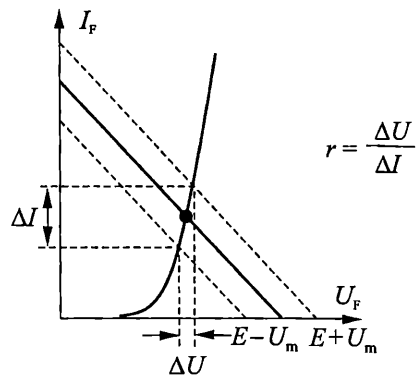
Диодът от фиг. 2.32б е включен в права посока. Ако беше изправен, напрежението върху него щеше да бъде около 0,7 V. Показанието на волтметъра е 15 V, което показва, че диодът е прекъснал, има голямо съпротивление и цялото напрежение на батерията пада върху дефектирания преход.

2.14. Работа на диода при малък променлив сигнал

Най-често диодите се използват за изправяне, детектиране и модулация на променлив сигнал. Когато освен постоянното напрежение към диода се приложи и променлив синусоиден сигнал $u(t) = U_m \sin \omega t$ с амплитуда U_m (фиг. 2.33а), за положителния полупериод максималната резултантна стойност на захранващото напрежение ще бъде $E + U_m$, а за отрицателния – съответно $E - U_m$. Ако амплитудата на сигнала е малка спрямо приложеното постоянно напрежение ($U_m \ll E$), диодът ще остане право поляризиран и през двете полуълни на синусоидалното напрежение.



а)



б)

Фиг. 2.33. Работа на диода при малък променлив сигнал
а – схема на свързване; б – диференциално съпротивление

2.14.1. Диференциално съпротивление

При работа на диода при малък променлив сигнал около товарната права, задаваща работната точка, могат да се построят още две прави – съответно за положителния и отрицателния максимум на напрежението (фиг. 2.33б).

Образува се област около работната точка, определена от синусоидния сигнал, в която се дефинира *променливотоковото (диференциално) съпротивление* на диода. То може да се определи чрез диференциране на (2.4)

$$(2.17) \quad r = \frac{dU}{dI} = \frac{\varphi_T}{I + I_s}.$$

Стойността на диференциалното съпротивление силно зависи от избраната работна точка. С увеличаване на тока през диода диференциалното му съпротивление намалява. При $I = 1 \mu\text{A}$ то е $25 \text{ k}\Omega$, докато при $I = 1 \text{ mA}$ достига 25Ω .

За малък променлив сигнал диференциалното съпротивление може да се определи графично от волт-амперната характеристика с нарастъци около работната точка:

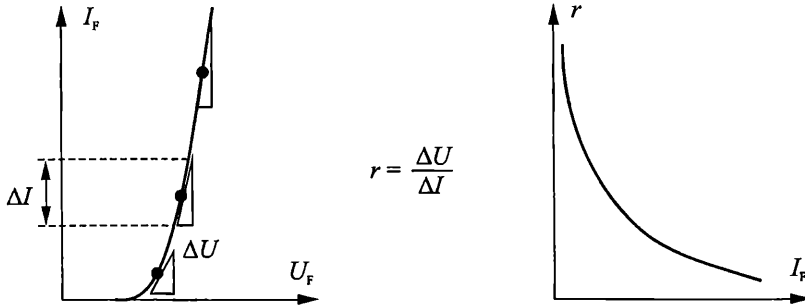
$$r = \frac{dU}{dI} \approx \frac{\Delta U}{\Delta I}.$$

За графичното построение се прекарва допирателна към волт-амперната характеристика в работната точка и съответните нарастъци в така получения характеристичен триъгълник се отчитат от осите (фиг. 2.34).

Диференциалните параметри характеризират елемента само в зададена работна точка и при изменение на постояннотоковия режим стойността им съществено се променя (фиг. 2.34).

При работа при малък променлив сигнал и ниски честоти диодът може да се замени със стойността на диференциалното си съпротивление в избраната работна точка. Диференциалното съпротивление при обратно включване (десетки мегаома) значително превишава това при право включване и по този начин се

осигурява едностранната проводимост на диода. С повишаване на честотата обаче свойствата на диода се променят.



Фиг. 2.34. Изменение на стойността на диференциалното съпротивление от режима

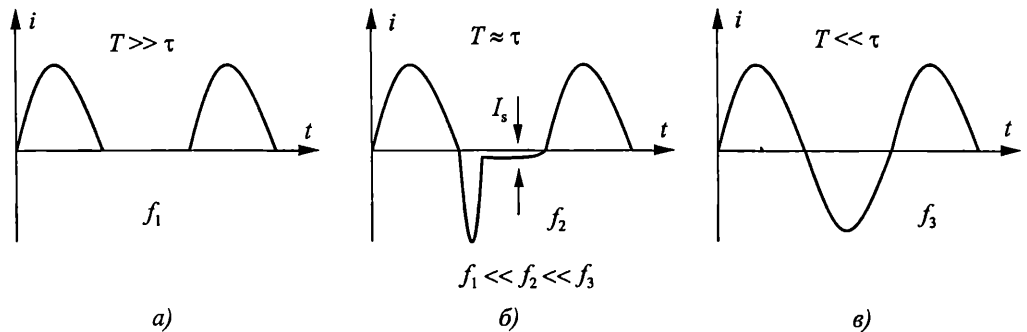
2.14.2. Честотни свойства

Под действие на синусоидни сигнали с различна честота $i(t) = U_m \sin \omega t$, където $\omega = 2\pi f$, а периодът $T = 1/f$, преходните процеси в диода протичат в течение на времето на живот на токоносителите τ .

При ниски честоти ($T \gg \tau$) неравновесните токоносители в базата напълно рекомбинират преди да се смени полярността на напрежението и ток протича само през положителния полупериод на сигнала (фиг. 2.35а).

С повишаване на честотата ($T \approx \tau$) изправящите свойства на диода се влошават. Неосновните токоносители, инжектирани в базата през положителния полупериод, не успяват напълно да рекомбинират преди да се смени полярността на сигнала. През време на отрицателния полупериод те се екстрахират от прехода, формирайки първоначално голям обратен ток, значително надвишаващ I_s (фиг. 2.35б).

При много високи честоти ($T \ll \tau$) преходът губи изправящите си свойства (фиг. 2.35в), тъй като всички неосновни токоносители, навлезли в базата през положителния полупериод, се връщат обратно през обемния заряд по време на отрицателния полупериод.



Фиг. 2.35. Влияние на

честотата върху формата на тока през диода при синусоиден сигнал
 а – работа на диода при ниски честоти; б – повишаване на честотата;
 в – високи честоти

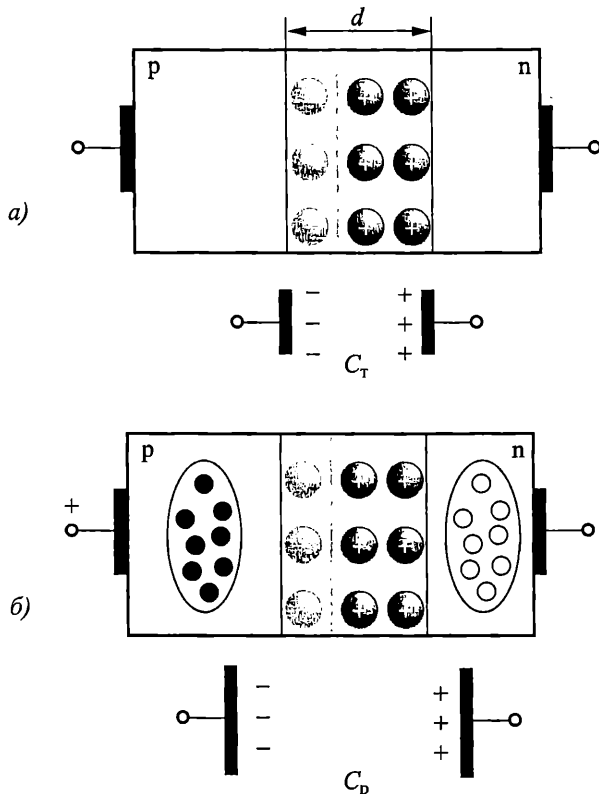
Ограничението в честотния обхват на работа е свързано с наличието на капацитети на диода.

2.14.3. Капацитети на диода

Полупроводниковият диод притежава капацитивни свойства, защото има способност да натрупва и отдава заряд при промяна на приложеното върху него напрежение. Изменението на заряда се осъществява в областта на PN прехода и в неутралните области, в съответствие с което се различават две съставки на капацитета – бариерна C_T и дифузна C_D .

$$C = C_T + C_D.$$

Бариерният капацитет характеризира съсредоточения в PN прехода заряд, създаден от йоните на примесите (фиг. 2.36а).



Фиг. 2.36. Капацитети на диода
а – бариерен капацитет; б – дифузен капацитет

При изменение на напрежението се променя широчината на обемния заряд d , а оттам и зарядът на некомпенсирани йони. Бариерният капацитет отразява преразпределението на този заряд в PN прехода от предизвиканото го изменение на напрежението и съществува както при право, така и при обратно свързване на диода.

Различават се статичен бариерен капацитет \bar{C}_T

$$\bar{C}_T = \frac{Q}{U}$$

и диференциален бариерен капацитет C_T

$$C_T = \frac{dQ}{dU}.$$

В практиката се използва предимно диференциалният капацитет, за физически аналог на който може да послужи капацитетът на плосък кондензатор:

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r S}{d},$$

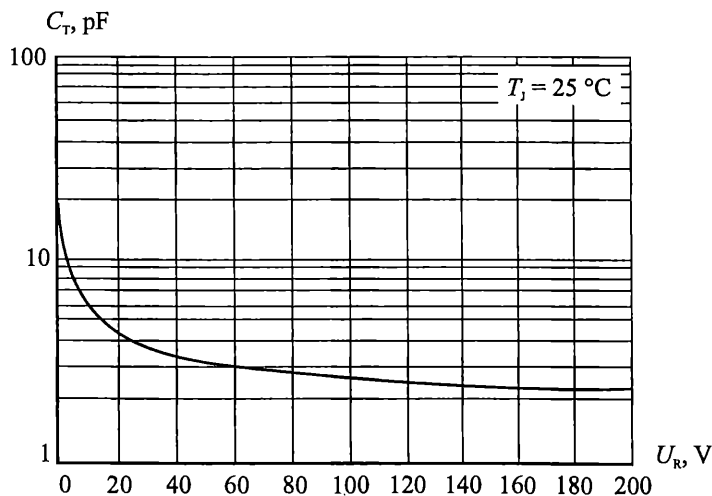
където S е площта на PN прехода, а d – широчината на обемния заряд.

Бариерният капацитет зависи от площта на прехода, концентрацията на примесите в слаболегираната област (N_D за случая, когато $N_A \gg N_D$) и приложеното към прехода напрежение.

$$(2.18) \quad C_T \sim \frac{SN_D}{\sqrt{U}}.$$

Бариерният капацитет е пропорционален на площта на прехода и съставлява десетки и стотици пикофарада. Той нараства с увеличаване на концентрацията на примесите и се изменя от типа на разпределението им. Важна особеност е зависимостта от приложеното напрежение. Бариерният капацитет е по-голям при право включване и намалява с нарастване на обратното напрежение върху диода.

Типична волт-фарадна характеристика за диоди 1N4001–1N4004 е показана на фиг. 2.37. Нелинейността на волт-фарадната характеристика се използва във варикапите, които намират приложение като кондензатори с променлив капацитет, управляван от напрежението.



Фиг. 2.37. Волт-фарадна характеристика на диоди 1N4001–1N4007

Дифузият капацитет C_D отразява преразпределението на зарядите в неутралните области на диода извън обемния заряд.

Дифузият капацитет се обуславя от изменението на сумарните заряди извън PN прехода при промяна на напрежението (фиг. 2.36б). Тъй като тези заряди се образуват при инжекция на токоносителите през прехода, C_D се отчита само при право включване на диода. Промяната на приложеното право напрежение е свързано със съществено изменение на неравновесните токоносителите извън обемния заряд.

Статичният дифузен капацитет се определя с отношението на сумарния заряд на инжектираните в N и P области неосновни токоносителите и приложеното напрежение.

$$\bar{C}_D = \frac{Q}{U}.$$

Диференциалният дифузен капацитет C_D се поражда от изменението на този заряд под действието на приложеното напрежение.

$$C_D = \frac{dQ_p}{dU} + \frac{dQ_n}{dU}.$$

Стойността на дифузия капацитет зависи от времето на живот на неосновните токоносителите и от протичащият през прехода ток и може да достигне стотици и хиляди пикофарада.

$$(2.19) \quad C_D = \frac{\tau I}{\varphi_T}.$$

Съотношението на бариерния и дифузия капацитет е различно при изменение на полярността на напрежението. При право включване капацитетът на диода се определя основно от дифузия капацитет, защото $C_D \gg C_T$, а при обратно включване – от бариерния капацитет, тъй като $C_D \approx 0$.

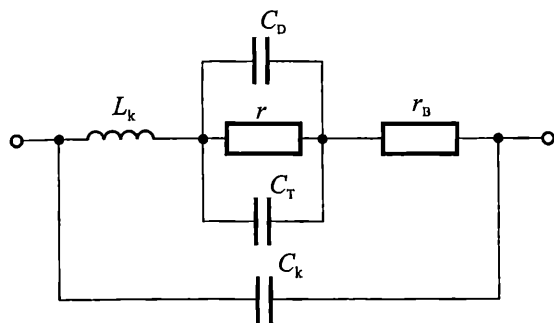
2.14.4. Еквивалентна схема на диода за малък променлив сигнал

Когато променливата съставка на сигнала е значително по-малка от постоянните токове и напрежения, в първо приближение диодът може да се разглежда като линеен елемент. В този случай се използват диференциалните параметри, чиито стойности се определят за избраната работна точка.

Еквивалентната схема на диода за малък променлив сигнал е показана на фиг. 2.38, където r представлява диференциалното съпротивление на диода, C_D и C_T са съответно дифузият и бариерният капацитети, а r_B – обемно съпротивление на базата. С L_k и C_k са означени паразитната индуктивност на изводите и капацитетът на корпуса на диода. Те зависят от конструкцията и геометричните размери на корпуса и влиянието им се проявява при свръх високи честоти.

Еквивалентната схема позволява да се анализира работата на диода при промяна на честотата. При ниски честоти реактивните съставки могат да се пренебрегнат и диодът се замества с диференциалното си съпротивление в работната точка (за нормалните случаи, когато, обемното съпротивление на базата е малко и може да не се отчита). С увеличаване на честотата капацитетите шунтират прехода и влошават едностранната му проводимост.

Влиянието на capacitетите зависи от полярността на напрежението. При право включване C_D и C_T са паралелни на много малкото диференциално съпротивление на диода и почти не оказват влияние. При обратно включване, обаче, съпротивлението на диода е много голямо и бариерният capacitет шунтира PN прехода, влошавайки изправителните му свойства. Наличието на бариерен capacitет обуславя протичането на capacitивен ток през прехода $I_T = C_T dU/dt$, който може значително да превиши обратния ток I_S на диода (фиг. 2.35б), а за случаите на много високи честоти да доведе до загуба на едностранната му проводимост (фиг. 2.35в). За работа при високи честоти се използват диоди с малки площи на преходите, за да се намалят техните capacitети.



Фиг. 2.38. Еквивалентна схема на диода за малък променлив сигнал

2.15. Работа на диода в импулсен режим

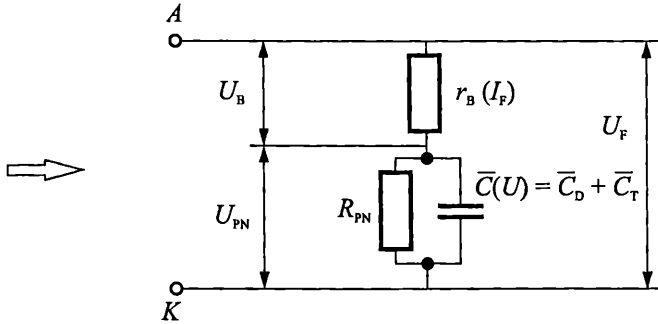
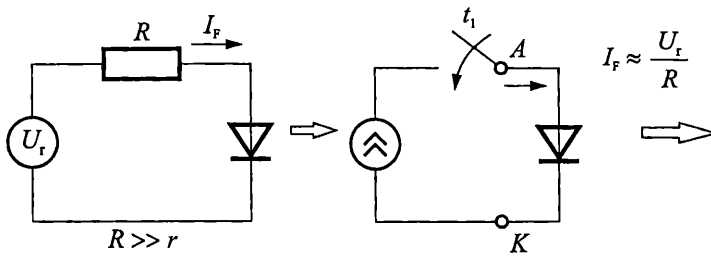
Полупроводниковите диоди се използват широко като *ключове*, т. е. като устройства с две състояния – *включено*, характеризиращо се с много малко съпротивление, и *изключено*, при което съпротивлението е много голямо. От скоростта на преминаване от едното в другото състояние се определя *бързодействието* на елемента.

При рязко изменение на напрежението или тока се проявява инертността на диода. Тя е свързана с необходимостта от време за натрупване и разнасяне на неосновните токоносители в базата, както и с процесите на презареждане на бариерния capacitет. Различават се *преходни процеси* при включване и изключване на диода. Измененията на тока и напрежението във времето, характеризирани преходните процеси, зависят също и от стойността на външното съпротивление във веригата, в която е включен диодът.

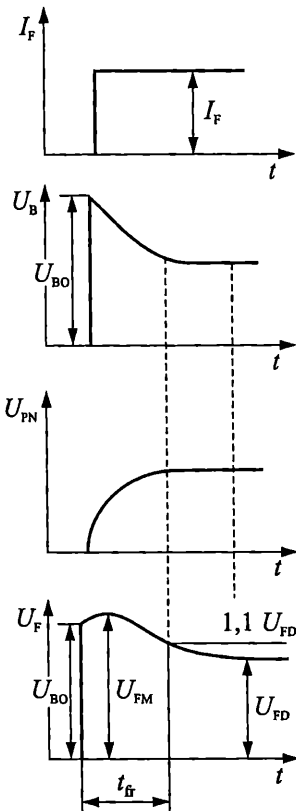
2.15.1. Процеси при включване на диода

При включване на диода в схема с голямо съпротивление, значително превишаващо диференциалното, токът във веригата се определя от външното съпротивление. Тогава диодът работи в *режим на генератор на ток* с $I_F = \text{const}$ (фиг. 2.39а). Правото напрежение върху диода е сума от пада на напрежението върху PN прехода (U_{PN}) и върху обемното съпротивление на базата (U_B) – (фиг. 2.39б).

При голям сигнал съпротивленията в еквивалентната схема са нелинейни, а за capacitетите се използват средните им интегрални стойности за зададен обхват на изменение на тока и напрежението. Capacitetите зависят от режима както диференциалните параметри.



Фиг. 2.39. Еквивалентна схема за работа на диод в импулсен режим
а – режим на генератор на ток; б – работа при голям сигнал



Когато на диода се подаде отпушващ ток импулс с правоъгълна форма (фиг. 2.40а), в първия момент напрежението U_B е голямо и се определя от големината на тока I_F и съпротивлението на базата на диода r_B .

Напрежението върху PN прехода е нула тъй като бариерният кондензатор не е зареден. С натрупване на неосновни токоносители в базата намалява съпротивлението \dot{u} (модуляция на съпротивлението на базата в режим на големи токове), което довежда до намаление на U_B (фиг. 2.40б).

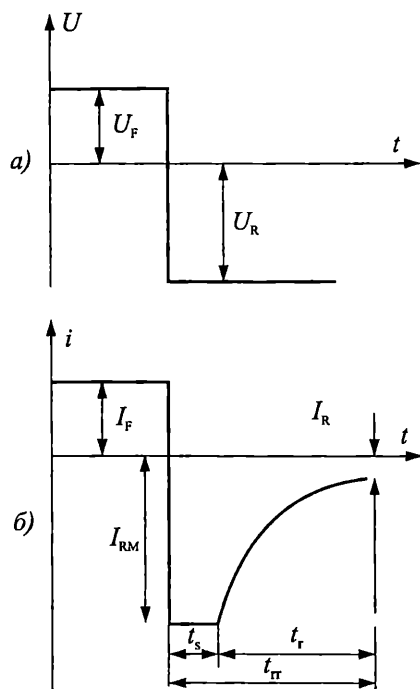
Напрежението върху PN прехода нараства поради зареждане на бариерния кондензатор (фиг. 2.40в).

При сумиране на U_B и U_{PN} се получава U_F (фиг. 2.40г). Процесът на установяване на правото напрежение се характеризира с възникването на *импулсно напрежение в права посока* U_{FM} при включване на диода при определена стойност на токовия импулс. След завършване на процеса на натрупване на неосновните токоносители в базата напрежението върху диода достига *установена стойност* U_{FD} .

Фиг. 2.40. Преходни процеси при включване в права посока при голяма стойност на токовия импулс

Времето за установяване на напрежението t_{fr} при зададен ток в права посока е интервалът от време от момента на подаване на токов импулс в права посока до достигане на определена стойност на напрежението върху диода $U_F = 1,1 U_{FD}$.

2.15.2. Процеси при изключване на диода



Фиг. 2.41. Преходни процеси при превключване в обратна посока

Процесът на превключване на диода от отпушено в запушено състояние при бързо изменение на полярността на приложеното напрежение (фиг. 2.41а) се характеризира с рязко увеличаване на обратния ток I_{RM} (фиг. 2.41б) понякога с един-два порядъка над установената стойност.

Токът I_{RM} остава постоянен, докато не завърши процесът на разнасяне на неосновните токоносители в базата.

Времето на разнасяне t_s се определя от времето на живот на неосновните токоносители. След това обратният ток започва да намалява и достига номиналната си стойност I_R за време t_r , което се определя от големината на бариерния капацитет. Този характер на изменение на обратния ток свидетелства за постепенното възстановяване на голямото обратно съпротивление на диода.

Сумата от времето за разнасяне на неосновните токоносители и времето за намаляване на тока се нарича **време за възстановяване на обратното съпротивление на диода** t_{π} .

$$t_{\pi} = t_s + t_r.$$

Стойността на параметрите t_{fr} и t_{π} показват бързодействието на импулсните диоди. Диодът реагира по-бързо на измененията на приложения сигнал, ако тези времена са по-малки. **Подобряването на импулсните параметри се достига чрез намаляване на времето на живот на токоносителите, площта на прехода и ограничаване на тока в права посока.**

2.16. Видове диоди

Полупроводниковите диоди могат да се квалифицират по редица признаци – според материал (Si, Ge, GaAs и др.), конструктивно-технологични особености (точкови и плоскостни), по технология на изготвяне (сплавни, дифузни, планарни), по предназначение (изправителни, детекторни и др.), по честотен обхват (нискочестотни, високочестотни, свръхвисокочестотни), според физическия принцип на действие (използващи асиметрията на волт-амперната характеристика,

електрическия пробив, зависимостта на капацитета на прехода от напрежението, тунелни ефекти и др.)

Различните типове диоди имат специфични характеристики и параметри, определящи основните им свойства.

Значителна част от приложенията на полупроводниковите диоди са основани на *едностранната проводимост на PN прехода*.

2.16.1. Изправителни диоди

Изправителните диоди са полупроводникови диоди, предназначени за преобразуване на променливи токове и напрежения с ниска честота в постоянни.

Основни техни параметри са:

- *Максимален изправен ток* I_0 – най-голямата допустима средна стойност на изправения ток през диода (за един период). Според допустимия изправен ток изправителните диоди се разделят на *маломощни* ($I_{0\max} < 0,3\text{A}$), *средномощни* ($0,3\text{A} < I_{0\max} < 10\text{A}$) и *мощни* – с $I_{0\max} > 10\text{A}$.
- Максимален ток в права посока $I_{F\max}$ – най-големият ток в права посока (амплитудна стойност), който е допустимо да протече през прехода (за един период).
- Максимален пад на напрежението в права посока $U_{F\max}$ – падът на напрежението в права посока при максималния ток в права посока.
- Максимално обратно напрежение $U_{R\max}$ – най-голямата амплитудна стойност на обратното напрежение върху диода (за един период), при която се гарантира надеждна работа ($U_{R\max} < U_{BR}$).
- Максимално допустима стойност на повтарящото се импулсно напрежение $U_{RR\max}$, което диодът може да понесе, без да настъпи пробив.
- Обратен ток I_R на диода при определено обратно постоянно напрежение U_R .
- Максимално допустима температура на прехода $T_{j\max}$.
- Максимално допустима мощност, разсейвана от диода P_{\max} .
- Топлинно съпротивление R_{th} – показва с колко градуса ще се повиши температурата на прехода над стайната, когато към диод се подава мощност 1 W.
- Капацитет на диода C_{tot} – капацитетът при зададено обратно напрежение.
- Гранична честота – честотата, при която капацитивното съпротивление на прехода става съизмеримо с диференциалното.

Детайлна информация за параметрите на всеки диод се задава от производителя в справочник, за да могат съответните елементи да се използват правилно за конкретното приложение. Типично се задават максимално допустимите параметри, механични данни (тип корпус, размери, изводи и разположение) и графични зависимости за отделни параметри.

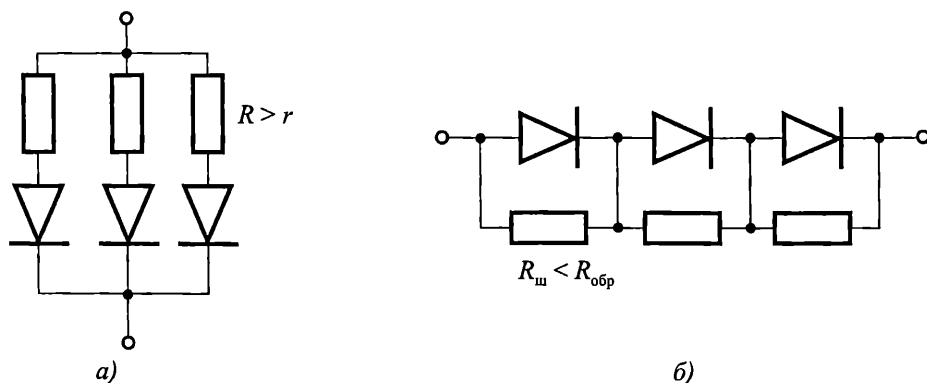
За осигуряване протичането на голям ток през изправителните диоди е необходима голяма площ. Това е свързано с увеличаване капацитета на диода и с ограничаване на честотния диапазон на работа.

Исправителните диоди работят само при ниски честоти, тъй като с увеличаване на честотата нарастват капацитивните токове и диодите губят исправителните си свойства.

Протичането на големи токове е свързано с отделяне на значителна мощност, която трябва да бъде разсейвана. Това се постига с увеличаване на размерите на корпуса и външните изводи. С увеличаване на мощността отделяната топлина не може да се разсейва само през корпуса и за подобряване на топлоотвеждането се използват допълнителни радиатори, а при необходимост – въздушно и водно охлаждане.

Исправителните диоди се изготвят главно от силиций, поради високите пробивни напрежения (1000–1600 V) и по-високият температурен диапазон, в който могат да бъдат използвани ($T_{jmax} = 170\text{--}200\text{ }^\circ\text{C}$). Обратният ток е малък и се изменя с напрежението, тъй като се предизвиква главно от тока на генерация. Пробивът има лавинен характер.

При необходимост от изправяне на ток, надвишаващ номиналния среден изправен ток, се използва *паралелно свързване на няколко диода* (фиг. 2.42а). За да се изравнят токовете през диодите се използва допълнително активно съпротивление, което определя тока в клона ($R > r$). В противен случай ще настъпи претоварване по ток в клона с най-добрия диод – този с най-малко съпротивление. Върху активното съпротивление ще има загуба на мощност, особено при големи токове. Затова по-често за изравняване на токовете се използват индуктивности.



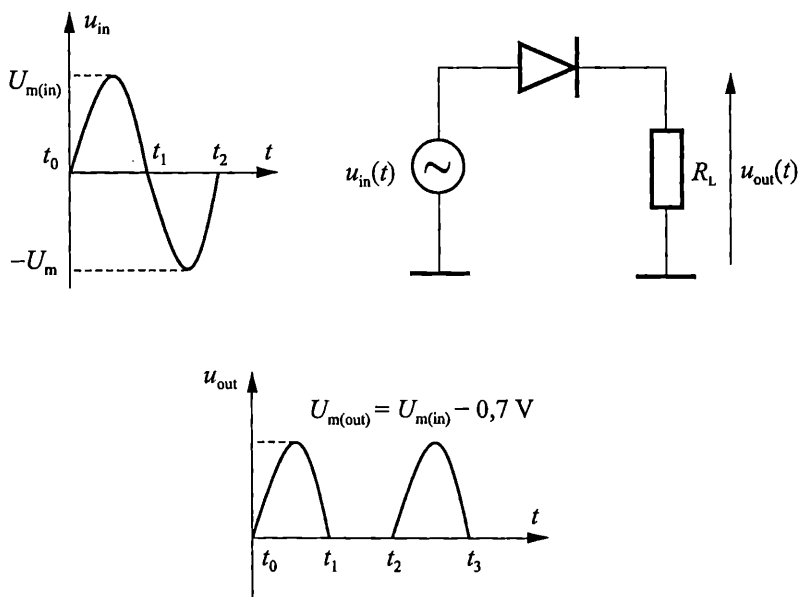
Фиг. 2.42. Свързване на диодите за работа при:
 а – ток по-голям от I_{0max} ; б – напрежение, превишаващо U_{Rmax}

Последователно свързване на диодите се използва за увеличаване на сумарното обратно напрежение. Поради разликите в обратните съпротивления на отделните диоди общото напрежение се разпределя неравномерно върху тях. Най-голямо ще бъде напрежението върху най-добрия диод (с най-голямо $R_{обр}$) и може да настъпи необратим пробив. За да се изравни падът на напрежението всеки диод се шунтира с $R_{ш}$, като $R_{ш} < R_{обр}$.

Приложения

Поради едностранната си проводимост (способност да провеждат ток в една посока и да не пропускат тока в обратната посока) диодите са основни градивни елементи в *изправителите*, които преобразуват стандартното променливо напрежение от мрежата (220 V, 50 Hz) в постоянно. Захранващият блок на всяка електронна апаратура, която се свързва към електрическата мрежа, съдържа *изправител*.

Фиг. 2.43 илюстрира основния принцип на работа на изправителите. През положителния полупериод диодът е отпушен. Протичащият през него ток създава пад върху товарното съпротивление R_L . Полученото в изхода напрежение повтаря формата на входния сигнал през положителния полупериод. Максималната стойност на напрежението в изхода може да се определи от закона на Кирхоф и тя е с 0,7 V по-малка по стойност от амплитудата на входния сигнал (с 0,3 V по-малка, ако диодът е от Ge).

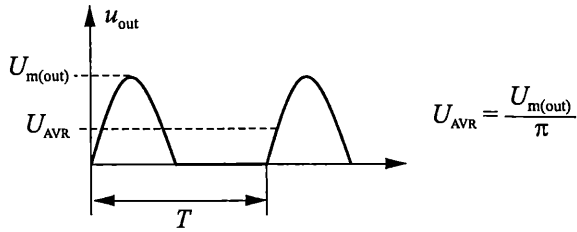


Фиг. 2.43. Еднопътен изправител

През отрицателния полупериод диодът се запушва, през веригата не тече ток и напрежението в изхода е нула. През този полупериод, обаче, цялото входно напрежение се прилага върху диода. Когато се достигне амплитудата на отрицателната полувадна обратното напрежение върху диода достига пиковата си стойност. Диодът трябва да е в състояние да издържа постоянно повтарящи се големи обратни напрежения, т. е. за конкретния диод параметърът U_{RRmax} трябва значително да надвишава амплитудата на входното напрежение.

Поради едностранната си проводимост диодът пропуска само положителната полувадна на променливото напрежение. Тъй като изходният сигнал не променя поляритета си, в изхода се получава пулсиращо постоянно напрежение.

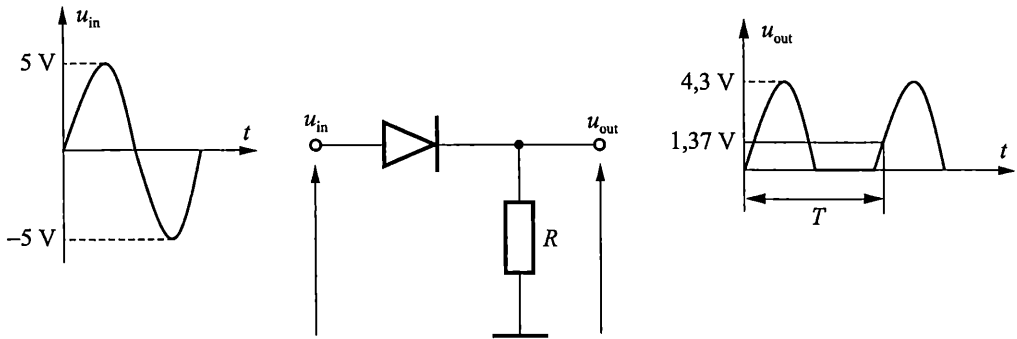
Това напрежение може да се измери с мултиметър, който показва средната стойност на напрежението на изходната полувайна U_{AVR} (фиг. 2.44).



Фиг. 2.44. Средна стойност на изходното напрежение

Пример

Да се определи формата на изходния сигнал и неговата амплитуда за схемата от фиг. 2.45 при зададения входен сигнал. Да се определи средната стойност на изходното напрежение.



Фиг. 2.45. Пример за еднотътен изправител

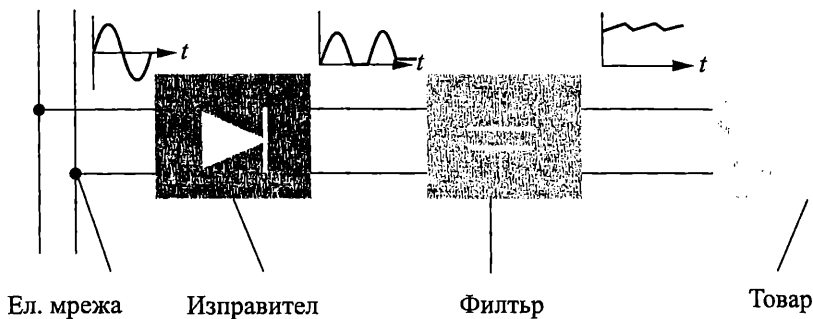
Решение

$$U_{m(out)} = U_{m(in)} - 0,7 = 5 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 4,3 \text{ V}$$

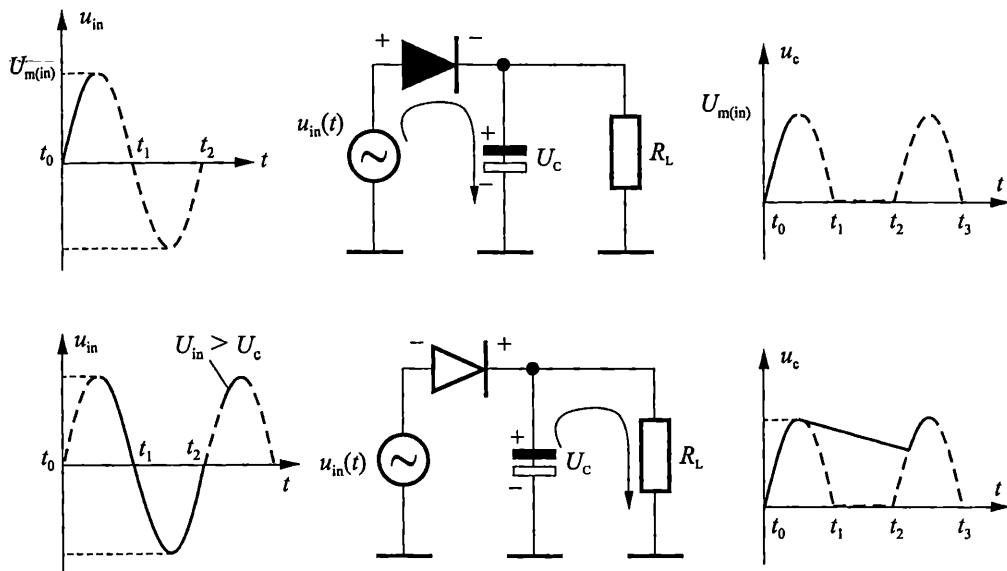
$$U_{AVR} = \frac{U_{m(out)}}{\pi} = \frac{4,3 \text{ V}}{\pi} = 1,37 \text{ V}$$

За правилното функциониране на електронните схеми се изисква захранващ източник на постоянно напрежение и ток. За да се намалят пулсациите в изходното напрежение на изправителя се използва *капацитивен филтър* (фиг. 2.46).

Капацитивният филтър, свързан към изправителя, елиминира пулсациите в изправеното напрежение и осигурява относително постоянно напрежение със слаби флукуации. Схемата на фиг. 2.47 илюстрира принципът на филтриране.



Фиг. 2.46. Блок схема на източник на постоянно напрежение



Фиг. 2.47. Действие на еднопътен изправител с кондензаторен филтър

През положителният полупериод диодът се отпушва и протичащият през него ток зарежда кондензатора приблизително до върховата стойност на входното напрежение (ако се пренебрегне падът върху диода), както е показано на фигурата горе. Когато входното напрежение започне да спада под върховата си стойност, кондензаторът запазва заряда си и диодът се включва в обратна посока като прекъсва веригата към входния източник. През останалата част от цикъла кондензаторът може да се разрежда само през товарното съпротивление със скорост, определена от времеконстанта $R_L C$. Колкото по-голяма е времеконстантата, толкова по-бавно ще се разрежда кондензаторът.

Тъй като кондензаторът е зареден приблизително до върховата стойност на входното напрежение, то върху обратно включения диод се прилага двойната

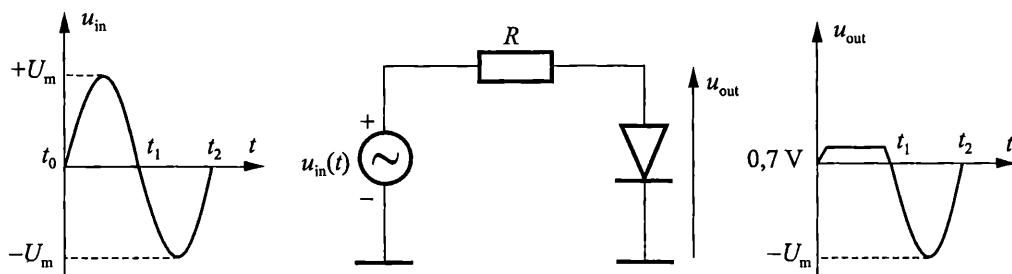
амплитуда на входното напрежение и той трябва да се подбере така, че да е в състояние да издържа повтарящо се импулсно напрежение с тази стойност.

През нарастващата част от следващия полупериод, когато входното напрежение надвиши това върху кондензатора, диодът се включва в права посока и капацитетът бързо се дозарежда. В резултат на зареждането и разреждането на капацитета в изхода се получава приблизително постоянно напрежение с малки флуктуации.

Амплитудни ограничители

Диодите често се използват да отрежат части от даден сигнал над или под определено ниво. Схемата от фиг. 2.48 ограничава нивото на входния сигнал през положителния полупериод. Когато диодът е отпушен, напрежението върху него е $0,7\text{ V}$. Тогава изходното напрежение се ограничава на ниво $+0,7\text{ V}$ за случаите, когато входното напрежение превиши тази стойност.

През отрицателния полупериод диодът е запушен – действа като отворен ключ и напрежението в изхода повтаря формата на входното.

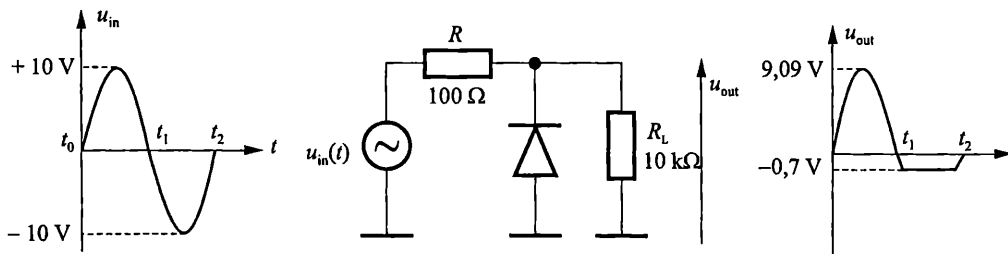


Фиг. 2.48. Схема на ограничител отгоре

Ако диодът се обърне така че анодът да е към маса – тогава сигналът се ограничава отдолу на ниво $-0,7\text{ V}$.

Пример

Да се определи формата и амплитудата на изходния сигнал за схемата от фиг. 2.49.



Фиг. 2.49. Схема на ограничител

Решение

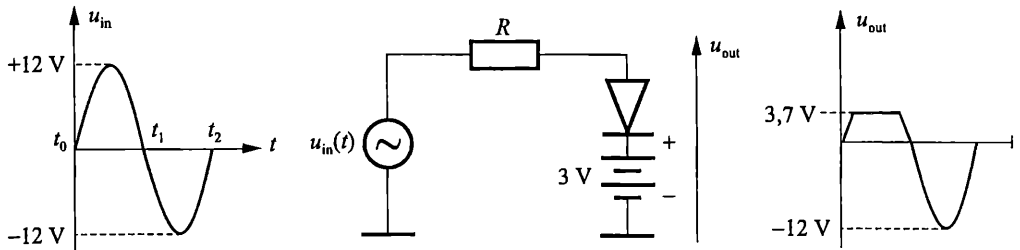
През положителния полупериод диодът е запушен и действа като отворен ключ. Изходното напрежение повтаря формата на входното напрежение, но амплитудната му стойност се определя от напрежителния делител R и R_L , както следва:

$$U_{m(\text{out})} = \left(\frac{R_L}{R + R_L} \right) U_{m(\text{in})} = \frac{1 \text{ k}\Omega}{1.1 \text{ k}\Omega} 10 = 9,09 \text{ V}.$$

През отрицателния полупериод диодът се отпусва, когато напрежението падне под $-0,7 \text{ V}$. Така диодът действа като ограничител отдолу.

Пример

Да се определи формата и амплитудата на изходния сигнал за схемата от фиг. 2.50.



Фиг. 2.50. Схема на ограничител с батерия

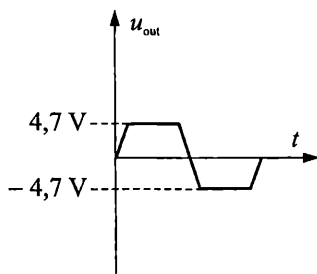
Решение

За да се регулира изходното напрежение до определено ниво, последователно към диода се свързва батерия, както е показано на фиг. 2.49. Диодът ще се отпусне, когато напрежението върху анода му надвиши стойността на напрежението на батерията $+0,7 \text{ V}$ ($3,7 \text{ V}$ в случая). Тогава изходното напрежение се ограничава до тази стойност и всички по-високи входни напрежения се отрязват. Ако се смени стойността на батерията, съответно се променя и нивото, до което се ограничава изходното напрежение.

През отрицателната полуваълна диодът е запушен, действа като отворен ключ и изходното напрежение повтаря входното.

Пример

Да се определи формата и амплитудата на изходния сигнал за схемата от фиг. 2.51.



Фиг. 2.51. Схема на двустранен ограничител

Решение

Когато входното напрежение надвиши $+4,7\text{ V}$ диодът D_1 се отпушва и ограничава входното напрежение до $+4,7\text{ V}$. Диодът D_2 се отпушва когато напрежението достигне $-4,7\text{ V}$. Следователно положителни напрежения над $4,7\text{ V}$ и отрицателни под $-4,7\text{ V}$ се отрязват.

2.16.2 Високочестотни и импулсни диоди

И двата типа диоди трябва да реагират на бързо изменящи се сигнали, което поражда еднакви изисквания към конструкцията и параметрите им.

Високочестотните диоди са предназначени за обработване на високочестотни сигнали. Те се изправяне на токове и напрежения с честота до 150 MHz , за детектиране на сигнали (отделяне на нискочестотен сигнал от модулиран по амплитуда високочестотен сигнал), за модулиране на високочестотни сигнали и др.

Свойствата на тези диоди се определят от същите параметри както на изправителните, но от най-голямо значение са общият капацитет на диода и граничната работна честота. За да не се влошат изправителните свойства на диодите при високи честоти, е необходимо бързо да се разнасят неосновните им токоносители и капацитетите (респективно площта на прехода) да бъдат малки.

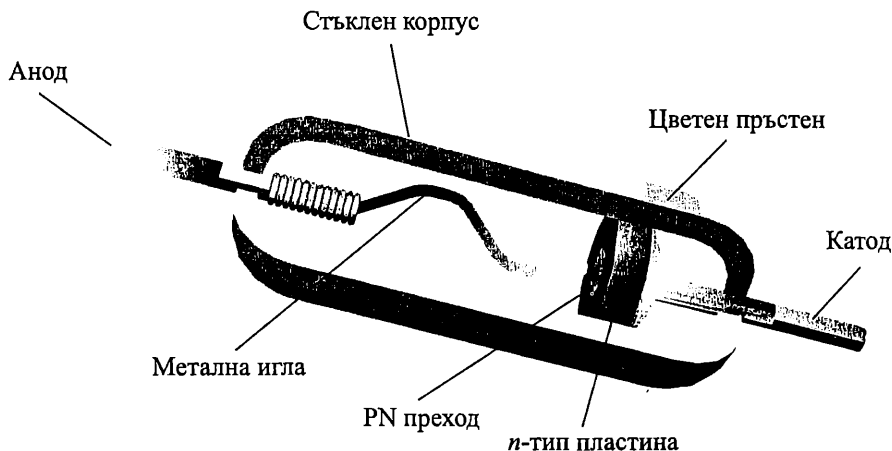
За да се намали времето на разнасяне на токоносителите се използва *легиране със злато*. Така се създават центрове за рекомбинация, намалява се времето на живот на токоносителите, което ускорява рекомбинацията, но нараства падът на напрежението в права посока. Диодът 1N914 е типичен представител.

За да се разшири честотният диапазон се реализират *точкови PN преходи*. Към n -тип пластина от Si или Ge се осъществява контакт с метална игла (от трета валентност). През иглата се пропуска мощен токов импулс. В мястото на кон-

така се получава сплавяване като част от акцепторните примеси се захващат от полупроводника. Така се формира област с p -тип проводимост и полученият PN преход има много малка площ ($\sim 20 \mu\text{m}^2$), много малки капацитети (десети от pF) и малка мощност на разсейване ($15\text{--}20 \text{ mW}$).

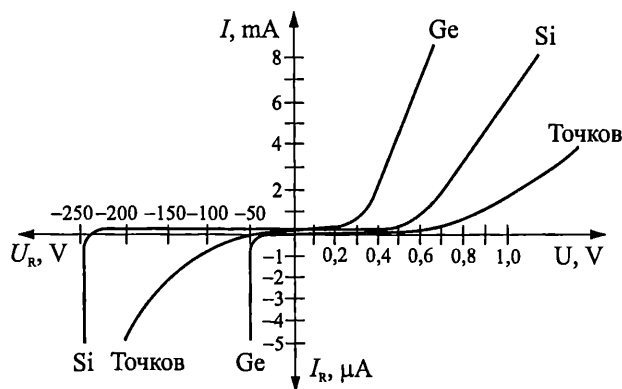
Ge точкови диоди намират широко приложение за детектиране или превключване в радио, стерео, телевизионни и др. приемници. Популярният германиев 1N34 все още се използва в радио приемниците като детектор, а понякога и в специализирана аналогова електроника.

Конструкцията на точков диод е показана на фиг. 2.52.



Фиг. 2.52. Конструкция на точков диод

Волт-амперната им характеристика има по-малка стръмност в права посока и липса на хоризонтален участък в обратна посока (фиг. 2.53). Забележете големия пад на напрежението в права посока. За Ge точков диод $U_F = 1 \text{ V}$ при ток $I_F = 2 \text{ mA}$.



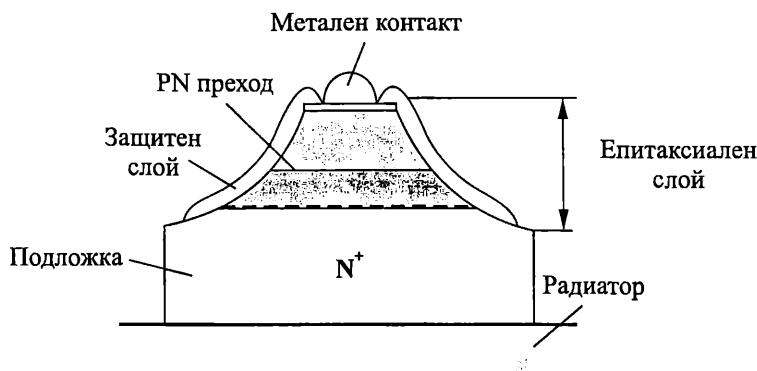
Фиг. 2.53. Волт-амперни характеристики на Ge, Si и Ge точков диод

Импулсните диоди работят в режим на бързи изменения на сигналите и се характеризират с малка продължителност на преходните процеси – с време на превключване по-малко от $1 \mu\text{s}$.

За оценка на инертността им служат параметрите: време за възстановяване на обратното съпротивление $t_{\text{пр}}$, време за разнасяне на токоносителите t_s и време за установяване на правото напрежение $t_{\text{р}}$. Основен параметър е $t_{\text{пр}}$. Според него се различават импулсни диоди с голямо бързодействие $t_{\text{пр}} < 10$ ns, средно бързодействие $10 \text{ ns} < t_{\text{пр}} < 100$ ns, и ниско бързодействие $t_{\text{пр}} > 100$ ns. Съществуват и свръхбързи диоди с $t_{\text{пр}} = 0,1 - 1$ ns.

Обикновено импулсните диоди работят в режим на големи сигнали и преходните процеси се определят от натрупването и разнасянето на токоносителите в базата. За да се намали времето на живот се използва легиране със злато.

Точковите диоди се характеризират с малко време на превключване $t_{\text{пр}} < 1$ μs , но те имат много малки обратни напрежения и допускат работа с токове в права посока от 20–50 mA. Със значително по-голяма скорост при превключване ($t_{\text{пр}} = 10\text{--}50$ ns), по-голям прав ток (500 mA) и по-голямо обратно напрежение (до 100 V) се отличават *меза-диодите*. При тях преходът се изготвя чрез дифузия като площта му се намалява със специален процес (ецване), който отнема част от материала в кристала (фиг. 2.54).



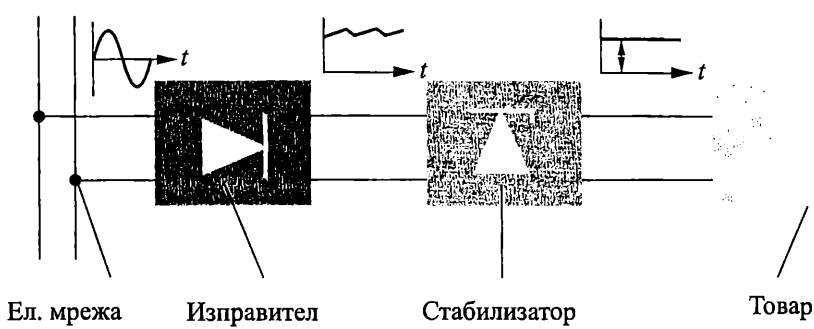
Фиг. 2.54. Меза структура на PN преход

2.16.3. Ценерови диоди

Ценеровият диод е елемент, който работи в областта на електрически пробив и се използва за стабилизиране на напрежение.

Основното им приложение е да осигуряват определено опорно напрежение в изхода, което е стабилно и не се променя при изменение на входния сигнал или товара. Такива напрежения се използват в захранващите токоизточници, волтметрите и други измервателни инструменти.

Фиг. 2.55 илюстрира блок схемата на стабилизирания източник на постоянно напрежение. Полученото напрежение след кондензаторния филтър на изправителя има флукутации. За да се стабилизира напрежението върху товара, се използва ценеров диод, който поддържа в изхода стойност на напрежението U_z равна на пробивното му напрежение.

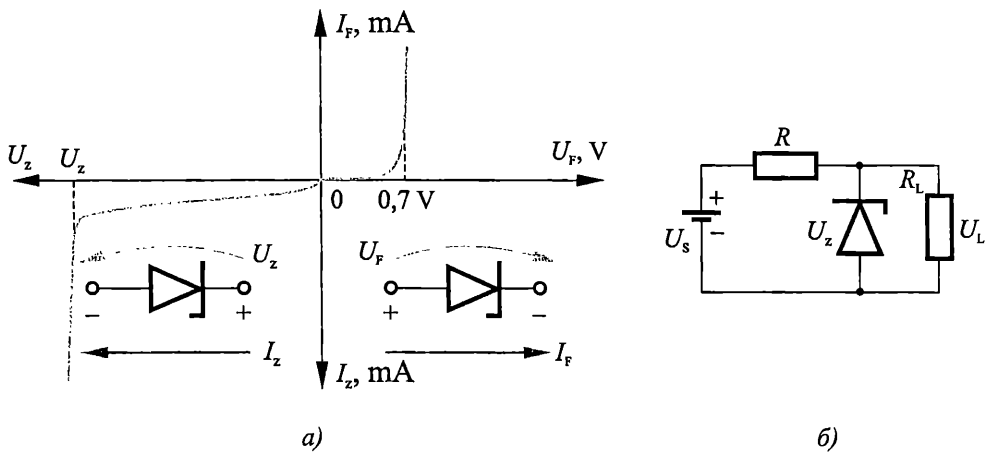


Фиг. 2.55. Блок схема на стабизиран постоянно токов източник на напрежение

На фиг. 2.56 е показано условното графично означение на диода, волт-амперната му характеристика и схемата на включване. При право свързване ценеровият диод работи като обикновен изправителен диод.

Ценеровият диод се използва главно при обратно включване в областта на електрически пробив, където напрежението на диода слабо зависи от тока (фиг. 2.56а). В тази работна област диодът може да се замени с източник на постоянно напрежение със стойност равна на пробивното му напрежение U_z .

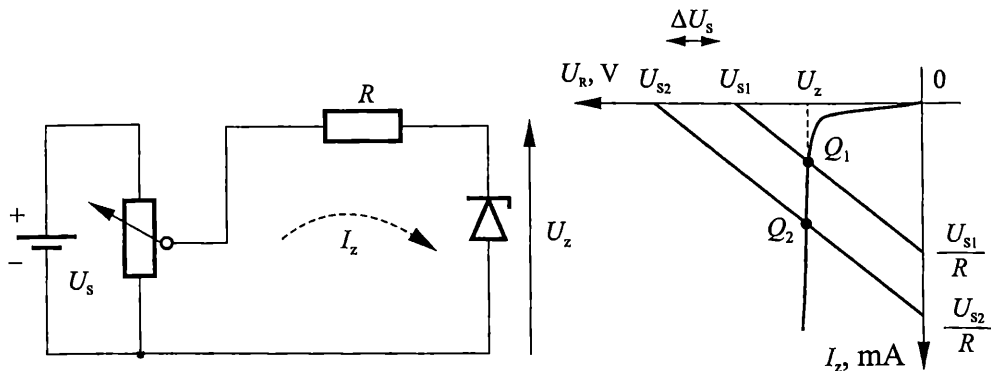
За стабилизиране на напрежението ценеровият диод се включва паралелно на товарното съпротивление (фиг. 2.56б).



Фиг. 2.56. Ценеров диод
 а – условно графично означение и волт-амперна характеристика;
 б – схема на включване

При изменение на входното напрежение с ΔU_s напрежението върху ценеровия диод почти не се променя. Както се вижда от фиг. 2.57 изменението на входното напрежение с ΔU_s довежда до преместване на товарната права и работната точка. При това се променя стойността на тока I_z през диода, като изходното напрежение остава почти постоянно. Аналогично при изменение на товарното съпротивление, изходното напрежение запазва стойността си. Съпро-

тивлението R ограничава тока през ценеровия диод, за да го предпази от навлизане в областта на топлинен пробив, което би разрушило структурата му.



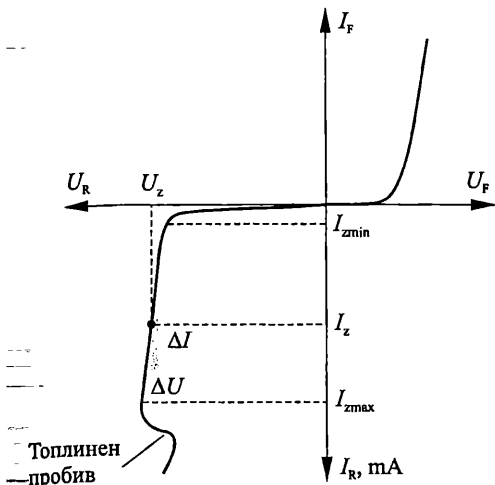
Фиг. 2.57. Изменение на товарната права и работната точка при промяна на входното напрежение

Различават се *високоволтови ценерови диоди* ($U_z > 7 \text{ V}$), които работят с лавинен пробив и *нисковолтови ценерови* ($U_z < 5 \text{ V}$), работещи с ценеров пробив. Напрежението на пробив зависи от концентрацията на примесите и е в диапазона $1,8 \text{ V}$ до 200 V .

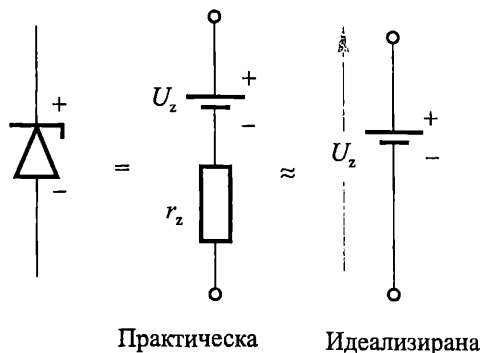
Основни параметри на ценеровите диоди са: (фиг. 2.58)

- Напрежение на стабилизация U_z – напрежението в областта на пробив при номинален ток I_z . Обикновено U_z се задава в справочниците с някакъв толеранс $\pm \%$.
- Минимален ток на стабилизация $I_{z\text{min}}$ – стойността на тока, при която пробивът е устойчив. Определя се от съображението, че при много малки токове процесът на ударна йонизация е неустойчив и възникват значителни шумове.
- Максимален ток на стабилизация $I_{z\text{max}}$ – най-големият ток през елемента, при който разсейваната мощност не превишава допустимите граници. При $I_z > I_{z\text{max}}$ настъпва топлинен пробив.
- Максимална разсейвана мощност P_z – най-голямата мощност, разсейвана от PN прехода, при която не възниква топлинен пробив.
- Диференциално съпротивление при зададен ток на стабилизация $r_z = dU/dI = \Delta U/\Delta I$. Колкото по-малко е диференциалното съпротивление, толкова по-стръмна е характеристиката и стабилизиращите свойства на ценеровия диод са по-добри.

Еквивалентната схема на ценеров диод е показана на фиг. 2.59. Ако диференциалното съпротивление е малко, ценеровият диод може да се замени с източник на постоянно напрежение със стойност U_z .



Фиг. 2.58. Параметри на ценеров диод

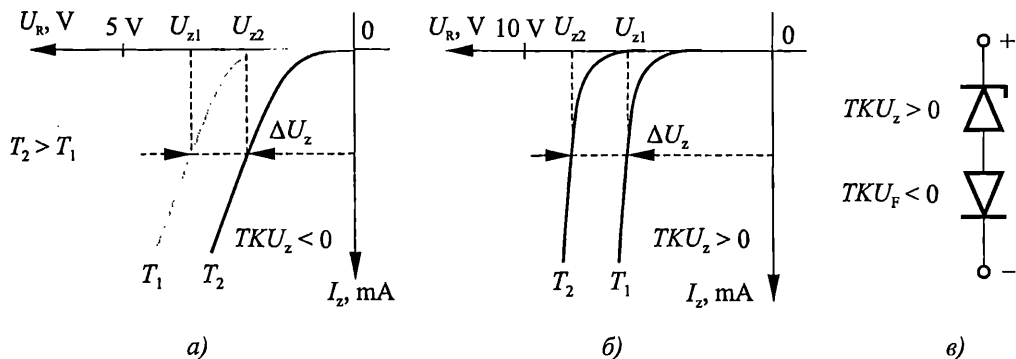


Фиг. 2.59. Еквивалентна схема

- Температурен коефициент на напрежението на стабилизация

$$TKU_z = \frac{dU_z}{dT} \frac{1}{U_z} \Big|_{I_z} = const \approx \frac{\Delta U_z}{\Delta T} \frac{1}{U_z} 100 \% / ^\circ C.$$

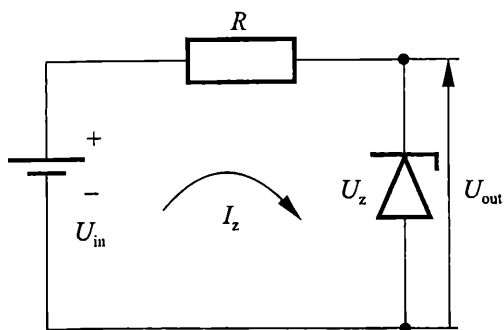
Той има отрицателна стойност за нисковолтовите (фиг. 2.60а) и положителна стойност за високоволтовите диоди (фиг. 2.60б), което е свързано с различната температурна зависимост на пробивното напрежение при лавинен и ценеров пробив. За намаляване на положителния температурен коефициент на напрежението на високоволтовите диоди последователно на тях се свързва диод в права посока (фиг. 2.60в). С повишаване на температурата напрежението P_N прехода в права посока намалява, което компенсира увеличението на напрежението на обратно включения високоволтов ценеров диод.



Фиг. 2.60. Температурен коефициент на напрежението на стабилизация
а – нисковолтови диоди; б – високоволтови диоди; в – термокомпенсация

Ценеровите диоди се използват като стабилизатори, като ограничители на постоянно или променливо напрежение, източници на еталонно напрежение и др.

Пример



Ценеровият диод в схемата от фиг. 2.61 има пробивно напрежение $U_z = 10 \text{ V}$ и диапазон на токовете за областта на стабилизация от $I_{z\min} = 4 \text{ mA}$ до $I_{z\max} = 40 \text{ mA}$. Да се определи в какви граници може да се изменя входното напрежение, така че изходът да е стабилизирани, ако $R = 1 \text{ k}\Omega$.

Фиг. 2.61. Схема на стабилизатор без товар

Решение

За да стабилизира диодът, входното напрежение трябва да е по-голямо от пробивното $U_{in} > U_z$. Изменението на U_{in} ще доведе до пропорционално изменение на I_z . Следователно границите, в които може да се променя входното напрежение, зависят от границите на изменение на тока.

При $I_{z\min}$ напрежението върху резистора R се определя от закона на Ом.

$$U_R = R \cdot I_{z\min} = 4 \text{ mA} \cdot 1 \text{ k}\Omega = 4 \text{ V}.$$

Съгласно закона на Кирхоф за напреженията в схемата $U_{in} = U_R + U_z$, откъдето

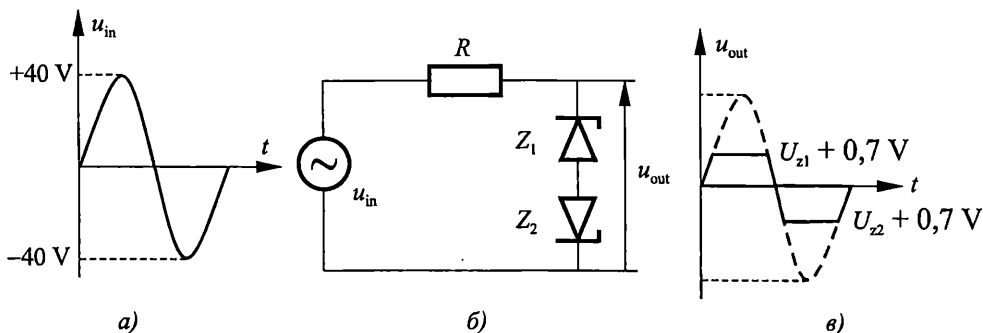
$$U_{in} = U_R + U_z = 4 \text{ V} + 10 \text{ V} = 14 \text{ V}.$$

Аналогично за $I_{z\max}$ напрежението $U_R = 40 \text{ mA} \cdot 1 \text{ k}\Omega = 40 \text{ V}$, откъдето за входното напрежение се получава $U_{in} = 40 \text{ V} + 10 \text{ V} = 50 \text{ V}$.

Следователно при промяна на входното напрежение между 14 V и 50 V този ценеров диод ще поддържа изходно напрежение постоянно при стойност приблизително 10 V . Изходното напрежение слабо ще се променя поради диференциалното съпротивление на диода.

Пример

Да се определи формата на изходното напрежение и стойността му, ако и двата ценерови диоди на фиг. 2.62 имат пробивни напрежения $U_{z1} = U_{z2} = 10 \text{ V}$.



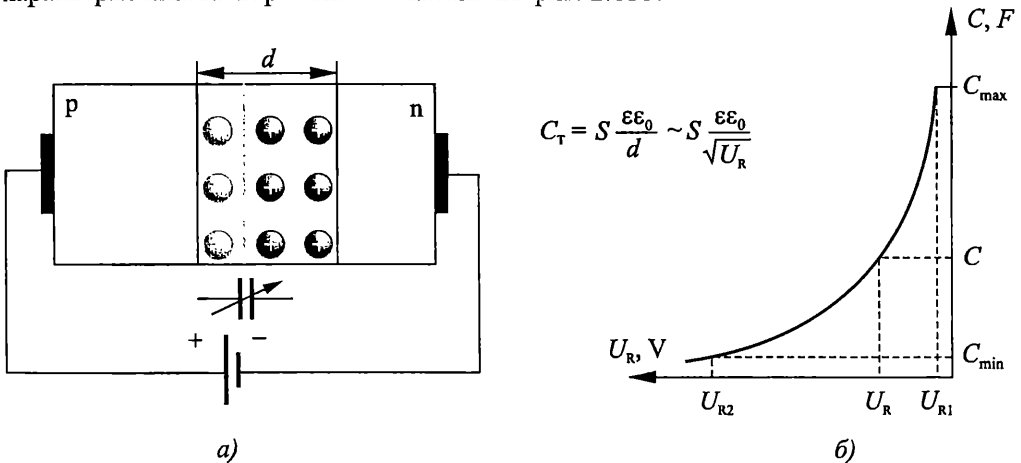
Фиг. 2.62. Схема на амплитуден ограничител

Решение

През положителния полупериод диодът Z_1 е в обратно включване и работи в областта на пробив с напрежение $U_{z1} = 10V$, докато диодът е U_{z2} е свързан в права посока и напрежението върху него е $0,7 V$. Двата диода са свързани последователно и изходното напрежение ще се ограничи до $U_{z1} + 0,7 V = 10,7 V$. Аналогично през отрицателния полупериод диодът Z_2 е в обратно включване и работи в областта на пробив с напрежение $U_{z2} = 10 V$, докато диодът е U_{z1} е свързан в права посока с напрежение $0,7 V$. Следователно схемата представлява двустранен ограничител и изходното напрежение се ограничава отгоре и от долу до стойност $U_z + 0,7 V$.

2.16.4. Варикап (варактор)

Варикапът е диод, който се използва като нелинеен, управляван от напрежението кондензатор. Действието му е основано на зависимостта на бариерния капацитет на прехода от обратното напрежение (фиг. 2.63а). Той може да се разглежда като плосък кондензатор, чиято стойност зависи от площта на прехода (плочите), диелектричната проницаемост на диелектрика (в случая обеднения слой, през който не тече ток) и ширината на обемния заряд. Широчината на обемния заряд d се изменя пропорционално на корен квадратен от напрежението. При увеличаване на обратното напрежение обемният заряд на прехода се разширява като стойността на капацитета намалява обратно пропорционално на корен квадратен от напрежението. Типична волт-фарадна характеристика на варикапа е показана на фиг. 2.63б.



Фиг. 2.63. Варикап а – структура; б – волт-фарадна характеристика

Стойностите на капацитета на варикапа се контролират при производството му чрез промяна в легирането на обеднения слой, размерите и геометрията на структурата на диода. Варикапите типично имат капацитети от няколко пикофарада до няколкостотин пикофарада.

Качествата на варикапа се определят от капацитета и обхвата на регулирането му, качествения фактор, честотния диапазон, температурната стабилност и др.

Основни параметри, характеризиращи варикапа, са:

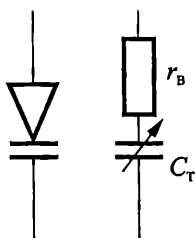
- Капацитет на варикапа при зададено обратно напрежение: C_{\max} – максимална стойност на капацитета при определена минимална стойност на обратното напрежение (фиг. 2.63б); C_{\min} – минимална стойност на капацитета при максимална стойност на обратното напрежение.
- Коефициент на покритие

$$K = \frac{C_{\max}}{C_{\min}}.$$

- Качествен фактор Q – отношението на реактивното съпротивление на варикапа X към активното R при зададена честота на променливия сигнал

$$Q = \frac{X}{R}.$$

Качественият фактор зависи от честотата на сигнала.



Фиг. 2.64. Условно графично означение и еквивалентна схема

Символът на варикапа и еквивалентната му схема за високи честоти на променливия сигнал са показани на фиг. 2.64. C_{B} е означено обемното съпротивление на базата на диода.

👉 Пример

Да се изчисли качественият фактор на варикапа за високи честоти.

Решение

От еквивалентната схема на варикапа за високи честоти се изчислява импедансът Z , както следва:

$$Z = r_{\text{B}} + \frac{1}{j\omega C_{\text{T}} r_{\text{B}}} = R + jX,$$

откъдето за качествения фактор при високи честоти се получава:

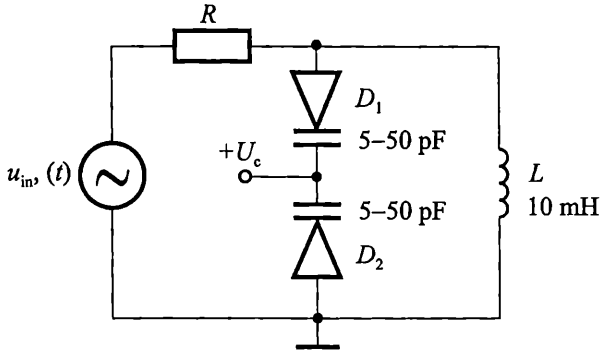
$$Q = \frac{X}{R} = \frac{1}{j\omega C_{\text{T}} r_{\text{B}}}.$$

Варикапите се използват като умножители на честота и в схеми за електронна настройка в телевизионните, радио и други приемници. Чрез изменение на обратното напрежение върху диода се променя стойността на капацитета на варикапа, който осъществява настройката на LC трептящ кръг. Резонансната честота на трептящ кръг се определя от:

$$f_{\text{r}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Задача

За настройка на резонансната честота на схемата от фиг. 2.65 се използват два варикапа, които осигуряват общия капацитет в кръга. Да се определи диапазонът на изменение на честотата (f_{\min} и f_{\max}), ако е известно че капацитетът на всеки от варикапите се променя от 5 pF до 50 pF, а индуктивността в третия кръг е $L = 10$ мН.



Фиг. 2.65. Варикап в резонансен LC кръг

Решение

Варикапът играе роля на управляем от напрежението капацитет и позволява настройка на резонансната честота на кръга чрез промяна на обратното напрежение върху диода U_c .

Общият капацитет в третия кръг на схемата от фиг. 2.65 се осигурява от два последователно свързани варикапа. Чрез изменение на постоянното напрежение $+U_c$ се задава обратното напрежение и следователно и капацитетът на диодите.

Максималният общ капацитет е:

$$C_{\max} = \frac{C_{D1(\max)} C_{D2(\max)}}{C_{D1(\max)} + C_{D2(\max)}} = \frac{50 \text{ pF} \cdot 50 \text{ pF}}{100 \text{ pF}} = 25 \text{ pF}.$$

Следователно минималната резонансна честота на кръга е:

$$f_{r \min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\max}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{10 \text{ мН} \cdot 25 \text{ pF}}} = 308 \text{ kHz}.$$

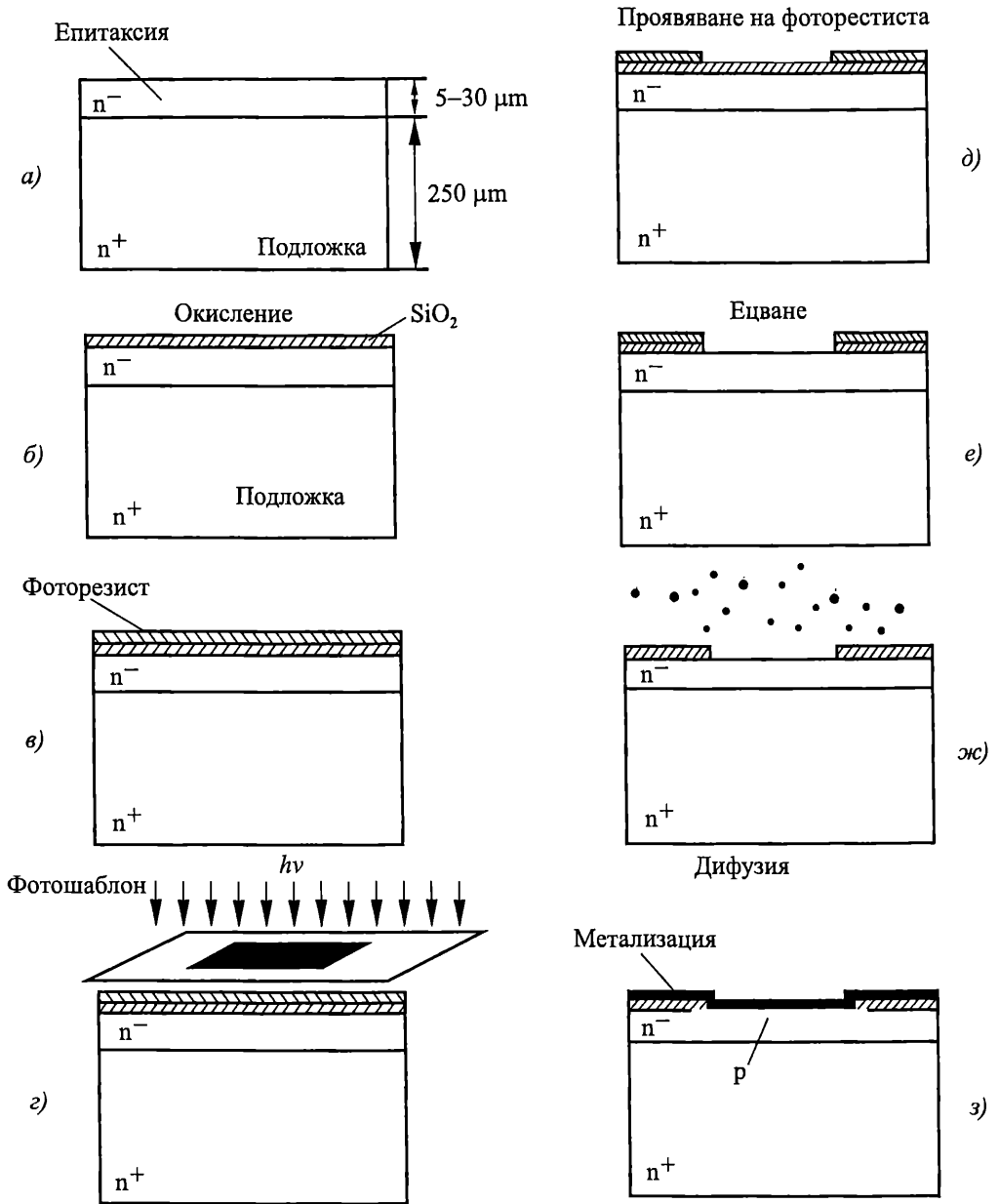
Минималният общ капацитет е:

$$C_{\min} = \frac{C_{D1(\min)} C_{D2(\min)}}{C_{D1(\min)} + C_{D2(\min)}} = \frac{5 \text{ pF} \cdot 5 \text{ pF}}{10 \text{ pF}} = 2,5 \text{ pF}.$$

Следователно за максималната резонансна честота на третия кръг се получава:

$$f_{r \max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\min}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{10 \text{ мН} \cdot 2,5 \text{ pF}}} = 1 \text{ MHz}.$$

2.17. Технологични процеси за производство на полупроводникови елементи с PN преход



Фиг. 2.66. Последователност на процесите при планарно-епитаксиалната технология
 а – епитаксия; б – окисление; в–д – фотолитография
 (в – фоторезист, г – облъчване през фотошаблон, д – проявяване);
 е – ецване (премахване на SiO_2); ж – дифузия; з – метализация

За формиране на *PN* преходи при производството на съвременните полупроводникови елементи и интегрални схеми се използват няколко технологични процеса. *Планарно-епитаксиалната технология* е най-разпространения метод за производство на диоди, транзистори и интегрални схеми. Тя е комплексна технология, обхващаща последователното извършване на няколко процеса – *епитаксия, окисление, фотолитография, дифузия* или *йонна имплантация, метализация*. Използва се за производството на силициеви елементи, тъй като полученият при окислението SiO_2 е един от най-добрите изолатори.

Като изходен материал се използва сравнително нискоомна ($\rho = 10^{-3} \div 10^{-2} \Omega \cdot \text{cm}$) силициева пластина (подложка) с дебелина около 250 μm , предназначена да осигури механична здравина на елемента, означена на фиг. 2.66а с n^+ . Върху нея се създава тънък (5–30 μm) високоомен ($\rho = 1 \div 10 \Omega \cdot \text{cm}$) *епитаксиален слой* от силиций, който е монокристален, има малко дефекти и продължава кристалната решетка на подложката.

Епитаксията представлява процес на израстване на слой полупроводник върху изходната монокристална пластина. Процесът е високотемпературен. За формиране на силициев епитаксиален слой в кварцова тръба се пропуска газова смес от H_2 и съединение, съдържащи Si, което се разлага при високата температура и върху подложката се отлага чист силиций.

В зависимост от използваните примеси се получава епитаксиален слой с различно специфично съпротивление, който се характеризира с *равномерно разпределение* на примесите по дълбочина. Именно в него се формират *PN* преходите на диодите и транзисторите.

Извършва се *окисление* на епитаксиалния слой и повърхността се покрива с SiO_2 (фиг. 2.65 б)

След това обработката продължава по фотолитографски способ, чиято цел е в SiO_2 да се получат отвори – "прозорци", с определена конфигурация.

Фотолитографията обхваща няколко операции. Първоначално върху окислената пластина се нанася слой фоточувствителен лак – фоторезист (фиг. 2.66в). Фоторезистът се облъчва с ултравиолетова светлина през фотошаблон, съдържащ прозрачни и плътни участъци (фиг. 2.66г). При облъчването се изменя разтворимостта на резиста в осветените и неосветените участъци. Експонираните области се полимеризират и стават неразтворими. Такъв фоторезист е негативен. (Използва се и позитивен фоторезист, който става разтворим при облъчване). Следва проявяване (разтваряне) на фоторезиста, при което той се запазва в осветените участъци и се отстранява в неосветените, откривайки SiO_2 (фиг. 2.66г).

Следва операцията *ецване* – отстраняване на SiO_2 в смес от флуороводородна и азотна киселина, която не променя фоторезиста. SiO_2 се запазва в защитените от фоторезиста области и се премахва от незащитените, като там се открива "прозорец" до силициевата пластина (фиг. 2.66е).

След като със специален разтворител се отстрани фоторезистът, останал на повърхността, се осъществяване въвеждане на акцепторни промеси в *n*-силиция (фиг. 2.66ж). Това се осъществява чрез *дифузия* или *йонна имплантация*.

Дифузията е процес на проникване на атоми на едно вещество (дифузант) между атомите на друго под действие на градиента на концентрацията. При това атомите на примесите проникват в дълбочина на пластината и създават там тънък слой от *p*-тип. Дифузията е високотемпературен процес. Дълбочината на проникване на примесите зависи от температурата и времето за дифузия и може да се контролира точно до части от μm , което е важно за получаване на необходимите параметри на елементите.

Съвременен метод за формиране на *PN* преход е *йонната имплантация*. Полупроводникът се бомбардира с йони на примесите, ускорени от силното електрическо поле на йонно лъчев ускорител до получаване на енергия от няколко десетки и стотици килоелектронволта. При това се осъществява внедряване на йони на точно определено количество примеси на строго контролирана дълбочина. Методът има съществено предимство спрямо дифузията. Примесите проникват вертикално с много малко странично отклонение, което спомага за намаляване на геометричните размери на елемента. Процесът е нискотемпературен и позволява реализацията на преходи с дълбочина под $1 \mu\text{m}$. Методът намира широко приложение при производството на съвременните интегрални схеми с висока степен на интеграция.

Независимо кой от методите се използва за внедряване на примеси, в резултат на точно определеното място в епитаксиалния слой се създава област с *p*-проводимост и се създава *PN* преход (фиг. 2.65з). SiO_2 защитава прехода до повърхността и го предпазва от замърсявания, влага и др., снижавайки утечните токове.

Впоследствие чрез вакуумно изпарение се нанася алуминий. Този процес се нарича *метализация*. Единият извод на диода се запоява към алуминия, а другия – към подложката, която преди това се позлатява.

За създаване на транзистор, който има два *PN* прехода, преди метализацията се извършва окисление и със средствата на фотолитографията се отваря нов "прозорец" в *p*-областта, където се извършва внедряване на донорни примеси за получаване на *n*-слой.

При използване на планарно-епитаксиалната технология се осигурява високо качество на *PN* преходите, еднаквост на параметрите на полупроводниковите елементи и ниска себестойност, тъй като върху една подложка се едновременно се произвеждат стотици и хиляди елементи. Методът позволява почти пълна автоматизация на основните технологични операции.

2.17.1. Последователност на процесите при производство на полупроводникови елементи

Полупроводниковите елементи се изготвят в *единен технологичен цикъл*, като *едновременно* се осъществяват различни операции над множество структури, разположени върху изходната монокристална пластина (подложка).

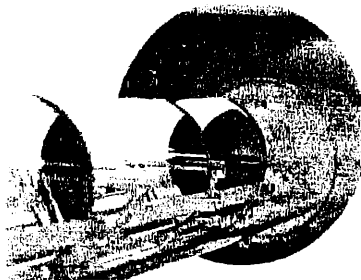
Тя има определена кристалографска ориентация. За изготвянето ѝ се използва цилиндричен слитък от монокристал, изтеглен по специален метод около зародиш от монокристален полупроводник. От цилиндричния монокристал се

нарязват пластини, които се шлифват и полират. Тези пластини са изходният продукт на съвременното масово производство на полупроводникови елементи и интегрални схеми.

Силициеви кристали и пластини

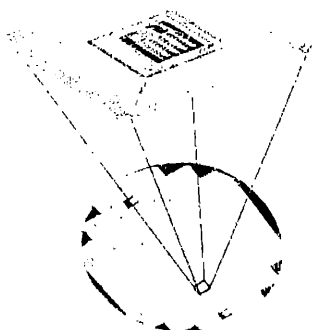


Едновременно обработване

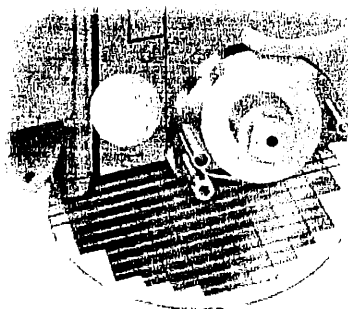


Кварцова пещ

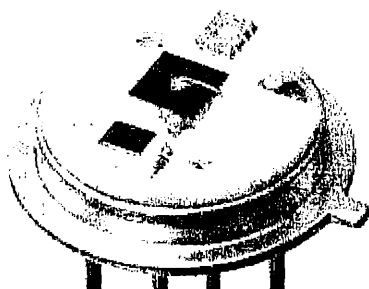
Пластина с много чипове



Нарязване с диамант



Бондиране на изводите



Затваряне в корпус



Фиг. 2.67. Основни етапи при производство на полупроводникови елементи

Върху пластината посредством различни технологични операции се изготвят едновременно множество еднакви полупроводникови елементи и интегрални схеми. След това се осъществява нарязване (отделяне) на отделните елементи и всеки от тях се монтира в отделен корпус.

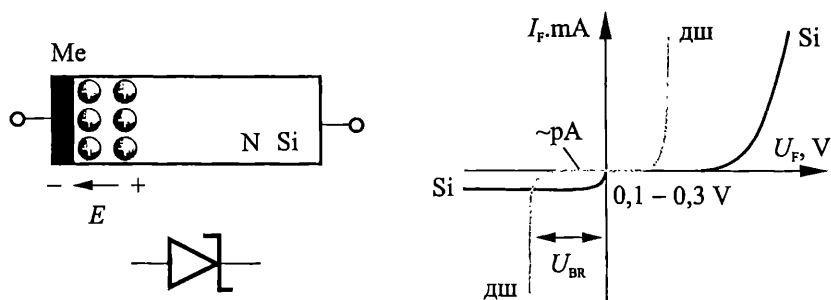
Вътрешните изводи на чипа (метализирани контактни площадки) се свързват електрически с външните изводи на корпуса. Закрепването на извод (тънък проводник от злато или алуминий) към метализираната контактна площадка се осъществява чрез операцията *бондиране* (термокомпресия). Металният проводник се притиска към повърхността посредством острие при 200–300 °С в инертна атмосфера, при което се осъществява много добър електрически и механически контакт. След монтиране на изводите чипът се затваря в херметичен метален или пластмасов корпус и след тестване е готов за експлоатация.

Последователността на етапите на изготвяне на полупроводниковите елементи е показана схематично на фиг. 2.67.

2.18. Елементи с преход метал-полупроводник

Преходът метал-полупроводник има важно значение за полупроводниковите елементи и микроелектрониката. В зависимост от типа на контакта са възможни *изправящи преходи на Шотки* и *неизправящи (омични) преходи*.

При *изправящия преход* метал–N полупроводник се създава *обеднен слой* в полупроводника с потенциална разлика, известна като *барьера на Шотки*. Тя съответства на вътрешно електрическо поле E (фиг. 2.68). Обедненият слой има високо специфично съпротивление и при прилагане на външно напрежение се изменят условията на контакта в зависимост от поляритета на напрежението. Ако външното напрежение е с посока, противоположна на вътрешното поле, такава свързване се нарича *право* (отрицателният полюс на токоизточника към N Si) Тогава се намалява височината на потенциалната бариера и токът нараства по експоненциален закон от приложеното напрежение.



Фиг. 2.68. Изправящ контакт между метал и N полупроводник

Когато към N силиция се подаде положително напрежение спрямо метала, преходът се свързва *обратно*. Тогава се повишава височината на потенциалната бариера и през прехода протича нищожен обратен ток (\sim pA).

Диодите на Шотки са елементи, при които се използват свойствата на *изправящия преход* метал-полупроводник. Характерно за Шотки диодите е че тяхното действие се дължи на основни токоносители (електрони). При тях *отсъстват явленията инжекция, натрупване и разнасяне на неосновни токоносители*. Това обуславя голямото бързодействие на тези диоди, които се използват като *свърхбързи импулсни и СВЧ диоди*. Особеност на диодите на Шотки е малкият

пад в права посока (0,1–0,3 V). Това позволява пропускане на токове в права посока до няколкостотин ампера при честоти до 200 kHz (мощните диоди с PN преход могат да изправят до честота няколко kHz). Пробивното напрежение на Шотки диода е по-малко от това на изправителните силициеви диоди ($U_{BR} < 50$ V).

Ако при контакт метал-полупроводник в мястото на прехода се формира *обогащен слой* (с ниско специфично съпротивление), такъв контакт няма изправящи свойства, защото условията на контакта не се променят при изменение на поляритета на приложеното напрежение. Такива контакти се наричат **омични контакти** и се използват за оформяне на металните изводи на полупроводниковите елементи.



Контролни въпроси

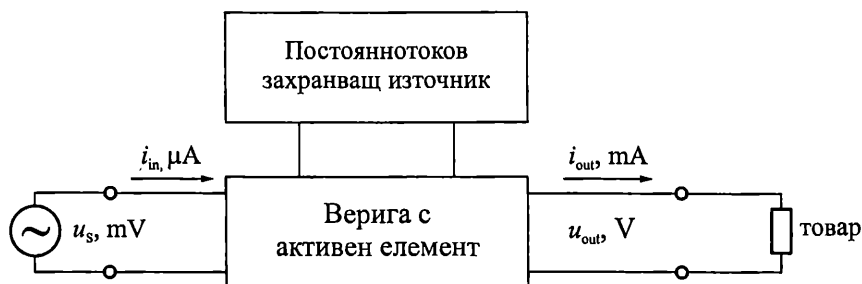
1. Кои токоносители формират дифузия и дрейфов ток в диода? Как влияе височината на потенциалната бариера върху стойността на тези токове?
2. Дефинирайте понятието температурен коефициент на напрежението при право включване. Каква е типичната му стойност?
3. Обяснете разликата в свойствата на силициеви и германиеви диоди.
4. Напишете уравнението на волт-амперната характеристика на реален диод като поясните използваните означения. Кои явления са причина за разликата между реални и идеални диоди при право и обратно включване?
5. Дефинирайте понятието максимално допустима мощност. Какви съставки има топлинното съпротивление?
6. Дефинирайте понятието пробив на прехода. Какви механизми за пробив в диода познавате? Кое е условието за настъпване на топлинен пробив?
7. Дефинирайте понятието диференциално съпротивление на диода. Как може да се определи от волт-амперните характеристики и как зависи от тока?
8. Какви капацитети има PN преходът? Каква трябва да е стойността им при високочестотните и импулсните диоди?
9. Кои процеси определят формата на изходния сигнал при отпушване на диода при работа в импулсен режим? Дефинирайте импулсните параметри
10. Обяснете принципа на действие на ценеров диод и посочете основните му параметри.
11. Обяснете зависимостта на пробивното напрежение от температурата за високоволтови и нисковолтови ценерови диоди?
12. Какво представлява варикапът и кое е основното му приложение?
13. Защо диодите на Шотки могат да работят до много по-високи честоти в сравнение с диодите с PN преходи?
14. Посочете основните етапи при производството на полупроводникови елементи и тяхната последователност.

3.1. Устройство, принцип на действие и основни зависимости

3.1.1. Предназначение на транзисторите

Едно от основните приложения на електронните схеми е усилването на сигнали. Например на входовете на телевизионните и радио-приемници, медицинските уреди, мобилните телефони и контролно-измервателните апаратури се получават променливи сигнали с амплитуда от няколко микроволта до няколко десетки милivolта. За да се декодира и възприеме информацията, съдържаща се в слабите входни сигнали, е необходимо те да се усилят многократно. За целта се използват схеми с транзистори. **Транзисторите са полупроводникови елементи, които осигуряват усилване по ток, напрежение и мощност на входните сигнали.**

На фиг. 3.1 е показана функционалната схема на усилвател на сигнали, при който входният сигнал u_s управлява предаването на енергия от постоянно-токовия захранващ източник към товара.



Фиг. 3.1. Функционална схема на усилвател на сигнали

В случая входният сигнал u_s е от порядъка на милivolти, входният ток i_{in} – няколко десетки или стотици микроампери, изходното напрежение u_{out} – няколко десетки волта, а изходният ток i_{out} – няколко десетки милиампера. Следователно входният сигнал, с мощност няколко микровата, се преобразува в изходен сигнал, с мощност до няколко вата, т. е. осъществява се усилване по мощност. **Електронните елементи, които осигуряват нарастване на изходната мощност за сметка на енергията на захранващия източник, се наричат активни елементи.**

Транзисторите са най-често използваните активни елементи. Освен за усилване на сигнали, те намират приложение и в компютрите, цифровите комуникационни устройства, електронните часовници и калкулатори, токозахранващите устройства с висок к.п.д.

Според конструкцията и функционирането им, транзисторите се делят на два основни вида: биполярни (Bipolar Junction Transistor – BJT) и полеви (Field Effect Transistor – FET). Първите се управляват с помощта на входния ток, а вторите – с входното напрежение.

3.1.2. Кратки исторически бележки

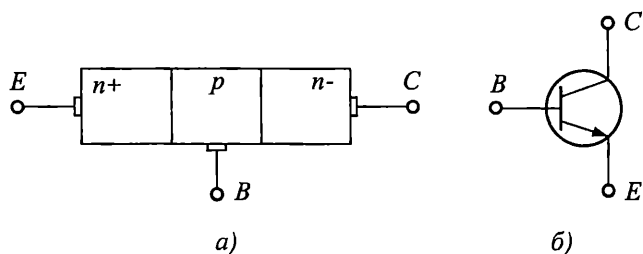
Биполярният транзистор е открит през 1947 г. от Бардин (J. Bardeen), Братейн (W. Brattain) и Шокли (W. Shockley) в Bell Labs (САЩ).

Масовото производство на транзистори започва от началото на 50-те години. Появата им променя изцяло електронната индустрия, а в последствие става основа на развитието на компютърните и комуникационните технологии. Без съмнение, изключителният напредък на медицината, новите енергийни технологии, съвременните домакински уреди и системи, автомобилната техника, дори и новите стилове в музиката се дължат в голяма степен на възможностите, които дава практическото приложение на транзисторните схеми.

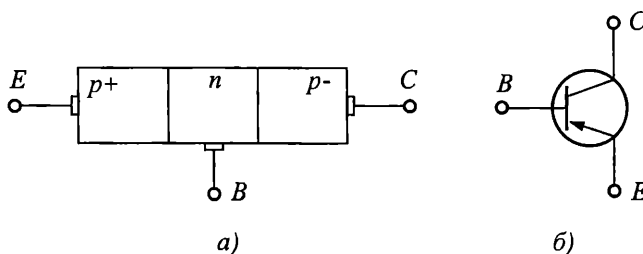
През 1956 г. тримата учени получават Нобелова награда за физика.

3.1.3. Примерна конструкция и условно графично означение на биполярния транзистор

На фиг. 3.2а е показана примерната конструкция на *npn* транзистор, а на фиг. 3.2б – условното му графично означение. На фиг. 3.3а и фиг. 3.3б са показани примерната конструкция и условното графично означение на *pnp* транзистор.



Фиг. 3.2. а – примерна конструкция на *npn* транзистор;
б – условно графично означение на *npn* транзистор



Фиг. 3.3. а – примерна конструкция на *pnp* транзистор;
б – условно графично означение на *pnp* транзистор

Транзисторите имат три извода: емитер (emitter – E), база (base – B) и колектор (collector – C). Съдържат два близко разположени *pn* прехода, реализирани в полупроводников монокристал. Преходът между емитера и базата се нарича емитерен, а между колектора и базата – колекторен. И двата прехода са несиметрични (т. е. концентрацията на примесите в емитера е много по-голяма от концентрацията на примесите в базата и концентрацията на примесите в базата е по-голяма от концентрацията на примесите в колектора). Реалните конструкции на биполарните транзистори се различават от показаните на фиг. 3.2а и фиг. 3.3а. Те зависят от технологията на производство и от желаните характеристики. Общото между всички конструкции е, че емитерният преход винаги е с по-малка площ от колекторния.

3.1.4. Режими на работа на транзистора

За да изпълняват своите функции, транзисторите се свързват в електронни схеми. В тях към изхода на транзистора задължително се включва реален товар – товар със стойност различна от 0 (късо съединение) или ∞ (празен ход). При подаване на променлив сигнал на входа на схемата, се получава съответно изменение на изходния ток на транзистора, което води до промяна на напрежението и тока през товара. В този случай казваме, че транзисторът се намира в динамично (работно) състояние. Параметрите на схемата се определят като отношения на токовете и напреженията на входа и на изхода u . Наричат се *динамични параметри* и зависят както от параметрите и характеристиките на използвания транзистор, така и от параметрите на останалите елементи в схемата.

От казаното по-горе следва, че за определяне на динамичните параметри на различните електронни схеми е необходимо да имаме данни за параметрите и характеристиките на използваните транзистори. Обикновено тези данни се дават от производителя. Изискванията към тях са да бъдат универсални, т. е. да могат да се използват при всякакви стойности на товара и при всякакви схеми на свързване на транзистора. За целта, основните параметри и характеристики на транзисторите се дефинират и измерват при късо съединение или празен ход на входната и изходната вериги, т. е. в статично (неработно) състояние на транзистора. Получените параметри и характеристики се наричат *статични*.

В зависимост от предназначението на схемата, транзисторите могат да работят в активен режим, режим на насищане и режим на отсечка. Съществува връзка между режима на работа на транзистора и поляризацията на емитерния и колекторния преход.

За работа на транзистора в *активен режим* е необходимо емитерният преход да се поляризира в права посока, а колекторният – в обратна. В този режим транзисторът се използва най-често като усилвател на мощност.

В *режим на насищане*, вследствие на нарастването на управляващия ток над определена стойност, двата прехода се оказват поляризиращи в права посока.

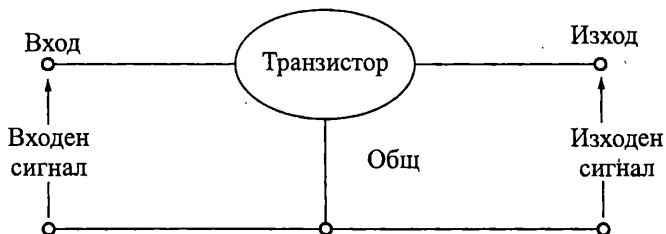
В *режим на отсечка* колекторният и емитерният преходи са включени в обратна посока. Транзисторът е запушен.

Режимът на насищане и режимът на отсечка се използват при реализацията на електронни ключове в импулсните и цифровите схеми. Когато транзисто-

рът е наситен, той играе ролята на затворен ключ, а когато е запушен – на отворен ключ.

3.1.5. Схеми на свързване на биполярния транзистор

Съгласно схемата на фиг. 3.1 за свързване на транзисторния усилвател към входния сигнал и товара са необходими два входни и два изходни извода. Понеже транзисторът има само три извода, в електронните схеми един от тях се свързва към веригата на входния сигнал, другият се свързва към веригата на изходния сигнал, а третият е общ за двете вериги (вж. фиг. 3.4).



Фиг. 3.4. Свързване на изводите на транзистора към входната и изходната вериги

В зависимост от това кой от изводите на транзистора е общ за входната и изходната верига, се различават три схеми на свързване – с общ емитер (ОЕ), с обща база (ОБ) и с общ колектор (ОК). Табл. 3.1 представя различните схеми на свързване на биполярния транзистор.

Таблица 3.1

Извод на транзистора	База	Емитер	Колектор
Схема на свързване с			
Обща база (ОБ)	Общ	Вход	Изход
Общ емитер (ОЕ)	Вход	Общ	Изход
Общ колектор (ОК)	Вход	Изход	Общ

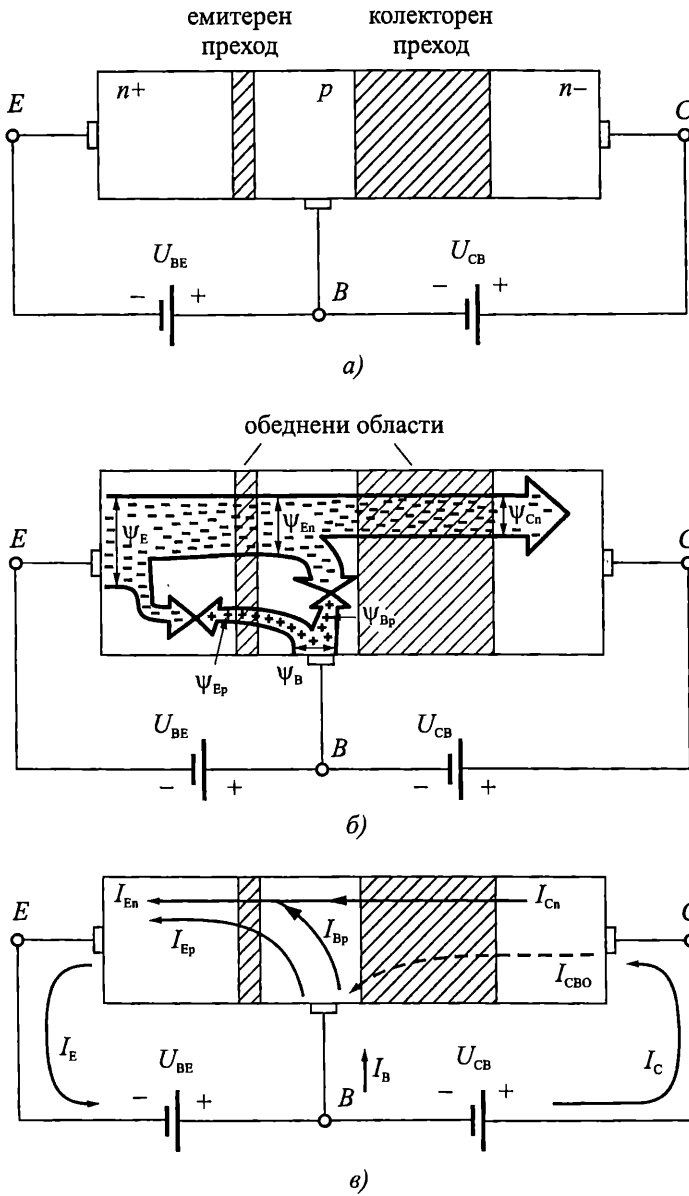
Посочените в таблицата свързвания на изводите на транзистора се отнасят за типичното му *нормално включване*. Съществува и друга възможност, при която колекторът и емитерът разменят местата си. Това включване се нарича *инверсно*. Поради факта, че транзисторът е несиметричен елемент (вж. т. 3.1.3), параметрите му в инверсно включване са влошени спрямо параметрите му в нормално включване. Затова инверсното включване намира много ограничено приложение в практиката – използва се само в някои специални, нетипични случаи.

Всички разглеждания в настоящата глава се отнасят за нормално включване на транзисторите.

3.1.6. Принцип на действие на биполярния транзистор

На фиг. 3.5а е показано включването на биполярния *n-p-n* транзистор в активен режим, в схема с обща база. За целта емитерният преход е поляризиран в

права посока, колекторният – в обратна посока, а базата е обща за двата външни постояннотокови източника.



Фиг. 3.5: а – включване на при транзистор в схема с ОБ в активен режим;
б – основни потоци от токоносители; в – посоки на токовете.

Механизмът на функциониране на биполярните транзистори се основава на движението и взаимодействието и на двата вида свободни токоносители – електрони и дупки. Оттам идва и названието биполярен. На фиг.

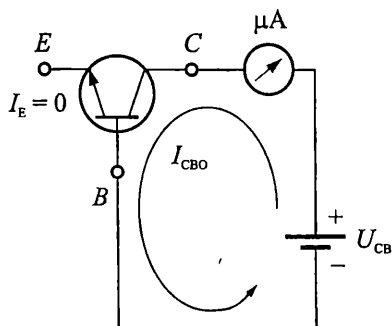
3.56 е показано движението на основните потоци от токоносителите, характеризиращи функционирането на *npr* транзисторите.

Свързването на емитерния преход в права посока предизвиква инжекция на електрони от емитера в базата (поток $\Psi_{Ен}$) и на дупки от базата в емитера (поток $\Psi_{Ер}$). Концентрацията на примесите в емитера надвишава многократно концентрацията на примесите в базата и затова потокът от електрони преобладава над потока от дупки. Дупките, постъпили в емитера, рекомбинират с част от електроните, които се намират в него. Понеже емитерният преход е включен в права посока, в емитера се поддържа висока концентрация на електрони, независимо от протичащите процеси на инжекция и рекомбинация. Пълният поток от електрони Ψ_E , който навлиза в емитера от отрицателния полюс на захранващия източник $U_{ВЕ}$, е равен на сумата от токоносителите в двата потока ($\Psi_{Ен}$ и $\Psi_{Ер}$), преминаващи през емитерния преход.

Базата на транзисторите е с малка широчина (от части от микрона до няколко микрона). Поради това, преобладаващата част от електроните, постъпващи от емитера, преминават през нея чрез дифузия и достигат обратно свързания колекторен преход. Съвсем малка част от електроните, инжектирани в базата, рекомбинират в нея с потока $\Psi_{Вр}$. Необходимите дупки за протичане на описаните процеси в базата се осигуряват от потока Ψ_B . Той навлиза в базата от положителния полюс на захранващия източник $U_{ВБ}$.

Електроните, достигнали колекторния преход, попадат в електрическото му поле, което е ускоряващо за тях. В резултат те се прехвърлят, чрез дрейф, в колектора (поток $\Psi_{Сн}$) и оттам постъпват към положителния полюс на захранващия източник $U_{СВ}$.

На фиг. 3.56 с плътни линии са показани техническите посоки на основните токове в *npr* транзисторите, съответстващи на описаните потоци токоносителите. Допълнително, с прекъсната линия, е посочен и токът $I_{СВО}$ (обратен ток на прехода колектор-базата при отворен емитер), протичащ през поляризирания в обратна посока колекторен преход. Този ток е аналогичен на тока през обратно свързания диод и може да се измери по схемата на фиг. 3.6. Нарича се накратко обратен колекторен ток и обикновено стойностите му са пренебрежимо малки в сравнение с колекторния ток на транзистора I_C .



Фиг. 3.6. Схема за измерване на обратния ток $I_{СВО}$

Потокът от електрони Ψ_E определя емитерния ток I_E . Той се състои от емитерния ток от електрони I_{En} (отговарящ на потока Ψ_{En}) и емитерния ток от дупки I_{Ep} (поток Ψ_{Ep}). Потокът от дупки Ψ_B определя базовия ток I_B . Той е равен на сумата от емитерния ток от дупки I_{Ep} (поток Ψ_{Ep}) и тока от рекомбинацията в базата I_{Br} (поток Ψ_{Br}), минус обратния колекторен ток I_{CBO} . Електроните от потока Ψ_{Cn} формират тока I_{Cn} . Той е основния компонент на колекторния ток I_C . Представлява разликата между емитерния ток от електрони I_{En} и тока от рекомбинацията в базата I_{Br} . Другият компонент на колекторния ток I_C е обратния колекторен ток I_{CBO} . Понеже неговата посока съвпада с посоката на I_{Cn} двата тока се сумират.

От направеното опростено описание на принципа на действие на биполярния *npr* транзистор следва, че токовете I_E , I_B и I_C могат да се определят с изразите:

$$(3.1) \quad I_E = I_{En} + I_{Ep} = I_{Cn} + I_{Br} + I_{Ep},$$

$$(3.2) \quad I_B = I_{Br} + I_{Ep} - I_{CBO},$$

$$(3.3) \quad I_C = I_{Cn} + I_{CBO}.$$

Ако сумираме (3.2) и (3.3) и сравним резултата с (3.1) се получава:

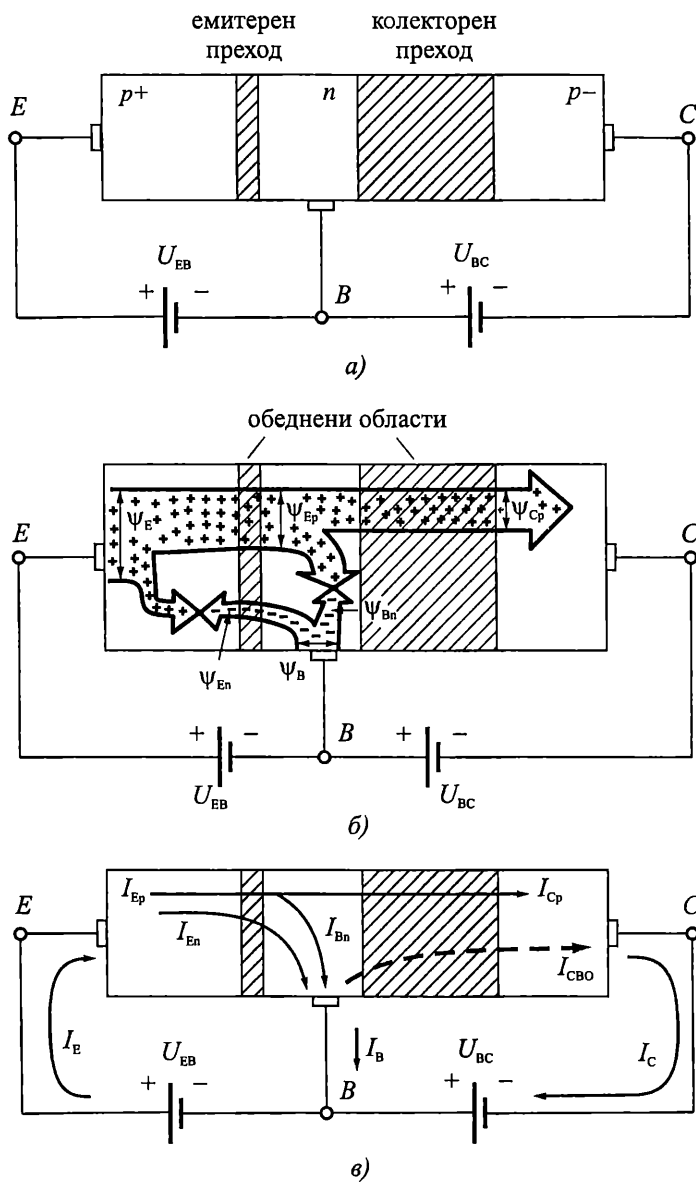
$$(3.4) \quad I_E = I_C + I_B.$$

Уравнение (3.4) изразява основната зависимост между токовете в транзистора.

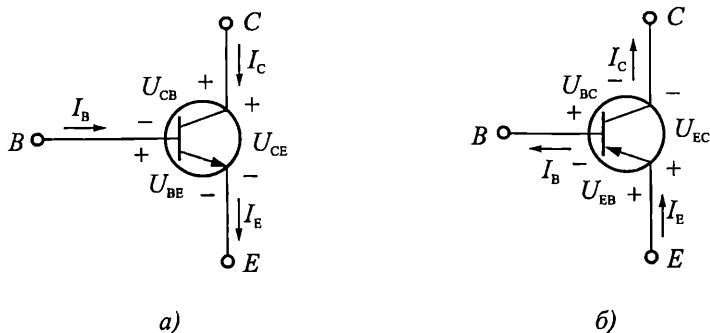
От описанието на процесите, протичащи в *npr* транзистора, може да се направи извода, че колекторният ток се дължи на потока от електрони Ψ_{En} , постъпващи от емитера в базата. Следователно, определящо за работата на *npr* транзистора е движението на електроните в него.

По аналогичен начин може да бъде описан процесът на функциониране на *prp* транзистора. В този случай определящо за функционирането му е движението на дупките в него. Схемите, съответстващи на тези от фиг. 3.5, са показани на фиг. 3.7. Анализът на протичащите процеси предоставяме на читателя.

На фиг. 3.8 са показани посоките на токовете и полярностите на напреженията, характерни за *npr* и *prp* транзисторите, работещи в активен режим. Трябва да се отбележи, че в условното графично означение на транзистора стрелката на емитера винаги сочи техническата посока на тока през него.



Фиг. 3.7. а – включване на npn транзистор в схема с ОБ в активен режим;
 б – основни потоци от токоносители; в – посоки на токовете



Фиг. 3.8. Посока на токовете и полярност на напреженията при транзисторите в активен режим
 а – при транзистор; б – при транзистор

3.1.7. Уравнения на колекторния (емитерния) ток

Уравнение на колекторния ток за схема с обща база

При схема на свързване с ОБ (табл. 3.1) емитерният ток е управляващ, а колекторният – управляем. Следователно, от практическа гледна точка, е важно да се намери връзката между тези два тока. От направеното по-горе описание на работата на транзистора и формули (3.1+3.4) следва, че токът I_{Cn} е част от емитерния ток I_E :

$$(3.5) \quad I_C = I_{Cn} + I_{CBO} = \kappa I_{En} + I_{CBO} = \kappa \gamma I_E + I_{CBO}.$$

В горното уравнение, κ се нарича коефициент на пренасяне през базата и показва каква част от емитерния ток от електрони I_{En} преминава в колектора ($I_{Cn} = \kappa I_{En}$). При съвременните транзистори този коефициент има стойности близки до единица. Коефициентът γ се нарича ефективност на емитера и изразява отношението между емитерния ток от електрони I_{En} и пълния емитерен ток I_E ($I_{En} = \gamma I_E$). За добрата работа на транзистора е необходимо γ да бъде близко до единица. Това се постига чрез увеличаване на концентрацията на примесите в емитера многократно над концентрацията на примесите в базата. Двата коефициента (κ и γ) могат да се обединят, при което за връзката между колекторния и емитерния ток се получава:

$$(3.6) \quad I_C = \bar{\alpha} I_E + I_{CBO}.$$

Формула (3.6) се нарича уравнение на колекторния ток за схема на свързване с обща база. Коефициентът $\bar{\alpha}$ се нарича интегрален коефициент на предаване на емитерния ток до колектора. Често се употребяват и кратките названия – интегрален коефициент на предаване по ток или коефициент $\bar{\alpha}$. Типичните му стойности за различните транзистори варират между 0,98 и 0,998. Следователно, колекторният и емитерният ток са близки по стойност, а базовият ток, който е разликата между I_E и I_C (вж. формула 3.4), е минимален.

Обикновено обратният колекторен ток I_{CBO} е много по малък от I_C и, най-често, при практически изчисления, се пренебрегва. Тогава уравнение (3.6) добива вида:

$$(3.7) \quad I_C \approx \bar{\alpha} I_E,$$

а за приблизителната стойност на коефициента $\bar{\alpha}$ се получава:

$$(3.8) \quad \bar{\alpha} \approx \frac{I_C}{I_E}.$$

Пример

3.1. Приложение на уравнението на колекторния ток за схема с ОБ за определяне на токовете през транзистора

Дадено е, че интегралният коефициент на предаване по ток на маломощен *npn* транзистор е $\bar{\alpha} = 0,99$, а обратният колекторен ток е $I_{CBO} = 15 \text{ nA}$. Да се определят стойностите на колекторния и базовия ток, ако емитерният е $I_E = 10 \text{ mA}$.

Решение

От уравнението на колекторния ток за схема с ОБ (формула 3.6) следва, че

$$I_C = \bar{\alpha} I_E + I_{CBO} = 0,99 \cdot 10 \text{ mA} + 15 \text{ nA} = 9,900015 \text{ mA} \approx 9,9 \text{ mA} = \bar{\alpha} I_E.$$

Полученият резултат подкрепя твърдението, че I_{CBO} практически не оказва влияние върху стойността на колекторния ток и може да се пренебрегне при изчисленията.

От (3.4), за тока I_B , се получава:

$$I_B = I_E - I_C \approx 10 \text{ mA} - 9,9 \text{ mA} = 0,1 \text{ mA}$$

т. е. в случая базовият ток е 99 пъти по-малък от колекторния и 100 пъти по-малък от емитерния.

Уравнение на колекторния ток за схема с общ емитер

При схема на свързване с ОБ (табл. 3.1) базовият ток е управляващ, а колекторният – управляем. Връзката между тях може да се определи с помощта на формули (3.4) и (3.6):

$$I_C = \bar{\alpha} I_E + I_{CBO} = \bar{\alpha} (I_C + I_B) + I_{CBO},$$

$$(1 - \bar{\alpha}) I_C = \bar{\alpha} I_B + I_{CBO},$$

$$I_C = \frac{\bar{\alpha}}{1 - \bar{\alpha}} I_B + \frac{1}{1 - \bar{\alpha}} I_{CBO}.$$

Окончателно се получава:

$$(3.9) \quad I_C = \bar{\beta} I_B + (\bar{\beta} + 1) I_{CBO} = \bar{\beta} I_B + I_{CEO}.$$

Формула (3.9) изразява уравнението на колекторния ток за схема на свързване с общ емитер. В нея, с

$$(3.10) \quad \bar{\beta} = \frac{\bar{\alpha}}{1 - \bar{\alpha}}$$

е означен интегралният коефициент на усилване на базовия ток. Понякога за $\bar{\beta}$ се използват и по-кратките наименования – интегрален коефициент на

усилване по ток или коефициент $\bar{\beta}$. Типичните му стойности, при различните транзистори, варират между 50 и 500.

В случая обратният ток колектор-емитер при отворена база I_{CEO} е $(\bar{\beta} + 1)$ пъти по-голям от обратния колекторен ток I_{CBO} , т. е. $I_{CEO} = (\bar{\beta} + 1)I_{CBO}$. Независимо от това, I_{CEO} най-често е значително по-малък от колекторния ток и за практически изчисления се използват формулите:

$$(3.11) \quad I_C \approx \bar{\beta} I_B,$$

$$(3.12) \quad \bar{\beta} \approx \frac{I_C}{I_B}.$$

Пример

3.2. Приложение на уравнението на колекторния ток за схема с ОЕ за определяне на токовете през транзистора

Дадено е, че интегралният коефициент на предаване по ток на маломощен *pnp* транзистор е $\bar{\alpha} = 0,99$, а обратният колекторен ток е $I_{CBO} = 15 \text{ nA}$. Да се определят стойностите на колекторния и емитерния ток, ако базовият ток е $I_B = 0,1 \text{ mA}$.

Решение

От равенствата (3.10) и (3.9) следва:

$$\bar{\beta} = \frac{\bar{\alpha}}{1 - \bar{\alpha}} = \frac{0,99}{1 - 0,99} = \frac{0,99}{0,01} = 99,$$

$$\begin{aligned} I_C &= \bar{\beta} I_B + I_{CEO} = \bar{\beta} I_B + (\bar{\beta} + 1) I_{CBO} = \\ &= 99 \cdot 0,1 \text{ mA} + (99 + 1) \cdot 15 \text{ nA} = 9,9015 \text{ mA} \approx 9,9 \text{ mA} = \bar{\beta} I_B. \end{aligned}$$

Полученият резултат подкрепя твърдението, че въпреки че I_{CEO} е $(\bar{\beta} + 1)$ пъти по-голям от I_{CBO} , той практически не оказва влияние върху стойността на колекторния ток и може да се пренебрегне при изчисленията.

От (3.4) за тока I_E се получава:

$$I_E = I_C + I_B \approx 9,9 \text{ mA} + 0,1 \text{ mA} = 10 \text{ mA}.$$

Уравнение на емитерния ток за схема с общ колектор

Връзката между емитерния и базовия ток при транзистора може да се намери след прибавяне I_B към двете страни на (3.9). Получава се:

$$(3.13) \quad I_E = (\bar{\beta} + 1) I_B + I_{CEO} \approx (\bar{\beta} + 1) I_B.$$

Формули (3.4 и 3.6+3.13) могат да се използват за изчисляване на токовете в транзистора и коефициентите $\bar{\alpha}$ и $\bar{\beta}$. От практическа гледна точка е удобно да се изведе и формула за $\bar{\alpha}$ като функция на $\bar{\beta}$. Тя се получава, чрез преобразуване на (3.10):

(3.14)

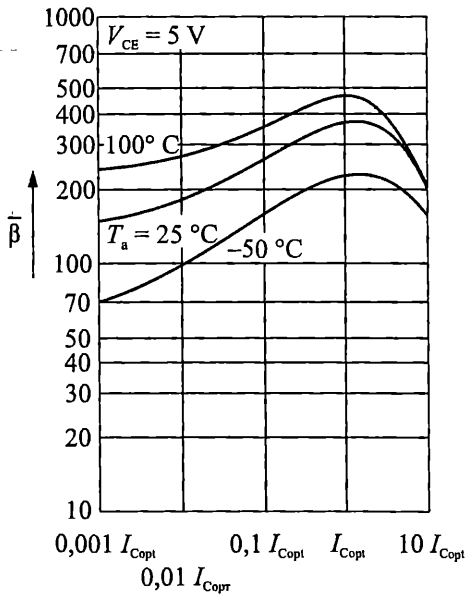
$$\bar{\alpha} = \frac{\bar{\beta}}{\bar{\beta} + 1}$$

Интегралният коефициент на предаване на емитерния ток до колектора $\bar{\alpha}$, интегралният коефициент на усилване на базовия ток $\bar{\beta}$ и обратните токове I_{CBO} и I_{CEO} са основни статични параметри на транзистора.

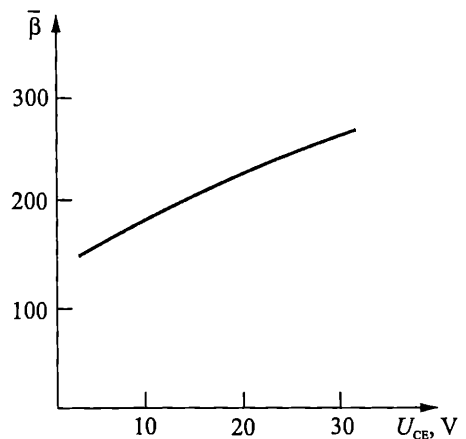
3.1.8. Фактори, влияещи върху стойностите на основните статични параметри на биполярните транзистори

Основните фактори, влияещи върху стойностите на статичните параметри на биполярните транзистори, са: протичащия колекторния ток I_C , приложеното напрежение U_{CB} (U_{CE}), температурата, нестабилността на производствения процес и стареенето на елементите.

На фиг. 3.9 е показана примерната зависимост на коефициента $\bar{\beta}$ от стойността на колекторния ток I_C , при постоянно напрежение U_{CE} и три различни температури. За всеки транзистор съществува някаква оптимална стойност на колекторния ток I_{Copt} , при която $\bar{\beta}$ е максимален. С намаляване на колекторния ток, намалява и стойността на коефициента $\bar{\beta}$. При увеличение на тока над I_{Copt} , коефициентът $\bar{\beta}$ отново спада. Например, типичната стойност на интегралния коефициент на усилване на базовия ток на маломощния транзистор BC 413, при температура 25°C и $I_C = I_{Copt} = 10\text{ mA}$, е $\bar{\beta} = 380$. При ток $I_C = 1\text{ mA}$, тази стойност намалява до $\bar{\beta} = 240$. При нарастване на тока до 100 mA , $\bar{\beta}$ намалява до 200 .



Фиг. 3.9. Зависимост на коефициента $\bar{\beta}$ от колекторния ток



Фиг. 3.10. Зависимост на коефициента $\bar{\beta}$ от напрежението колектор-емитер

Коефициентът $\bar{\beta}$ нараства с повишаване на температурата. Зависимостта е показана графично на фиг. 3.9, където температурата е параметър. При промяната $\bar{\beta}$ от -50°C до $+100^{\circ}\text{C}$, $\bar{\beta}$ се увеличава между 2 и 3 пъти.

На фиг. 3.10 е представена примерната зависимост на $\bar{\beta}$ от напрежението между колектора и емитера U_{CE} . Когато U_{CE} расте, коефициентът на усилване на базовия ток нараства. Това се дължи на ефекта на Ерли, който се характеризира с разширяване на обеднената област на колекторния преход, при увеличаване на обратното напрежение между колектора и базата. Вследствие на това, широчината на базата се стеснява и рекомбинацията в нея намалява. В резултат, броя на токоносителите, постъпващи в колектора и съответно колекторният ток, нарастват. Ориентировъчната промяна на $\bar{\beta}$, във функция от напрежението U_{CE} , е около $(1\div 2)\%/V$.

Поради връзката между коефициентите $\bar{\alpha}$ и $\bar{\beta}$ (вж. 3.10 и 3.14) същите зависимости, но по-слабо изразени, са характерни и за интегралния коефициент на предаване по ток $\bar{\alpha}$.

Обратните токове I_{CBO} и I_{CEO} , подобно на обратния ток през диода, нарастват с повишаване на температурата. Например, стойността на тока I_{CBO} на маломощния транзистор BC 413 нараства от 15 nA (при 25°C) до $5\mu\text{A}$ (при 150°C).

Важно е да се знае, че поради нестабилността на производствения процес, стойностите на основните статични параметри на транзисторите от един и същи тип се различават значително. Например типичната стойност на коефициента $\bar{\beta}$ за транзистор BC413B, при $I_{\text{C}} = 2\text{ mA}$ и $U_{\text{CE}} = 5\text{ V}$, е 290, но при отделните екземпляри той варира между 180 и 460. Типичната стойност на коефициента $\bar{\beta}$ за транзистор BC413C, при същия ток и напрежение, е 500, минималната – 380, а максималната – 800. Тези големи разлики могат да доведат до липса на повторяемост и значителни отклонения в характеристиките на еднотипни електронни схеми, в процеса на серийното им производство.

Параметрите на транзисторите се променят с течение на времето. Явлението се нарича стареене и може да доведе до значителна промяна в параметрите на устройството, в което са вградени.

Нестабилността на параметрите на транзисторите води до нестабилност на характеристиките на електронните схеми, които са реализирани с тях. Затова основна задача на проектирането е да се търсят такива схемни решения, които да са малко чувствителни към посочените вариации.



Задача

3.1. Опишете принципа на действие на *pnp* транзисторите (за целта използвайте схемите, показани на фиг. 3.7).



Задача

3.2. Определете неизвестните величини във всеки ред от таблицата.

№	I_B	I_C	I_E	$\bar{\alpha}$	$\bar{\beta}$
1	10 μA	1 mA	?	?	?
2	100 μA	?	10,1 mA	?	?
3	1 mA	?	?	0,99	?
4	10 μA	?	?	?	100
5	?	10 mA	10,2 mA	?	?
6	?	100 mA	?	0,98	?
7	?	1 mA	?	?	200
8	?	?	100 mA	0,995	?
9	?	?	1 mA	?	200

3.2. Статични характеристики на биполярните транзистори. Еквивалентни схеми по постоянен ток в активен режим

3.2.1. Общи сведения

Основните зависимости между постоянните напрежения и токове в биполярния транзистор могат да се представят нагледно чрез статичните му характеристики. Те изразяват графично връзките между входния ток, входното напрежение, изходния ток и изходното напрежение за различните схеми на свързване. Използват се главно за демонстриране на режимите на работа на транзистора, на начините за определяне на основните му параметри, за изясняване и обосноваване на основните му приложения. **Най-важните статични характеристики на транзисторите са включени в каталозите на производителите.**

Най-често се използват характеристиките, при които като независими променливи (аргумент и параметър) се използват входния ток и изходното напрежение, а като зависими променливи (функция) – входното напрежение и изходния ток. Причините за това са, че входният ток и изходното напрежение при биполярните транзистори могат да се зададат и регулират със сравнително прости средства.

Широко приложение са получили четири типа статични характеристики:

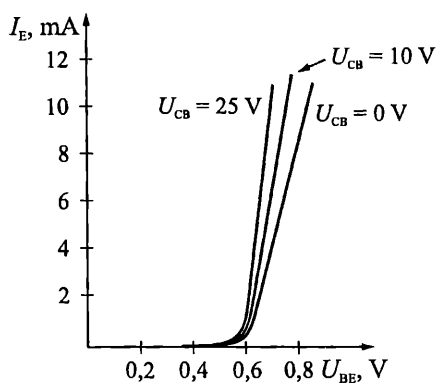
- *входни характеристики* – представят зависимостта на входното напрежение от входния ток, при различни стойности на изходното напрежение;
- *изходни характеристики* – демонстрират зависимостта на изходния ток от изходното напрежение, при различни стойности на входния ток;
- *характеристики на предаване (усилване) по ток* – изобразяват зависимостта на изходния ток от входния ток, при различни стойности на изходното напрежение. Наричат се още предавателни характеристики;
- *характеристики на обратната връзка по напрежение* – дават зависимостта на входното напрежение от изходното напрежение, при различни стойности на входния ток.

3.2.2. Статични характеристики на транзистора в схема на свързване с ОБ

В тази схема на свързване (вж. фиг. 3.4 и табл. 3.1) входният ток е емитерния I_E , входното напрежение е напрежението между базата и емитера U_{BE} , изходният ток е колекторния I_C , а изходното напрежение – напрежението между колектора и базата U_{CB} . Следователно, съответните характеристики на транзистора са:

- входни характеристики: $U_{BE} = f(I_E)$ при $U_{CB} = const$;
- изходни характеристики: $I_C = f(U_{CB})$ при $I_E = const$;
- характеристики на предаване по ток (предавателни характеристики): $I_C = f(I_E)$ при $U_{CB} = const$;
- характеристики на обратната връзка по напрежение: $U_{BE} = f(U_{CB})$ при $I_E = const$.

Примерните входни характеристики на *npn* транзистор, за три стойности на напрежението U_{CB} , са показани на фиг. 3.11. Те са аналогични на волт-амперната характеристика на полупроводников диод. Отместването на характеристиките, в зависимост от стойността на U_{CB} , представя вътрешната обратна връзка по напрежение в транзистора. Тя се изразява в изменение на напрежението U_{BE} , при промяна на напрежението U_{CB} . Дължи се на ефекта на Ерли (вж. т. 3.1.8). На практика входните характеристики са разположени много близко една до друга и обикновено се заместват с една обща характеристика. По аналогия с уравнението на диода, тази характеристика може да се представи с приблизителната зависимост:



Фиг. 3.11. Примерни входни характеристики на транзистор в схема с ОБ

$$I_E \approx I_{EBO} \exp\left(\frac{U_{BE}}{m\varphi_T}\right).$$

където:

- I_{EBO} е обратният ток на прехода емитер-база при отворен колектор. Даване се в каталога на съответния транзистор;
- $\varphi_T = \frac{kT}{q}$ е температурният потенциал (приблизително равен на 25,8 mV, при температура 300 K);
- m е коригиращ коефициент. За токове близки до I_{Copt} (вж. фиг. 3.9), неговата стойност е 1. За по-големи и по-малки токове, стойността на m е приблизително 2.

В по-нататъшните разглеждания ще считаме, че $m = 1$, т. е.

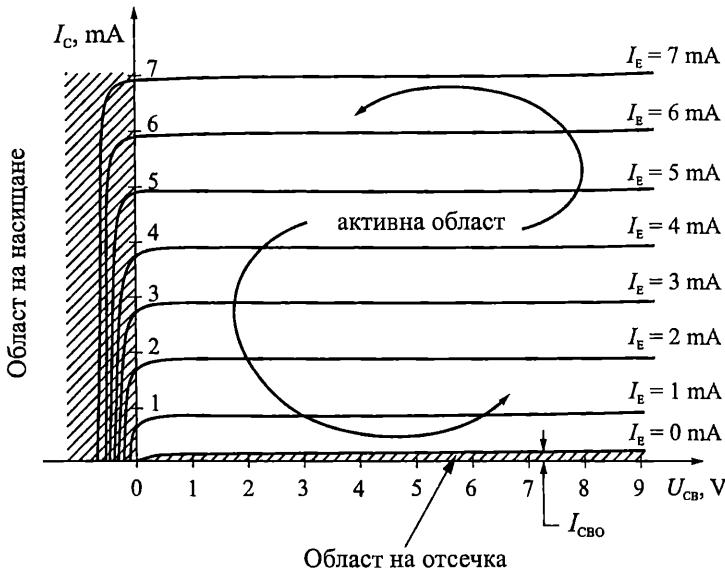
$$(3.15) \quad I_E \approx I_{EBO} \exp\left(\frac{U_{BE}}{\varphi_T}\right).$$

От уравнение (3.15), за напрежението на отпушения емитерен преход се получава:

$$(3.16) \quad U_{BE} \approx \varphi_T \ln \frac{I_E}{I_{EBO}}.$$

Както при полупроводниковите диоди, типичната стойност на напрежението на отпушения емитерен преход за маломощните силициеви транзистори е около 0,7 V, за германиевите – 0,3 V, а за галиево-арсенидните – 1,3 V.

Примерните изходни характеристики на *pnp* транзистор, за различни стойности на емитерния ток I_E , са показани на фиг. 3.12. Те представят и трите основни режима на работа на транзистора.



Фиг. 3.12. Примерни изходни характеристики на транзистор в схема с ОБ

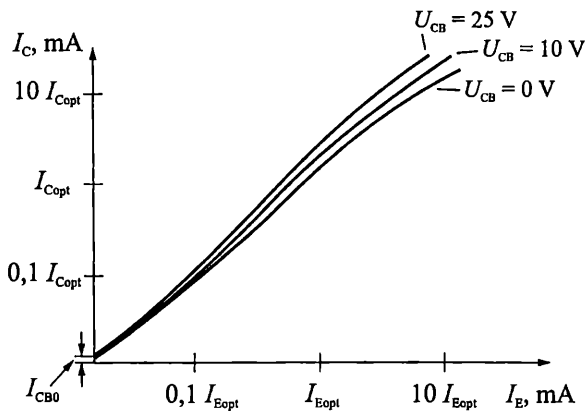
Режимът на отсечка се дефинира при емитерен ток по-малък или равен на нула ($I_E \leq 0$ – запушен емитерен преход) и колекторен преход включен в обратна посока. В този случай, от уравнение (3.6) следва, че колекторният ток на транзистора е приблизително равен на нула ($I_C = I_{CBO} \approx 0$).

Частта от характеристиките, която се намира във втори квадрант, се отнася към областта на насищане. Емитерният и колекторният преход са поляризиращи в права посока. Колекторният ток става равен на нула при стойности на напрежението $U_{CB} \approx (-0,4 \div -0,7)$ V.

Транзисторът работи в активен режим, при стойности на емитерния ток $I_E > 0$ (т. е. емитерният преход е поляризиран в права посока) и напрежение колектор-база $U_{CB} > 0$ (колекторният преход е поляризиран в обратна посока). В този участък характеристиките са почти успоредни на абсцисата, което показва,

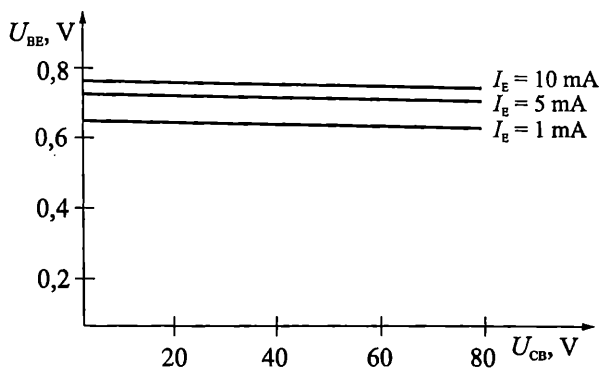
че влиянието на ефекта на Ерли, в схема на свързване с ОБ, е съвсем слабо. Стойността на колекторният ток се дава с уравнение (3.6).

Характеристиките на предаване по ток (предавателните характеристики) на *n-p-n* транзистор, за три стойности на U_{CB} , са показани на фиг. 3.13. Те представят зависимостта на колекторния ток от емитерния – формула (3.6). Тяхната стръмност е най-голяма в средния участък от характеристиките, което отговаря на максимума на интегралния коефициент на предаване на емитерния ток до колектора $\bar{\alpha}$ (вж. т. 3.1.8). Тези характеристики също са близки една до друга, което дава основание, за практически цели, да се заместват с една линия.



Фиг. 3.13. Примерни характеристики на предаване по ток в схема с ОБ

Характеристиките на обратната връзка по напрежение на *n-p-n* транзистор, за три стойности на емитерния ток I_E , са показани на фиг. 3.14. Те имат съвсем слаб наклон, дължащ се на ефекта на Ерли. Тези характеристики и информацията, която може да се снесе от тях, могат да се получат от входните характеристики. Характеристиките на обратната връзка по напрежение се използват рядко в практиката.



Фиг. 3.14. Примерни характеристики на обратната връзка по напрежение в схема с ОБ

Много често четирите основни типа характеристики се представят в обща координатна система: изходната характеристика – в първи квадрант, характеристиката на предаване по ток – във втори квадрант, входната характеристика – в трети и характеристиката на обратната връзка по напрежение – в четвърти квадрант.

Характеристиките на *pnp* транзисторите имат същия вид, както посочените по-горе. Разлики се явяват само в означението на полярностите на напреженията и токовете (вж. фиг. 3.8).

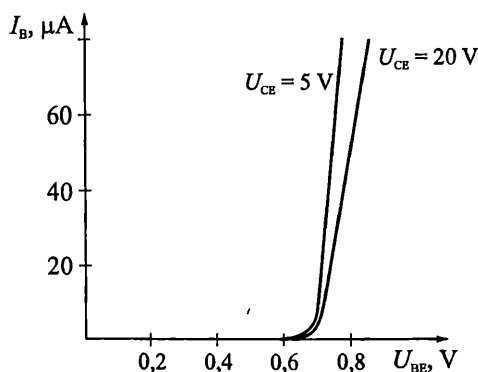
3.2.3. Статични характеристики на транзистора в схема на свързване с ОЕ

В схема на свързване с ОЕ (вж. фиг. 3.4 и табл. 3.1) входният ток е базовият I_B , входното напрежение е напрежението между базата и емитера U_{BE} , изходният ток е колекторният I_C , а изходното напрежение – напрежението между колектора и емитера U_{CE} . Основните характеристики на транзистора са:

- *входни характеристики*: $U_{BE} = f(I_B)$ при $U_{CE} = const.$;
- *изходни характеристики*: $I_C = f(U_{CE})$ при $I_B = const.$;
- *характеристики на усилване по ток (предавателни характеристики)*: $I_C = f(I_B)$ при $U_{CE} = const.$;
- *характеристики на обратната връзка по напрежение*: $U_{BE} = f(U_{CE})$ при $I_B = const.$

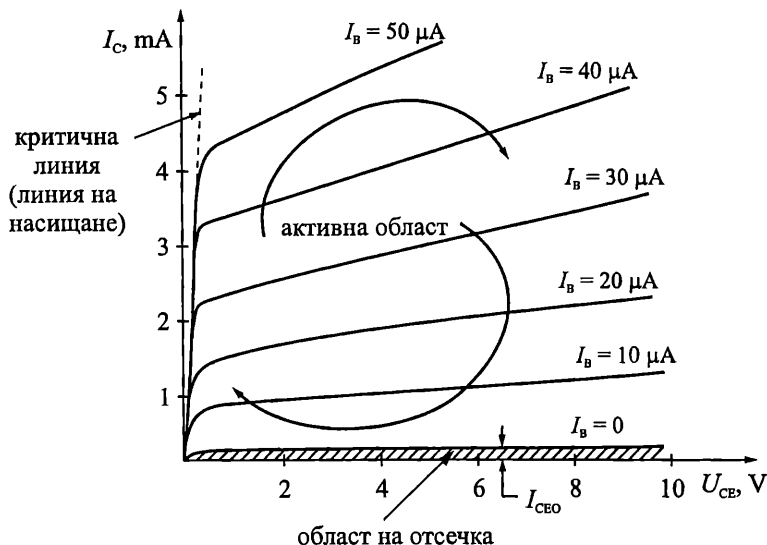
Примерните *входни характеристики* на *pnp* транзистор, за две стойности на напрежението U_{CE} , са показани на фиг. 3.15. Тези характеристики имат същия експоненциален характер, както съответните характеристики при схема с ОБ. Влиянието на напрежението U_{CE} върху U_{BE} е слабо и, за практически цели, семейството характеристики обикновено се замества с една обща характеристика с уравнение:

$$(3.17) \quad I_B \approx \frac{I_{EBO}}{\beta} \exp\left(\frac{U_{BE}}{\Phi_T}\right).$$



Фиг. 3.15. Примерни входни характеристики на транзистор в схема с ОЕ

Примерните изходни характеристики на *npn* транзистор, за различни стойности на тока през базата I_B , са показани на фиг. 3.16.



Фиг. 3.16. Примерни изходни характеристики на транзистор в схема с ОЕ

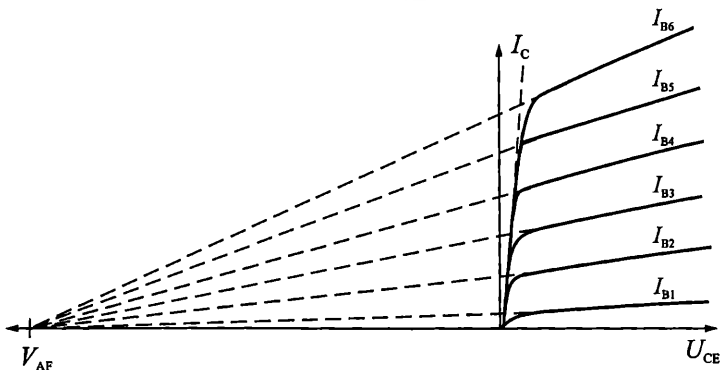
Левите участъци на всички характеристики се сливат в една линия, която се нарича критична линия (линия на насищане). Разположена е в областта на малките стойности на напрежението U_{CE} . В зависимост от протичащия ток и вида на транзистора, тези стойности варират между 0,1 V и 0,4 V. Следователно, в този участък, колекторният и емитерният преходи са поляризиращи в права посока ($U_{BE} = 0,6 \text{ V} \div 0,8 \text{ V}$, $U_{CB} = -0,4 \text{ V} \div -0,6 \text{ V}$) и транзисторът работи в режим на насищане.

Режимът на отсечка се дефинира при $I_B \leq 0$ (запушен емитерен преход) и колекторен преход включен в обратна посока. В този случай, от уравнение (3.9) следва, че колекторният ток на транзистора е приблизително равен на нула ($I_C \leq I_{CEO} \approx 0$).

Между линията на насищане и областта на отсечка се намира активната област. За разлика от свързването в схема с ОБ, в разглеждания случай, наклонът на изходните характеристики е много по-голям. Това означава, че влиянието на ефекта на Ерли върху изходните характеристики, в схема на свързване с ОЕ, е значително, т. е. стойността на колекторния ток зависи и от приложеното напрежение между колектора и емитера U_{CE} . Ако продължим наляво изходните характеристики от активната област (фиг. 3.17), те ще пресекат абсцисата в една точка с координата $-V_{AF}$. Величината V_{AF} се нарича напрежение на Ерли. Типичните му стойности, за различните типове транзистори, варират между 20 V и 200 V. Влиянието на ефекта на Ерли върху колекторния ток в активен режим се изразява с формулата:

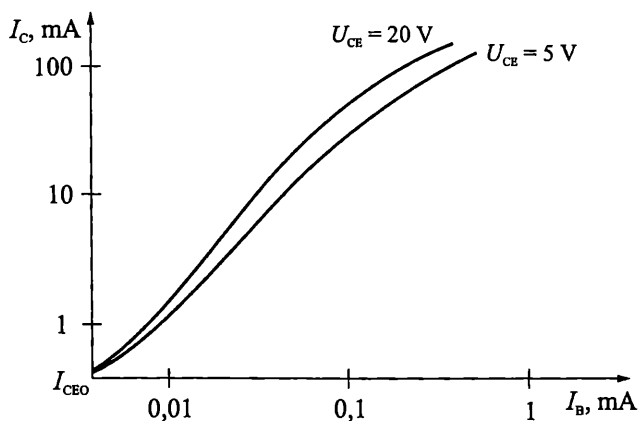
(3.18)

$$I_C \approx \bar{\beta} I_B \left(1 + \frac{U_{CE}}{V_{AF}}\right).$$



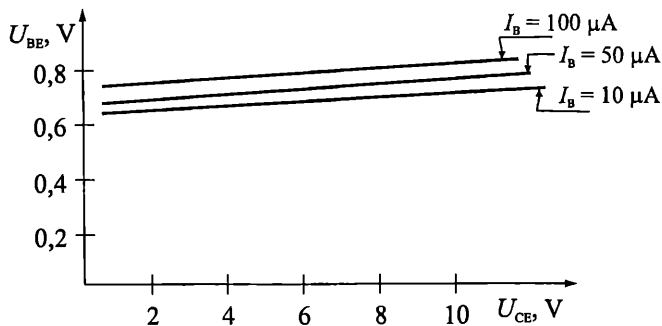
Фиг. 3.17. Определяне на напрежението на Ерли, чрез изходните характеристики в схема с ОЕ

Характеристиките на усилване по ток (предавателните характеристики) на *n-p-n* транзистор, за две стойности на $U_{CE} > 0$ (активен режим), са показани на фиг. 3.18. Тяхната стръмност е най-голяма в средния участък, което отговаря на максимума на интегралния коефициент на усилване на базовия ток $\bar{\beta}$ (вж. фиг. 3.9). Тези характеристики също са близки една до друга, което дава основание за практически цели да се заместят с една линия.

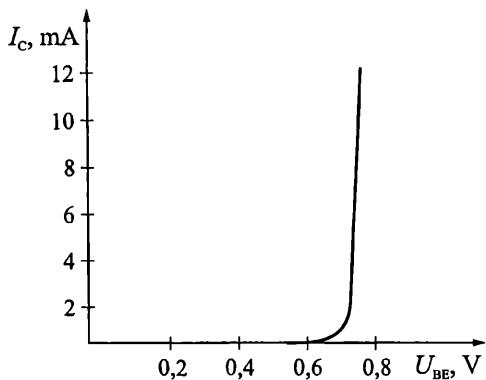


Фиг. 3.18. Примерни предавателни характеристики на транзистор в схема с ОЕ

Характеристиките на обратната връзка по напрежение на *n-p-n* транзистор, за три стойности на базовия ток I_B , са показани на фиг. 3.19. Те имат слаб наклон, дължащ се на ефекта на Ерли. Използват се много рядко.



Фиг. 3.19. Примерни характеристики на обратната връзка по напрежение в схема с ОЕ



На фиг. 3.20 е показана обобщена проходна характеристика на *pnp* транзистор. Дефинира зависимостта $I_C = f(U_{BE})$ при $U_{CE} = const.$ Получава се отходната характеристика. Намира приложение при определяне на променливотоковия параметър стръмност на транзисторите.

Фиг. 3.20. Обобщена проходна характеристика на транзистор

3.2.4. Статични характеристики на транзистора в схема на свързване с ОК

Статичните характеристики на транзистора в схема с ОК са:

- входни характеристики: $U_{CB} = f(I_B)$ при $U_{CE} = const.$;
- изходни характеристики: $I_E = f(U_{CE})$ при $I_B = const.$;
- характеристики на усилване по ток (предавателни характеристики): $I_E = f(I_B)$ при $U_{CE} = const.$;
- характеристики на обратната връзка по напрежение: $U_{CB} = f(U_{CE})$ при $I_B = const.$

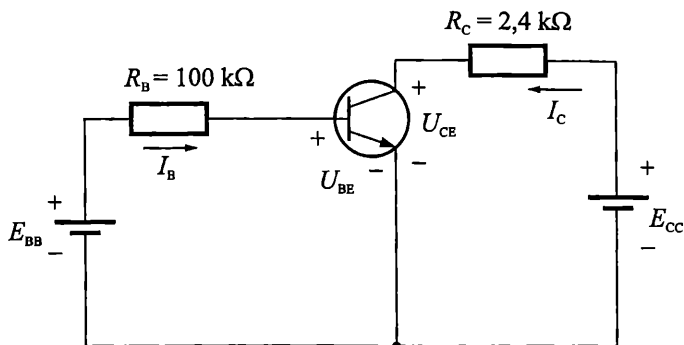
На практика, за онагледяване на поведението на транзистора в схема с ОК, се използват най-често характеристиките при свързване с ОЕ.

Пример

3.3. Приложение на статичните характеристики за графично определяне на постоянните токове и напрежения в транзистора

На фиг. 3.21 е показана схема на свързване на *pnp* транзистор към два постояннотокowi източника: $E_{BB} = 1,7 \text{ V}$ и $E_{CC} = 12 \text{ V}$.

Иска се да се определят постоянните токове и напрежения в транзистора.



Фиг. 3.21. Схема на свързване на биполярен транзистор към два постояннотокови източника

Решение

След анализ (с използване на фиг. 3.4 и табл. 3.1) стигаме до извода, че транзисторът е включен в схема с ОЕ. В схемата са обособени две вериги – входна и изходна. Последователното определяне на токовете и напреженията, за всяка една от тях, ще даде решението на задачата.

Входната верига се състои от захранващия източник $E_{BB} = 1,7 \text{ V}$, последователно свързания резистор $R_B = 100 \text{ k}\Omega$ и включения във права посока преход база-емитер. За нея можем да запишем следното уравнение:

$$(3.19) \quad E_{BB} = R_B I_B + U_{BE}.$$

След преобразуване се получава:

$$(3.20) \quad I_B = -\frac{U_{BE}}{R_B} + \frac{E_{BB}}{R_B}.$$

Уравнение (3.20) изразява зависимостта между напрежението U_{BE} и тока I_B . Представлява права линия, която се чертае в полето на входните характеристики на транзистора. Нарича се *товарна права по постоянен ток за входната верига*, или *входна товарна права по постоянен ток*. Положението ѝ в равнината се определя от стойностите на E_{BB} и R_B .

За изчертаване на товарната права в полето на входните характеристики са необходими две точки. Обикновено се вземат точките с координати $(E_{BB}, 0)$ и

$(0, \frac{E_{BB}}{R_B})$ (вж. фиг. 3.22). Първата точка лежи на абсцисата. Получава се от уравнение (3.20), чрез заместване на стойността по ординатата с нула ($I_B = 0$). Тогава за стойността по абсцисата се получава $U_{BE} = E_{BB}$. Втората точка се получава като, в същото уравнение, заместим стойността по абсцисата с нула ($U_{BE} = 0$).

Тогава за ординатата се получава $I_B = \frac{E_{BB}}{R_B}$.

В уравнение (3.20) има две неизвестни – U_{BE} и I_B . За решаването му е необходимо да разполагаме и с втора зависимост между променливите. В случая това е уравнението (3.17), което представлява обобщената входна характеристика

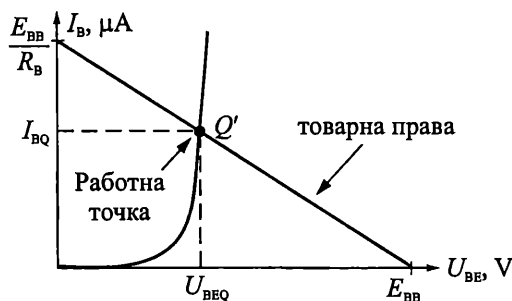
ка на транзистора, при свързване с ОЕ. В резултат се получава система от две уравнения с две неизвестни:

$$I_B = -\frac{U_{BE}}{R_B} + \frac{E_{BB}}{R_B},$$

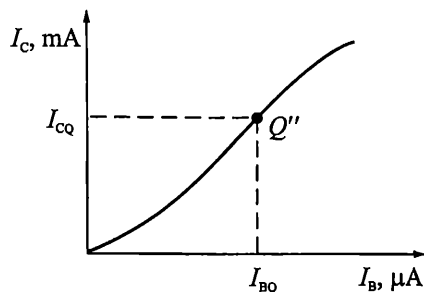
$$I_B \approx \frac{I_{EBO}}{\beta} \exp\left(\frac{U_{BE}}{\Phi_T}\right).$$

Графичното решение на системата е представено на фиг. 3.22. На нея са показани обобщената входна характеристика на транзистора и товарната права по постоянен ток за входната верига. Двете линии се пресичат в т. Q', която е работната точка в полето на входните характеристики. Ако прекараме перпендикуляри от нея към координатните оси ще получим две от търсените величини — U_{BEQ} и I_{BQ} .

На фиг. 3.23 е начертана обобщената предавателна характеристика на транзистора в схема с общ емитер. Ако по абсцисата нанесем получената стойност за I_{BQ} и издигнем перпендикуляр до пресичането му със статичната характеристика, ще получим т. Q''. Ако от нея прекараме перпендикуляр към ординатната ос, ще определим търсената стойност на колекторния ток I_{CQ} .



Фиг. 3.22. Графично определяне на работната точка в полето на входните характеристики



Фиг. 3.23. Графично определяне на колекторния ток в работната точка

Получените стойности на I_{CQ} и I_{BQ} могат да се използват и за определяне на интегралния коефициент на усилване на базовия ток на транзистора. За целта разделяме I_{CQ} на I_{BQ} . Съгласно формула (3.12), получената стойност е приблизително равна на коефициента $\bar{\beta}$.

Анализът на изходната верига от фиг. 3.21 показва, че за нея може да се напише уравнението:

$$(3.21) \quad E_{CC} = R_C I_C + U_{CE}.$$

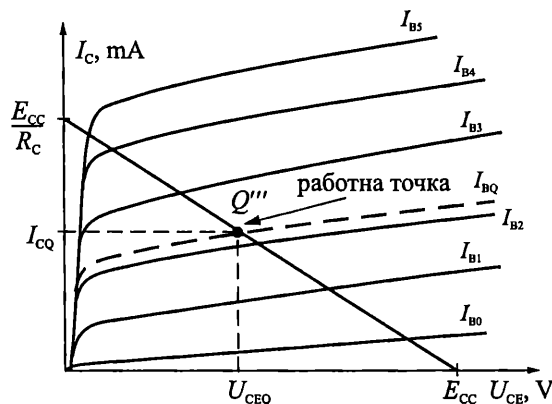
След преобразуване се получава:

$$(3.22) \quad I_C = -\frac{U_{CE}}{R_C} + \frac{E_{CC}}{R_C}.$$

Уравнение (3.22) представя *товарната права по постоянен ток за изходната верига* (нарича се и *изходна товарна права по постоянен ток*).

За да определим графично напрежението U_{CEQ} , прекарваме товарната права в полето на изходните характеристики (фиг. 3.24). Това става като използваме отново две точки с координати $(E_{CC}, 0)$ и $(0, \frac{E_{CC}}{R_C})$. След това нанасяме върху

ординатата, определената от фиг. 3.23, стойност на колекторния ток I_{CQ} и чертаем перпендикуляр до пресичането му с товарната права в т. Q''' . Това е работната точка в полето на изходните характеристики. Намира се върху тази изходна характеристика на транзистора, която съответства на параметър $I_B = I_{BQ}$ (начертана е с прекъснатата линия). За определянето на последната неизвестна величина (напрежението U_{CEQ}) се спуска перпендикуляр от т. Q''' до абсцисата.



Фиг. 3.24. Графично определяне на напрежението колектор-емитер в работната точка

Представеният подход използва три от статичните характеристики на транзистора. Той осигурява отлична нагледност, но се характеризира с значителна трудоемкост при изчертаване на товарните прави и ниска точност при отчитането на конкретните стойности на напреженията и токовете в работната точка. Трудностите нарастват изключително много при анализиране на по-сложни схеми, с повече от един транзистор. Ето защо, описаният метод се използва главно за целите на обучението, за по-добро представяне и осмисляне на процесите и режимите на работа на транзистора.

Отлични резултати при определяне на постоянните напрежения и токове в транзистора дават методите, използващи постояннотоковите еквивалентни схеми. При тях транзисторите се заместват с набор от по-прости елементи (източници на напрежение, на ток, резистори и др.).

Еквивалентните схеми са два вида – опростени схеми за приложение при ръчни изчисления на транзисторните вериги и схеми за компютърни изчисления и моделиране.

Първите се характеризират с простота, нагледност и възможност за изпълнение на бързи изчисления (дори понякога и на ум). Точността на резултатите, получени с тях, е от порядъка на 10÷15 %, което е напълно достатъчно на началните етапи от анализа и проектирането.

Усложнените математически модели и еквивалентни схеми гарантират висока точност на изчисленията и отчитат прецизно влиянието на различните дестабилизиращи фактори (температура, толеранси на технологичния процес и др.) върху работата на транзисторните схеми. Те се прилагат на етапа на компютърната оптимизация на електронните схеми.

Обект на настоящият курс са опростените еквивалентни схеми за ръчни изчисления. Компютърните модели се изучават в курсовете по теория на електронните вериги и автоматизирано проектиране на електронни схеми.

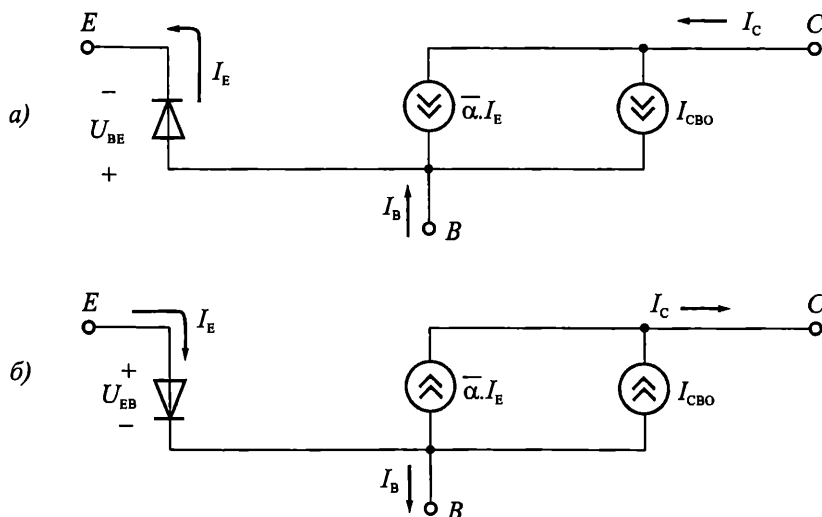
3.2.5. Опростени еквивалентни схеми на транзистора по постоянен ток в активен режим

На фиг. 3.25а е показана еквивалентната схема по постоянен ток за ръчни изчисления на *npn* транзистор, при свързване с ОБ, в активен режим. Входната верига (емитер-база) е представена с диод, който е поляризиран в права посока. Напрежението върху диода се дава с уравнение (3.16):

$$U_{BE} \approx \varphi_T \ln \frac{I_E}{I_{EBO}}$$

Изходната верига е построена въз основа на уравнение (3.6) и включва два източника на ток: $\bar{\alpha}I_E$ и I_{CBO} .

На фиг. 3.25б е представена модификацията на схемата за *pnp* транзистор.



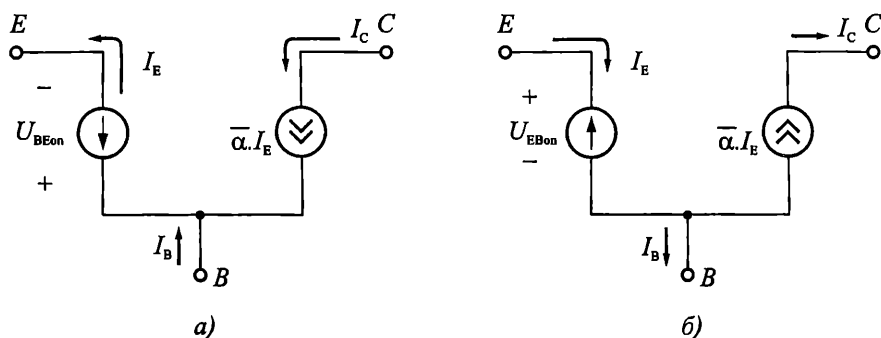
Фиг. 3.25. Еквивалентни схеми по постоянен ток в активен режим при свързване с ОБ за: а – *npn* транзистор; б – *pnp* транзистор

Така представените еквивалентни схеми могат да се опростят допълнително. За целта, обратният колекторен ток се пренебрегва, а отпушеният диод се замества с източник на напрежение U_{BEon} . Типичните стойности на U_{BEon} за маломощните Si транзистори са 0,7 V, за Ge – 0,3 V и за GaAs – 1,3 V.

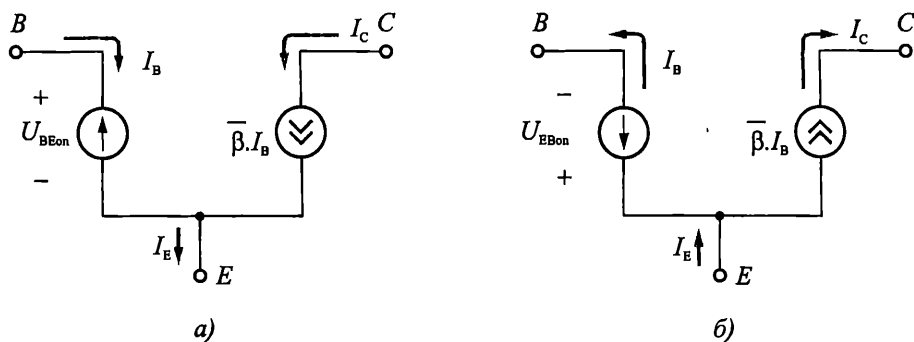
Опростената еквивалентна схема по постоянен ток на *npn* транзистора е показана на фиг. 3.26а. Това е най-често използваната схема за постояннотоков анализ при свързване с ОБ. На фиг. 3.26б схемата е модифицирана за *pnp* транзистори.

Посочените еквивалентни схеми могат да се използват за постояннотокови анализи при всякакви схеми на свързване на транзистора. Независимо от това, от практическа гледна точка, се оказва по-подходящо, при свързване с ОЕ и с ОК, да се използват опростените еквивалентни схеми от фиг. 3.27а (за *npn* транзистори) и фиг. 3.27б (за *pnp* транзистори). Те са създадени по аналогия със схемите от фиг. 3.26.

В разгледаните еквивалентни схеми фигурират стойностите на коефициентите $\bar{\alpha}$ и $\bar{\beta}$. Най-често те се вземат от каталога на производителя за съответния транзистор. Могат да се определят и от съответната характеристика на предаване (усилване) по ток, както това е показано в пример 3.3.



Фиг. 3.26. а – опростена еквивалентна схема по постоянен ток на *npn* транзистори при свързване с ОБ в активен режим; б – опростена еквивалентна схема на постоянен ток на *pnp* транзистори при свързване с ОБ в активен режим



Фиг. 3.27. Опростена еквивалентна схема по постоянен ток на:
а – *npn* транзистор в свързване с ОЕ в активен режим;
б – *pnp* транзистори в свързване с ОЕ в активен режим

Пример

3.4. Приложение на опростените еквивалентни схеми по постоянен ток за определяне на постоянните токове и напрежения в транзистора

Ще бъде използвано условието на задачата от *пример 3.3* и *фиг. 3.21*.

На *фиг. 3.21* е показана схема на свързване на *npr* транзистор към два постояннотоккови източника: $E_{BB} = 1,7 \text{ V}$ и $E_{CC} = 12 \text{ V}$.

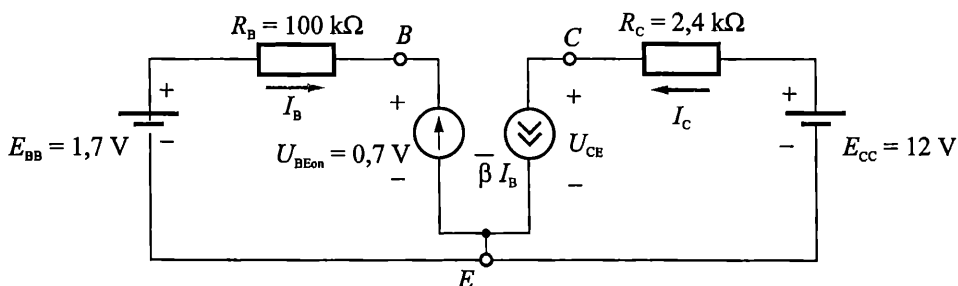
Иска се да се определят постоянните токове и напрежения в транзистора.

Решение

В схемата от *фиг. 3.21*, заместваме *npr* транзистора с опростената му еквивалентна схема по постоянен ток (*фиг. 3.27a*) и получаваме *фиг. 3.28*.

Уравнението за входната верига съвпада с (3.19):

$$E_{BB} = R_B I_B + U_{BE}.$$



*Фиг. 3.28. Еквивалентна схема на веригата от *фиг. 3.21**

За да определим числено стойността на базовия ток в работната точка, заместваме стойностите на E_{BB} и R_B със зададените от условието на задачата. Приемаме, че $U_{BE} = U_{BEQ} = U_{BEon} = 0,7 \text{ V}$ (Si транзистор) и получаваме:

$$1,7 \text{ V} = 100 \text{ k}\Omega \cdot I_{BQ} + 0,7 \text{ V},$$

$$I_{BQ} = \frac{1,7 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{100 \text{ k}} = 10 \mu\text{A}.$$

От каталога на производителя или по начина, указан в *пример 3.3*, се определя стойността на коефициента $\bar{\beta}$. Ако приемем, че $\bar{\beta} = 250$, от формула (3.11) за колекторния ток в работната точка се изчислява:

$$I_{CQ} \approx \bar{\beta} I_{BQ} = 250 \cdot 10 \mu\text{A} = 2500 \mu\text{A} = 2,5 \text{ mA}.$$

Уравнението за изходната верига съвпада с (3.21):

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

След преобразуване и заместване, за напрежението колектор-емитер в работната точка се получава:

$$U_{CEQ} = E_{CC} - R_C I_{CQ} = 12 \text{ V} - 2,4 \text{ k}\Omega \cdot 2,5 \text{ mA} = 6 \text{ V}.$$

Окончателните резултати са: $I_{BQ} = 10 \mu\text{A}$, $U_{BEQ} = 0,7 \text{ V}$, $I_{CQ} = 2,5 \text{ mA}$ и $U_{CEQ} = 6 \text{ V}$.

Представеното аналитично решение се получава значително по-бързо и по-просто от графичното. Не са необходими сложни геометрични построения и резултатите се изчисляват с прости формули.

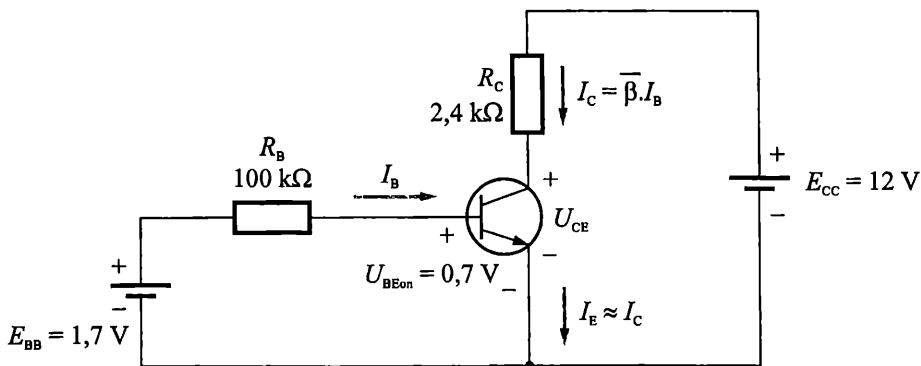
Читателят ще забележи, че посочените предимства са резултат на някои компромисни допускания. Например, при разработването на еквивалентните схеми е прието, че независимо от емитерния ток, всички силициевы транзистори имат пад върху прехода база-емитер равен на 0,7 V; не се отчита ефекта на Ерли върху колекторните токове в схема с ОЕ; не се отчита обемното съпротивление на базата и съпротивленията на неутралните области на емитера и колектора. Неминуемо тези опростявания водят до неточности в изчисленията, но на началните етапи на ръчен анализ и проектиране е по-важно осмислянето на задачата и ориентировъчното оразмеряване на отделните елементи на схемата. По нататък, получените резултати от ръчните изчисления се използват като начални стойности в процедурите за компютърен анализ и оптимизация на схемите. За целта се използват най-често стандартни компютърни програми, които реализират усложнени еквивалентни схеми и алгоритми за анализ, отчитащи взаимните връзки в транзистора и влиянието на дестабилизиращите фактори. Понастоящем всеки сериозен проект изисква използването на компютъризирани методи за изчисление и оптимизация. Това прави не нужно приложението на сложни еквивалентни схеми при началните ръчни изчисления на транзисторните вериги.

От разгледаните примери може да се направи извода, че процедурата за определяне на постоянните токове и напрежения в транзистор, свързан в схема с ОЕ, на практика се свежда до графично или аналитично намиране на координатите на работната точка в полето на входните и в полето на изходните характеристики. Тези координати ни дават четирите величини U_{BEQ} , I_{BQ} , I_{CQ} и U_{CEQ} . От тях, при необходимост, лесно могат да се определят напрежението на колекторния преход $U_{CBQ} = U_{CEQ} - U_{BEQ}$ и емитерния ток $I_{EQ} = I_{CQ} + I_{BQ}$.

Подобни са подходите за намиране на постоянните напрежения и токове при транзистор, свързан в схема с ОБ. Разликата е само, че в този случай се използват волтамперните характеристики и еквивалентните схеми, характерни за свързване на транзистора с ОБ.

За намиране на постоянните напрежения и токове при транзистор, свързан в схема с ОК най-често се използват волтамперните характеристики и еквивалентни схеми, характерни за свързване с ОЕ.

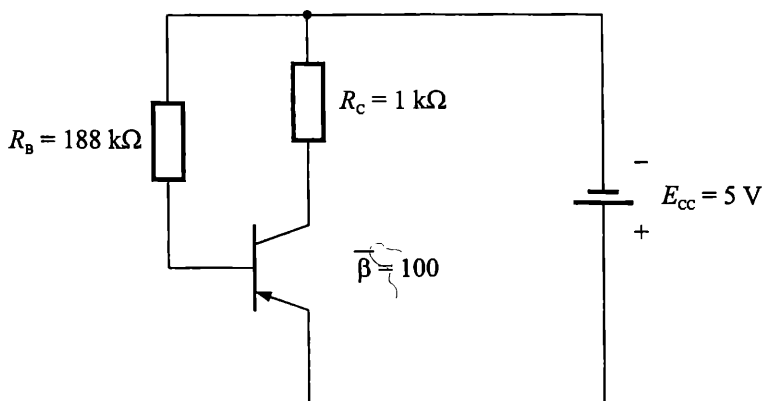
Много често, при постояннотоков анализ, опитните инженери не чертаят еквивалентните схеми от фиг. 3.27 и фиг. 3.28, а използват направо означения върху транзистора в същинската схема, както е показано на фиг. 3.29. Решението на задачата в този случай следва абсолютно същия ход, както при използването на еквивалентните схеми.



Фиг. 3.29. Опростен подход при изчисляване на работна точка

Задача

3.3. Определете постоянните напрежения и токове през Ge *pnp* транзистор от фиг. 3.30. (за решаване на задачата използвайте опростената еквивалентна схема по постоянен ток от фиг. 3.27б).



Фиг. 3.30. Схема към задача 3.3

3.3. Работа на транзистора като усилвател

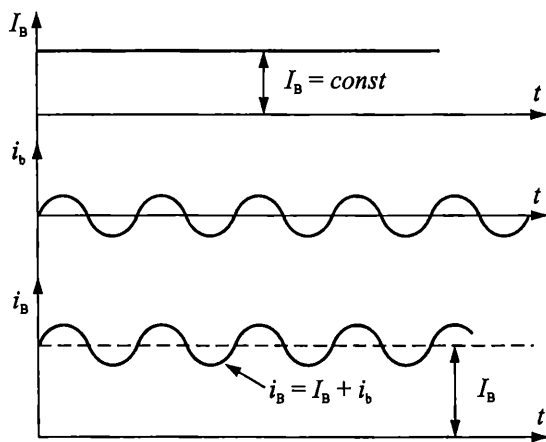
3.3.1. Постоянни и променливи съставки на напрежението и тока в транзистора

В електронните схеми полезната информация се представя най-често чрез променливи сигнали. Задачата на усилвателите е да усилят тези сигнали по мощност. За целта е необходимо транзисторът да се установи в активен режим, т.е. да се избере такава работна точка, която да осигури поляризирането на емитерния преход в права посока, а на колекторния преход – в обратна посока. Това се реализира с помощта на допълнителен постоянен токов захранващ източник, чрез който, на изводите на транзистора, се задават необходимите постоянни напрежения и токове. Заедно с това, към транзистора се подава и променливия

входен сигнал. Той се наслажда върху постоянните токове и напрежения във всеки момент от времето. В резултат моментните стойности на напрежението и тока през транзистора се получават като сума от две съставки – постоянна и променлива. Обикновено амплитудата на променливата съставка е много по-малка от стойността на постоянната съставка.

Прието е постоянните съставки на електрическите величини да се отбелязват с главна буква за величината и главна буква за индекса (напр. U_{BE} , I_E , I_B); променливите съставки да се отбелязват с малка буква за величината и малка буква за индекса (напр. u_{be} , i_e , i_b), а моментните стойности – с малка буква за величината и голяма буква за индекса (напр. u_{BE} , i_E , i_B).

Горното е онагледено на фиг. 3.31 – моментната стойност на базовия ток i_B е сума от постоянната съставка $I_B = const$ (предизвикана от свързването на транзистора към постояннотоковия източник) и променливата съставка i_b (получена в резултат от въздействието на синусоиден входен сигнал).

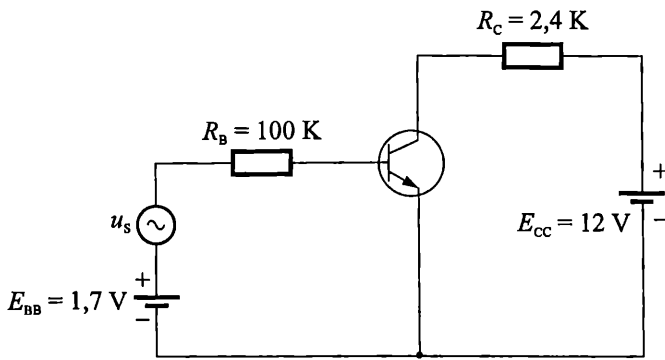


Фиг. 3.31. Графично представяне на постоянната съставка на тока I_B , променливата съставка i_b и моментната стойност на тока $i_B = I_B + i_b$

3.3.2. Графоаналитичен метод за анализ на работата на транзистора като усилвател

На фиг. 3.32 е представен прост транзисторен усилвател. За целта, към входната верига на схемата от фиг. 3.21, е добавен източник на синусоиден сигнал u_s с амплитуда $U_{sm} = 0,2$ V.

Задачата на представения по-долу графоаналитичен метод е да демонстрира усилвателните качества на схемата по отношение на променливотоковото входно напрежение u_s . Той ще бъде извършен с използване на графичните и аналитични резултати, получени в пример 3.3 и пример 3.4.



Фиг. 3.32. Прост транзисторен усилвател

Съгласно казаното в т. 3.3.1, моментната стойност на напрежението във входната верига се определя като сума от постоянното напрежение E_{BB} и напрежението на променливия сигнал u_s . Максималната му стойност е:

$$E_{BB} + U_{sm} = 1,7 \text{ V} + 0,2 \text{ V} = 1,9 \text{ V},$$

а минималната –

$$E_{BB} - U_{sm} = 1,7 \text{ V} - 0,2 \text{ V} = 1,5 \text{ V}.$$

На фиг. 3.33 с пълтна линия е показана входната товарна права по постоянен ток. Тя съвпада с правата от фиг. 3.22. Под въздействието на допълнителния променлив сигнал u_s , правата се премества успоредно на себе си. На фигурата, с прекъснати линии, е показано положението на товарната права за максималната и минималната стойност на напрежението във входната верига. Преместването на товарната права предизвиква движение на работната точка между т. А' и т. В' от входната характеристика. Въз основа на уравнение (3.19), за минималната и максималната стойности на базовия ток, се получава:

$$E_{BB} + U_{sm} = R_B I_{Bmax} + U_{BEon} ,$$

$$I_{Bmax} = \frac{E_{BB} + U_{sm} - U_{BEon}}{R_B} = \frac{1,7\text{V} + 0,2\text{V} - 0,7\text{V}}{100\text{k}} = 12\mu\text{A}$$

и

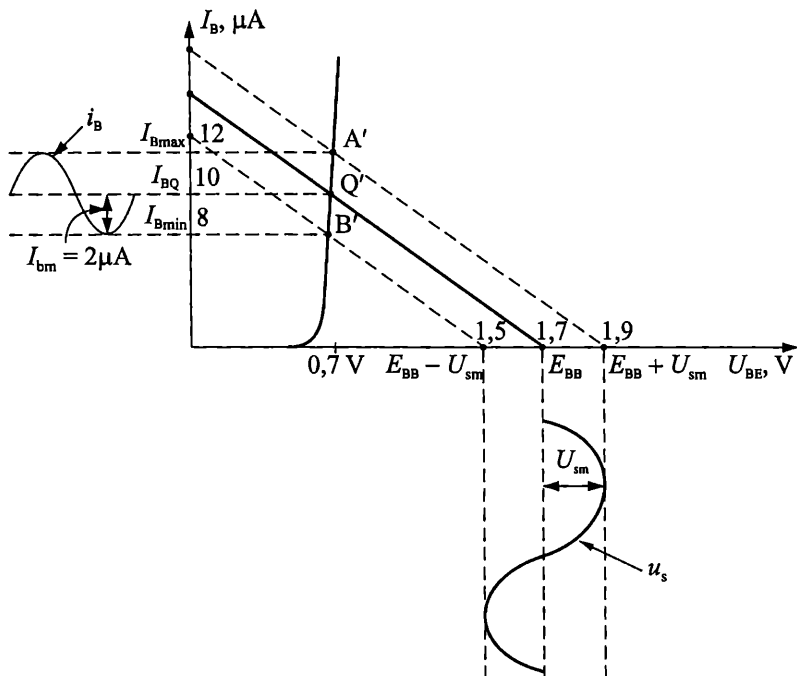
$$E_{BB} - U_{sm} = R_B I_{Bmin} + U_{BEon} ,$$

$$I_{Bmin} = \frac{E_{BB} - U_{sm} - U_{BEon}}{R_B} = \frac{1,7\text{V} - 0,2\text{V} - 0,7\text{V}}{100\text{k}} = 8\mu\text{A} .$$

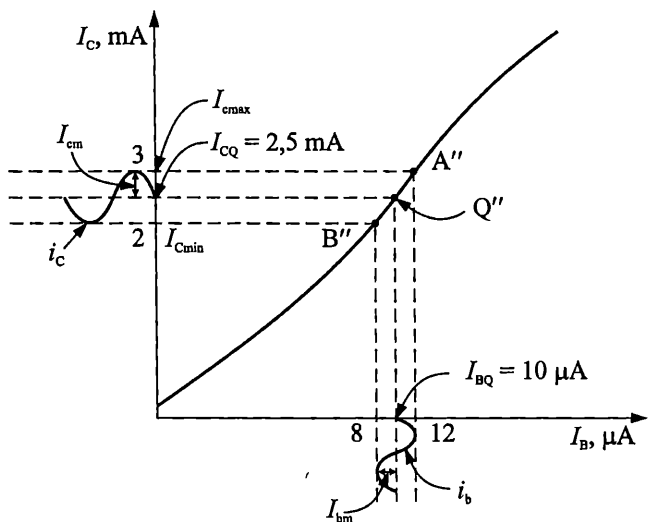
Следователно, променливото входно напрежение u_s предизвиква появата на променлив ток в базата. Моментната стойност i_B е сума от постоянната съставка $I_{BQ} = 10 \mu\text{A}$ и променливата съставка i_b с амплитуда $I_{bm} = I_{Bmax} - I_{BQ} = I_{BQ} - I_{Bmin} = 2 \mu\text{A}$.

На фиг. 3.34 е демонстрирана връзката между моментните стойности на тока в базата i_B и в колектора i_C . Постоянната съставка на колекторния ток е $I_{CQ} = \bar{\beta} \cdot I_{BQ} = 250 \cdot 10\mu\text{A} = 2,5\text{mA}$ (в случая отново сме приели, че коефициентът $\bar{\beta}$ е равен на 250), а амплитудата на променливата съставка – $I_{cm} = \bar{\beta} \cdot I_{bm} =$

250.2 $\mu\text{A} = 0,5 \text{ mA}$. Следователно, промяната на базовия ток i_B между $I_{B\text{min}} = 8 \mu\text{A}$ и $I_{B\text{max}} = 12 \mu\text{A}$, води до промяна на колекторния ток i_C от $I_{C\text{min}} = 2 \text{ mA}$ до $I_{C\text{max}} = 3 \text{ mA}$.



Фиг. 3.33. Преместване на входната товарна права по постоянен ток под въздействие на променливия сигнал u_s



Фиг. 3.34. Промяна на колекторния ток на транзистора i_C , предизвикана от промяната на i_B

На фиг. 3.35 е начертана изходната характеристика на транзистора и изходната товарната права по постоянен ток. По ординатата са нанесени максималната и минималната стойност на колекторния ток i_C . Вижда се, че промяната на колекторния ток е свързана с преместване на работната точка по товарната права между точките А''' и В'''. Това води и до съответната промяна на напрежението между колектора и емитера u_{CE} . Въз основа на уравнение (3.21) за неговата минимална (U_{CEmin}) и максимална (U_{CEmax}) стойности се получава:

$$E_{CC} = R_C I_{Cmax} + U_{CEmin} ,$$

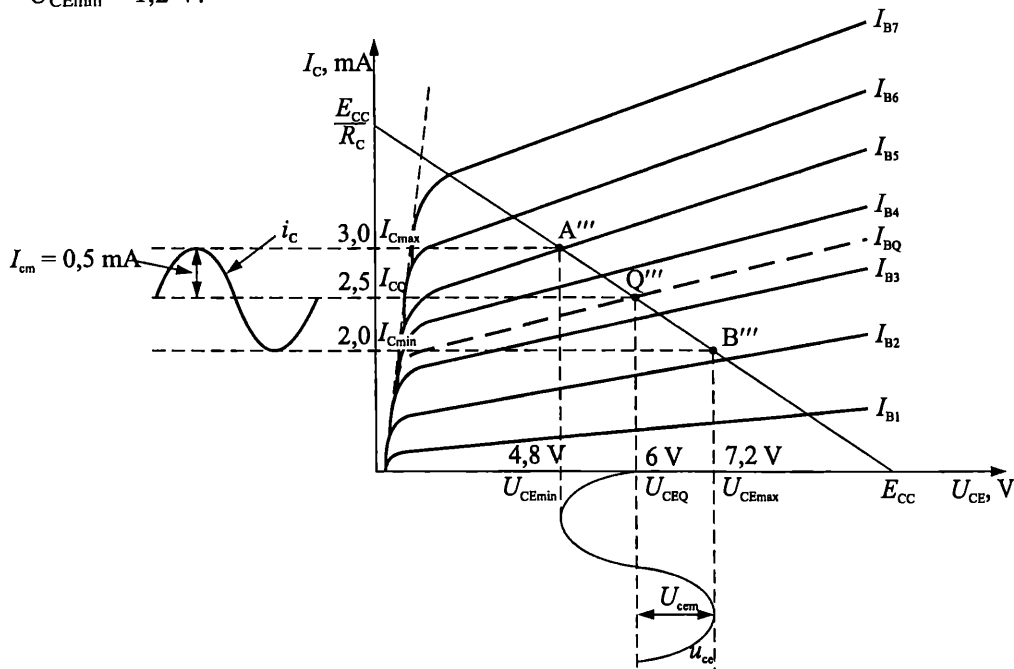
$$U_{CEmin} = E_{CC} - R_C I_{Cmax} = 12 \text{ V} - 2,4 \text{ k} \cdot 3 \text{ mA} = 4,8 \text{ V}$$

и

$$E_{CC} = R_C I_{Cmin} + U_{CEmax} ,$$

$$U_{CEmax} = E_{CC} - R_C I_{Cmin} = 12 \text{ V} - 2,4 \text{ k} \cdot 2 \text{ mA} = 7,2 \text{ V} .$$

Следователно напрежението u_{CE} се състои от постоянната съставка $U_{CEQ} = 6 \text{ V}$ (съответства на напрежението в работната точка при липса на входен сигнал u_s) и от променливата съставка u_{cem} , с амплитуда $U_{cem} = U_{CEmax} - U_{CEQ} = U_{CEQ} - U_{CEmin} = 1,2 \text{ V}$.

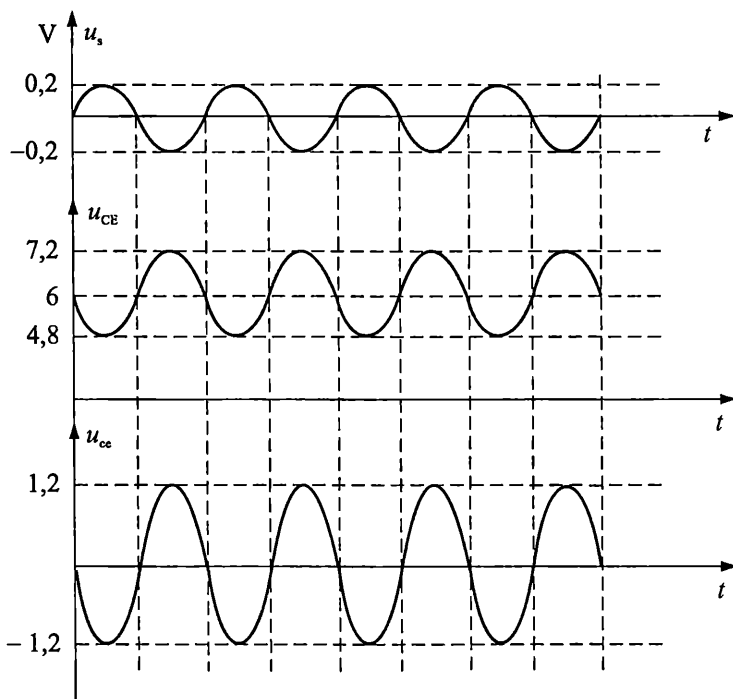


Фиг. 3.35. Изходна товарна права и движение на работната точка върху нея

Сравнението на амплитудата на променливата съставка на изхода u_{ce} с амплитудата на входния променлив сигнал u_s показва, че изходният сигнал е усилен 6 пъти спрямо входния ($\frac{U_{cem}}{U_{sm}} = \frac{1,2 \text{ V}}{0,2 \text{ V}} = 6$).

От казаното до тук следва, че всяко нарастване на моментната стойност на напрежението u_s на входа на схемата, води до правопрпорционално нарастване на тока i_B (фиг. 3.33), а оттам и до увеличение на тока i_C (фиг. 3.34). Това предизвиква придвижване на работната точка нагоре по изходната товарна права, в следствие на което, изходното напрежение u_{CE} намалява (фиг. 3.35). Накратко – нарастването на входното напрежение u_s води до правопрпорционално намаляване на изходното напрежение u_{ce} . Аналогично – намаляването на входното напрежение u_s води до правопрпорционално увеличаване на изходното напрежение u_{ce} . Следователно, разглежданата схема променя амплитудата на входния сигнал и обръща фазата му (инвертира входния сигнал).

На фиг. 3.36 са показани графично променливия входен сигнал u_s , моментната стойност на напрежението u_{CE} и неговата променливотокова съставка u_{ce} . Вижда се, че изходният сигнал u_{ce} е усилен шест пъти и инвертиран (дефазиран на 180°) спрямо входния сигнал u_s .



Фиг. 3.36. Графика на входния и изходния променливи сигнали за усилвателя от фиг. 3.32

Получените характеристики на усилвателя се определят от схемата на свързване (съгласно табл. 3.1 разглежданата схема е с ОЕ), от параметрите и характеристиките на транзистора и от стойностите на външните елементи (резисторите R_C и R_B). При други свързвания на транзистора и при други стойности на външните елементи, характеристиките на усилвателя ще се различават от посочените. Например, при практическите схеми с ОЕ амплитудата на изходния сиг-

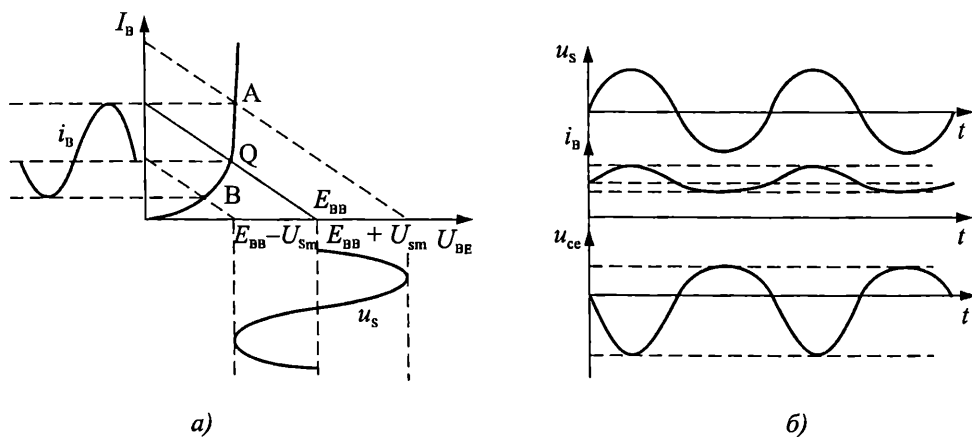
нал може да се получи и над 100 пъти по-голяма от амплитудата на входния сигнал, а при свързване в схеми с ОК и с ОБ изходният сигнал съвпада по фаза с входния (т. е. няма дефазирание на 180°).

3.3.3. Влияние на амплитудата на входния сигнал и положението на работната точка върху формата на изходния сигнал

Основно изискване към усилвателните схеми е да осигуряват линейност на усилването, т. е. всяка промяна на входното променливо напрежение трябва да осигурява правопрпорционална промяна на изходното променливо напрежение. Това означава усилвателите да не променят формата на сигнала (да не го изкривяват), а само да увеличават пропорционално амплитудата му. Разгледаният по-горе случай е точно такъв (вж. фиг. 3.36) – входният и изходният сигнали са синусоиди с еднаква честота, които се различават по амплитуда (дефазирането на сигнала на 180° е допустимо).

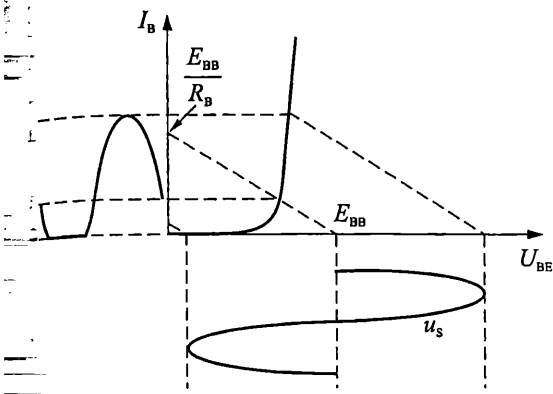
Нежелателна промяна във формата на сигнала може да се получи в няколко случая.

Например, ако в схемата на фиг. 3.32, увеличим неколkokратно амплитудата на входния сигнал u_s , работната точка ще се движи по голям нелинеен участък от входната характеристика (фиг. 3.37a). Промяната на базовия ток на транзистора в посока на увеличение, ще бъде по-голяма от промяната в посока на намаление. Формата на променливата съставка i_b ще се различава от входната синусоида и на изхода на усилвателя ще се получи сигнал с изкривена форма (фиг. 3.37б). Неговият хармоничен състав ще бъде различен от този на входния сигнал и следователно ще носи различна информация от оригинала.

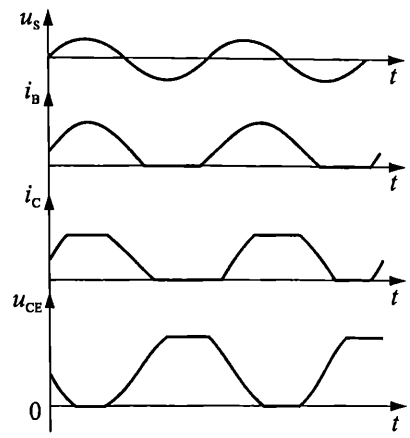


Фиг. 3.37. а – движение на работната точка върху входната характеристика при голям входен сигнал;
б – изкривяване на изходния сигнал при подаване на голям входен сигнал

На фиг. 3.38a е показана ситуация, при която входният сигнал е толкова голям, че максимумът на базовия ток се увеличава над E_{BB}/R_B , а минимумът на базовия ток се изрязва (ограничава до нула).

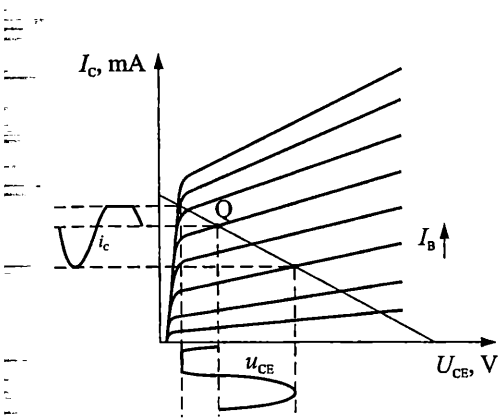


а)

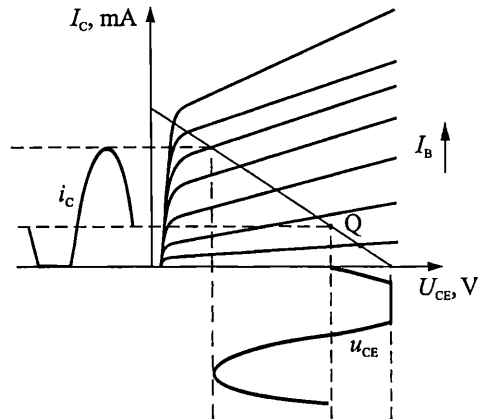


б)

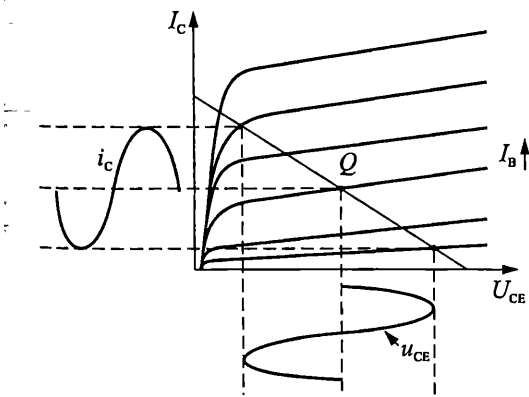
Фиг. 3.38. а – ограничаване (изряждане) на минимума и нарастване на максимума на тока в базата, при подаване на голям входен сигнал
 б – ограничаване (изряждане) на изходния сигнал u_{CE} при подаване на голям входен сигнал



а)



б)



в)

Фиг. 3.39 а – ограничаване отдолу на изходното напрежение при работна точка в близост до областта на насищане;
 б – ограничаване отгоре на изходното напрежение при работна точка в близост до областта на отсечка;
 в – получаване на максимален неизкривен изходен сигнал при избор на работната точка в средата на товарната права

Това води до ограничаване на колекторния ток между нула и E_{CC}/R_C (фиг. 3.38б), при което изходното напрежение u_{CE} се ограничава между нула (ограничаване отдолу) и захранващото напрежение E_{CC} (ограничаване отгоре). За избягване на описаните изкривявания е необходимо на входа на усилвателя да се подава малък променлив сигнал, който да предизвиква линейно изменение на токовете през транзистора (вж. фиг. 3.33).

Нежелателни изкривявания могат да се появят и когато работната точка върху изходната характеристика се намира в близост до областта на насищане (фиг. 3.39а) или до областта на отсечка (фиг. 3.39б). В първия случай, изходният сигнал е ограничен отдолу, а във втория – ограничен отгоре. Размахът на неизкривения изходен сигнал е най-голям при условие, че работната точка се избере в средата на изходната товарна права по постоянен ток (фиг. 3.39в).

3.3.4. Условия за работа на биполярния транзистор като усилвател

Въз основа на анализите в т. 3.3.2 и т. 3.3.3 могат да се направят изводи, че за работата на биполярния транзистор като усилвател е необходимо:

1. Транзисторът да бъде установен в нормален активен режим.
2. Да се избере работна точка, която да осигурява получаването на максимален неизкривен изходен сигнал.
3. На входа на усилвателя да бъде подаден малък сигнал, така че работната точка да се премества по приблизително линейни участъци от входната характеристика.

Представените условия се изпълняват чрез подходящ избор и оразмеряване на веригите за установяване на работната точка на усилвателите.

3.3.5. Вериги за установяване на работната точка на усилвателите

Както беше посочено по-горе, работната точка Q се характеризира с величините U_{BEQ} , U_{CEQ} , U_{CBQ} , I_{BQ} , I_{CQ} , I_{EQ} . Те трябва да бъдат избрани така, че да се изпълняват по най-подходящия начин условията от т. 3.3.4. Понеже токовете I_{BQ} , I_{CQ} и I_{EQ} са взаимно-свързани ($I_{CQ} \approx \beta \cdot I_{BQ}$, $I_{CQ} \approx \alpha \cdot I_{EQ}$, $I_{EQ} = I_{CQ} + I_{BQ}$), а напрежението върху отпушения емитерен преход в активен режим е $U_{BE} = U_{BEon} \approx \approx const$, за определяне на работната точка на транзистора, обикновено е достатъчно да се изберат координатите u в полето на изходните характеристики. Това са съответно стойностите на:

- I_{CQ} , U_{CEQ} (при свързване с ОЕ);
- I_{CQ} , U_{CBQ} (при свързване с ОБ);
- $I_{EQ} \approx I_{CQ}$, U_{CEQ} (при свързване с ОК).

За изпълнение на първото условие от т. 3.3.4, изводите на транзистора се свързват към постояннотоков захранващ източник посредством резистори.

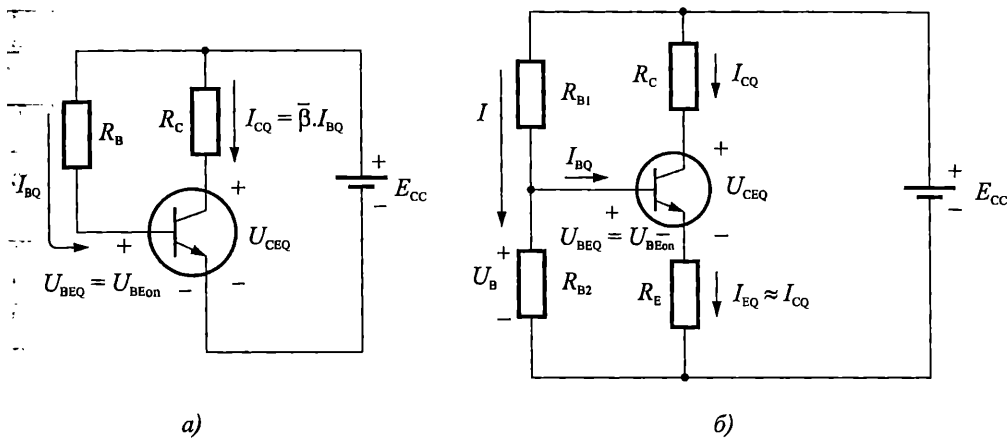
Най-важно за изпълнение на второто условие е работната точка да се избере в средата на изходната товарна права по постоянен ток (вж. фиг. 3.39в).

Третото условие е свързано с подаването на достатъчно малък сигнал u_s на входа на усилвателя, който да предизвиква линейно изменение на токовете през транзистора (вж. фиг. 3.33).

Съществуват различни варианти на веригите за установяване на работната точка на усилвателите. В основата им са двете схеми показани на фиг. 3.40аб.

Схемата от фигура 3.40а се нарича *схема за установяване на работната точка с фиксиран базов ток*. При нея желаната стойност на колекторния ток в работната точка $I_{CQ} \approx \bar{\beta} I_{BQ}$ се установява, чрез фиксиране на базовия ток. Това става с избор на подходящ базов резистор:

$$R_B = \frac{E_{CC} - U_{BEQ}}{I_{BQ}} \approx \frac{E_{CC} - U_{BEon}}{I_{BQ}}.$$



Фиг. 3.40 а – схема за установяване на работната точка с фиксиран базов ток; б – схема за установяване на работната точка с фиксирано базово напрежение

Недостатък на схемата е силната зависимост на колекторния ток от коефициента $\bar{\beta}$, който има големи производствени толеранси (напр. може да варира между 150 и 450 за един и същи тип транзистори). Това означава, че при серийно производство, колекторните токове в работната точка ще се характеризират със значителни отклонения при различните образци и така ще се нарушава второто условие от т. 3.3.4.

Посоченият недостатък е избегнат при схемата от фиг. 3.40б. Нарича се *схема за установяване на работната точка с фиксирано базово напрежение*. При условие, че токът през делителя I е много по-голям от базовия ток в работната точка I_{BQ} , за напрежението в базата на транзистора се получава:

$$U_B \approx \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} E_{CC}.$$

Стойността на колекторния ток в работната точка се определя с израза

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{U_B - U_{BEQ}}{R_E} = \frac{U_B - U_{BEon}}{R_E}.$$

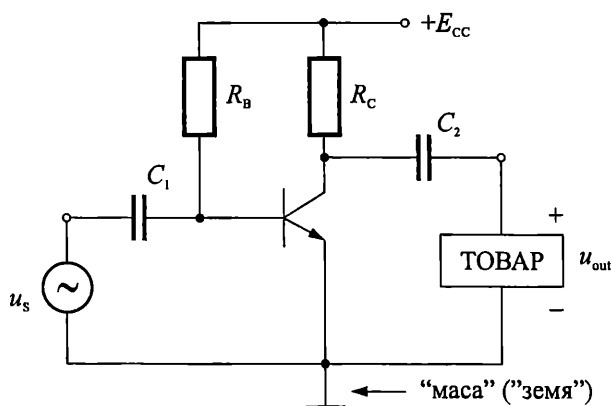
Анализът на получения израз показва, че в случая стойността на колекторния ток в работната точка не зависи от параметъра $\bar{\beta}$ на транзистора. Това гарантира повишена стабилност на работната точка спрямо схемата с фиксиран базов ток.

3.3.6. Примерни схеми на основните транзисторни усилвателни стъпала

Обикновено транзисторните усилватели се състоят от няколко на брой, последователно свързани, усилвателни схеми, наречени стъпала.

За изграждане на практическите схеми на транзисторните усилвателни стъпала, към разгледаните схеми за осигуряване на работната точка и техните варианти се включват източник на входен сигнал u_s и товар, върху който се получава усиления сигнал. Товарът може да бъде резистор, сложна верига от резистори, кондензатори и бобини, вход на друго усилвателно стъпало и др.

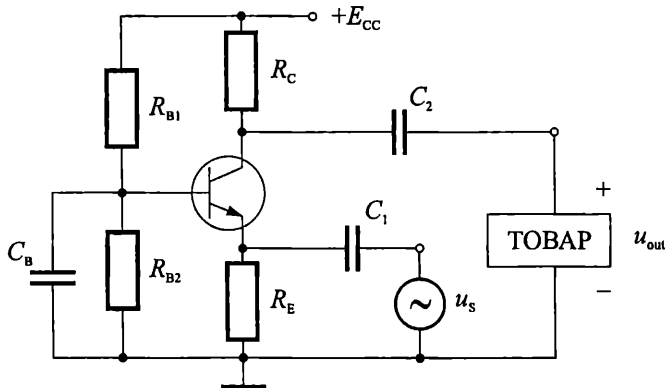
На фиг. 3.41 е показана примерна схема на усилвател с ОЕ. Съгласно табл. 3.1 входният сигнал се подава към базата, а изходният се взема от колектора. За целта е използвана схема за установяване на работната точка с фиксиран базов ток (фиг. 3.40а). Начинът за представяне на хранящия източник е опростен – посочен е само потенциала $+E_{CC}$ на положителния полюс на хранящия източник. Другият полюс на хранящия източник е свързан към общата точка за входната и изходната вериги, наричана "маса" ("земя"). Двата сигнала (u_s и u_{out}) са разделени по постоянен ток от базата и колектора с помощта на разделителните (блокиращи) кондензатори C_1 и C_2 . Чрез C_1 се осигурява независимост на работната точка на транзистора от постояннотоковата съставка на напрежението в източника u_s , а чрез C_2 се осигурява независимост от постояннотоковото ниво в товара.



Фиг. 3.41. Примерна схема на усилвател с ОЕ

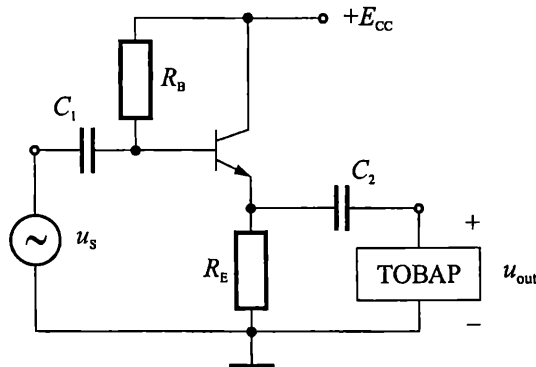
На фиг. 3.42 е показана схемата на транзисторно стъпало с ОБ. Съгласно табл. 3.1, входният сигнал се подава към емитера, а изходният се взема от колектора. Използвана е схема за установяване на работната точка с фиксирано нап-

режение (фиг. 3.40б). Кондензаторът C_B осигурява свързването на базата към общата точка (маса) по променлив ток. Предназначението на кондензаторите C_1 и C_2 е същото като при предишната схема.



Фиг. 3.42. Примерна схема на усилвател с ОБ

На фиг. 3.43 е показана схемата на транзисторно стъпало с ОК. Входният сигнал се подава към базата, а изходният се взема от емитера. Колекторът е свързан директно към положителния полюс на захранващото напрежение, при което той се оказва заземен по отношение на променливотоковата съставка на сигнала.



Фиг. 3.43. Примерна схема на усилвател с ОК

Задача

3.4. Начертайте времедиаграмите на моментните стойности на токовете и напреженията в изводите на транзистора за усилвателя на фиг. 3.32.

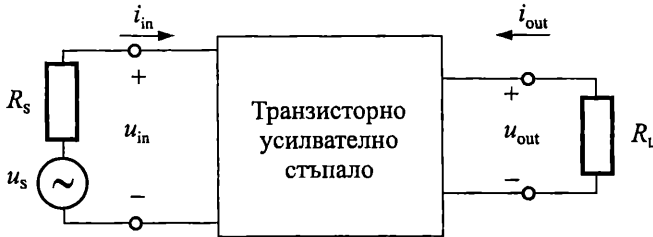
Задача

3.5. Начертайте схемите за установяване на работната точка с фиксиран базов ток и фиксирано базово напрежение за pnp транзистори.

3.4. Еквивалентни схеми на транзистора при ниски честоти и малък входен сигнал

3.4.1. Подходи за изчисляване на динамичните параметри на транзисторните усилвателни стъпала

На фиг. 3.44 е показана блоковата схема на транзисторно усилвателно стъпало. В нея с u_s е означен генератора на входния сигнал, с R_S – изходното му съпротивление, а с R_L е означен товара.



Фиг. 3.44. Блокова схема на транзисторно усилвателно стъпало

За характеризиране на поведението на транзисторните усилватели по променлив ток се използват параметрите: коефициент на усилване по напрежение A_U , коефициент на усилване по ток A_I , коефициент на усилване по мощност A_P , входно съпротивление по променлив ток r_{in} и изходно съпротивление по променлив ток r_{out} . Определянето им е основна задача при анализа и проектирането на усилватели. Тези параметри се наричат динамични параметри и се представят като отношения на променливите съставки на тока и напрежението на входа и на изхода на усилвателните стъпала:

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

В т. 3.3.2, с помощта на графоаналитичния метод, определихме коефициента на усилване по напрежение на елементарно стъпало с ОЕ. Подобен начин може да се използва за определяне и на останалите параметри на схемата, както и за анализиране на схеми с ОБ и с ОК. Описаният подход, въпреки че е много нагледен, е изключително трудоемък. Той изисква сложни и прецизни геометрични построения, които се затрудняват от разликите в стойностите на постоянните напрежения и токове в работната точка и амплитудите на променливотоковите сигнали (обикновено $U_{sm} \ll U_{BEQ}$ и $I_{bm} \ll I_{BQ}$). Трудностите стават непреодолими при проектиране на сложни усилвателни схеми, които съдържат няколко последователно свързани стъпала. Затова графоаналитичният метод за анализ се използва най-често само за целите на обучението.

За практически изчисления на динамичните параметри на транзисторните стъпала се използват еквивалентните схеми на транзисторите по променлив ток. Те се отнасят за малки входни сигнали, които предизвикват преместване на работната точка по малки, приблизително линейни участъци от волт-амперните характеристики на транзисторите (вж. т. 3.3.3 и т. 3.3.4). С

еквивалентните схеми могат да се определят аналитично основните параметри на всякакви усилватели.

Съществуват два подхода при изграждането на еквивалентните схеми на транзисторите по променлив ток.

Първият подход се основава на измерване на променливотоковите параметри на транзистора, разглеждан като четириполюсник (фиг. 3.45а).

За малки сигнали връзката между входните и изходните променливи напрежения и токове е линейна и се описва с две уравнения, в които участват 4 параметъра. Тези параметри се дават в каталозите на транзисторите. Наричат се четириполюсни параметри. С тях се изграждат четириполюсните еквивалентни схеми.

Вторият подход се основава на анализ и моделиране на физическата същност и функциониране на транзисторите. Получените еквивалентни схеми се наричат физични.

Еквивалентните схеми по променлив ток могат да бъдат предназначени за ръчни изчисления или за компютърни симулации. Първите са с минимален брой параметри и съответно минимален брой елементи. Те се използват за анализи на усилвателните стъпала на началните етапи от проектирането, когато основната цел на инженера е да получи ориентировъчна оценка на динамичните параметри на схемата. Сложните и прецизни изчисления на динамичните параметри се извършват с програми за компютърна симулация. Те използват еквивалентни схеми на транзисторите, които включват много голям брой (около $50 \div 100$) параметъра.

В зависимост от честотния диапазон на усилваните сигнали, еквивалентните схеми по променлив ток са предназначени за изчисления при ниски, високи и свръхвисоки честоти.

Обект на настоящия курс са еквивалентните схеми за ръчни изчисления при ниски и високи честоти.

3.4.2. Система h -(hybrid) параметри и еквивалентни схеми на транзистора

За анализ на усилвателните стъпала при ниски честоти и малки сигнали могат да се използват четириполюсните h -параметри на транзистора. С тяхна помощ транзисторът се представя като активен линеен четириполюсник (фиг. 3.45а), при което напреженията и токовете в изводите му се свързват със системата h -уравнения:

$$(3.23) \quad \begin{aligned} u_1 &= h_{11}i_1 + h_{12}u_2 \\ i_2 &= h_{21}i_1 + h_{22}u_2 \end{aligned}$$

В тази система h -параметрите са реални числа, чиито стойности за съответните транзистори могат да се измерят лесно. Характеризират се както следва:

$$h_{11} = \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{u_2=0} \quad - \text{входно съпротивление на транзистора при късо съединение}$$

по променлив ток на изхода ($u_2 = 0$). Най-често в каталозите се означава с h_i .

$h_{21} = \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{u_2=0}$ – коефициент на предаване (усилване) по ток на транзистора

при късо съединение по променлив ток на изхода ($u_2 = 0$). Означава се и с h_f .

$h_{12} = \left. \frac{u_1}{u_2} \right|_{i_1=0}$ – коефициент на обратната връзка по напрежение на тран-

зистора при отворена входна верига по променлив ток ($i_1 = 0$). Означава се и с h_r .

$h_{22} = \left. \frac{i_2}{u_2} \right|_{i_1=0}$ – изходна проводимост на транзистора при отворена входна

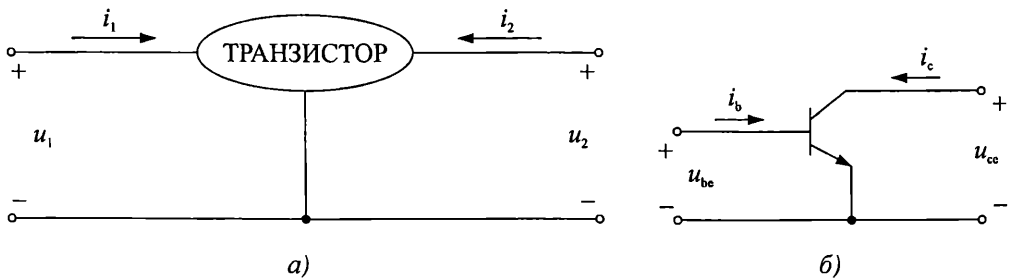
верига по променлив ток ($i_1 = 0$). В каталозите се означава най-често с h_o .

Разгледаната система параметри на транзистора се нарича хибридна (смесена), защото включва две безразмерни величини – коефициента на предаване (усилване) по ток и коефициента на обратната връзка по напрежение; едно съпротивление – входното съпротивление и една проводимост – изходната проводимост.

Понеже всяка схема на свързване се характеризира със специфичен набор от входни и изходни напрежения и токове, ***h*-параметрите имат различни стойности за различните свързвания на транзистора**. За означаването им се използват допълнителни индекси: *e* (за свързване с ОЕ), *b* (с ОБ) и *c* (с ОК).

На фиг. 3.45б са показани входните и изходните променливотокови сигнали при свързване на транзистора в схема с ОЕ. Като се вземе пред вид, че в случая $u_1 = u_{be}$, $i_1 = i_b$, $u_2 = u_{ce}$ и $i_2 = i_c$, системата *h*-уравнения се конкретизира във вида:

$$(3.24) \quad \begin{aligned} u_{be} &= h_{ie} i_b + h_{re} u_{ce} \\ i_c &= h_{fe} i_b + h_{oe} u_{ce} \end{aligned}$$

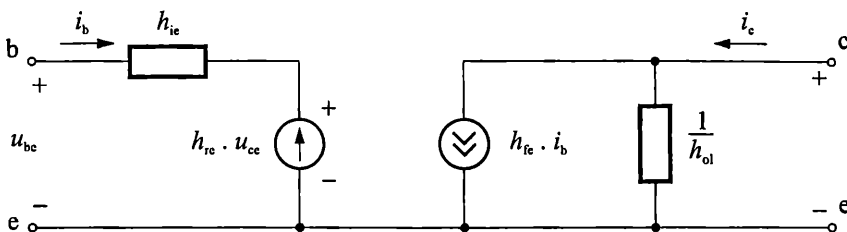


Фиг. 3.45. а – представяне на транзистора като четириполюсник;

б – входни и изходни сигнали по променлив ток при свързване на транзистора с ОЕ

На фиг. 3.46 е показана еквивалентната четириполюсна схема с *h*-параметри, при свързване с ОЕ. Тя съответства на разгледаната система уравнения (3.24). Входното съпротивление е представено с резистора h_{ie} , а изходното – с резистора $1/h_{oe}$. Влиянието на изходното напрежение върху входното, е представено

източник на напрежение $h_{re}u_{ce}$, а зависимостта на изходния ток от входния – с източника на ток $h_{fe}i_b$. Понеже се отнася за променлив ток, представената еквивалентна схема е валидна за *npr* и *ppr* транзистори.



Фиг. 3.46. Еквивалентна четириполюсна схема с h -параметри при свързване с ОЕ

Обикновено в каталозите се дават h -параметрите за схема с ОЕ, за конкретни стойности на постоянните напрежения и токове през транзистора (т.е. за фиксирана работна точка), при определена температура. Параметрите за схеми с ОБ и с ОК, за същата работна точка и при същата температура, могат да се определят от тези за схема с ОЕ, чрез използване на формулите за преобразуване, показани в табл. 3.2.

Таблица. 3.2

	ОЕ	ОБ	ОК
Входен импеданс	h_{ie}	$h_{ib} = \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}}$	$h_{ic} = h_{ie}$
Коефициент на обратната връзка по напрежение	h_{re}	$h_{rb} = \frac{h_{ie} \cdot h_{oe}}{1 + h_{fe}} - h_{re}$	$h_{rc} = 1 - h_{re}$
Коефициент на предаване (усилване) по ток за малки сигнали	h_{fe}	$h_{fb} = -\frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}}$	$-h_{fc} = 1 + h_{fe}$
Изходна проводимост	h_{oe}	$h_{ob} = \frac{h_{oe}}{1 + h_{fe}}$	$h_{oc} = h_{oe}$

В табл. 3.3 са показани числените стойности на h -параметрите на транзистор ВС 413В. За целта от каталог са взети стойностите на параметрите за схема на свързване с ОЕ. Те са измерени от производителя при стойности на постоянното напрежението между колектора и емитера $U_{CE} = 5 \text{ V}$, постоянен колекторен ток $I_C = 2 \text{ mA}$ и температура на околната среда $T_{amb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$. Резултатите за схеми с ОБ и с ОК са получени чрез преобразуване съгласно табл. 3.2.

В таблицата правят впечатление отрицателните стойности на коефициента h_f при схеми с ОБ и с ОК. Това означава, че в тези случаи, реалните посоки на някои от токовете и напреженията в транзистора са противоположни на приетите на фиг. 3.45а.

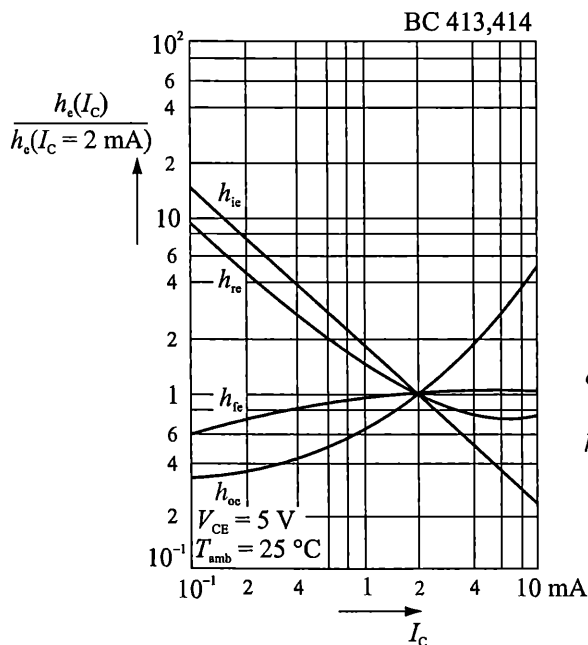
Таблица 3.3

	ОЕ	ОБ	ОК
Входен импеданс – h_i , Ω	4500	13,6	4500
Коефициент на обратната връзка по напрежение – h_r	$2 \cdot 10^{-4}$	$2,8 \cdot 10^{-4}$	1
Коефициент на предаване (усилване) по ток за малки сигнали – h_f	330	-0,996979	-331
Исходна проводимост – h_o , S	$30 \cdot 10^{-6}$	$0,9 \cdot 10^{-9}$	$30 \cdot 10^{-6}$

Сравнението на числените стойности за отделните параметри на транзистора показва, че в схема с ОБ входното му съпротивление е най-малко, а изходното му съпротивление – най-голямо. Коефициентите на усилване по ток в схеми с ОЕ и с ОК имат много високи стойности, докато в схема с ОБ той е приблизително единица. Зависимостта на входното напрежение от изходното в схеми с ОЕ и с ОБ е много слабо, докато в схема с ОК изходното и входното напрежение са приблизително равни.

Представените в табл. 3.3 числени стойности са валидни само за напрежението и тока, при който са измерени (в случая $U_{CE} = 5 \text{ V}$ и $I_C = 2 \text{ mA}$). За други случаи е необходимо те да бъдат коригирани със съответен коефициент. За целта в каталозите на транзисторите се дават графични зависимости на относителните стойности на h -параметрите при различни токове и напрежения в работната точка.

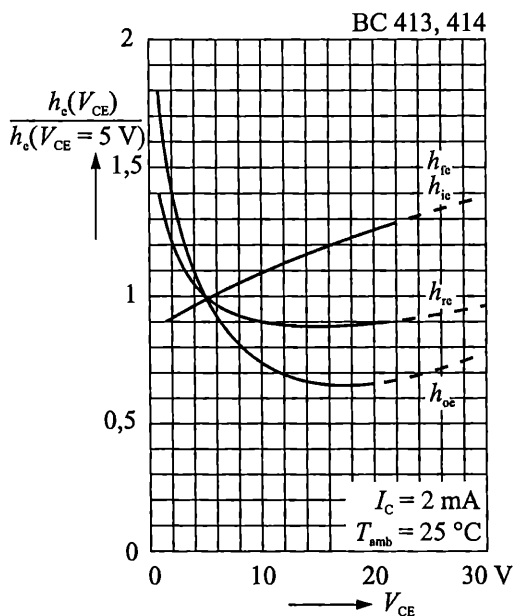
На фиг. 3.47 е показана примерната зависимост на относителните стойности на h -параметрите на транзистор BC413 от колекторния ток, за схема с ОЕ, при $U_{CE} = 5 \text{ V}$.



Фиг. 3.47. Зависимост на относителните стойности на h -параметрите от колекторния ток

Като база за сравнението са използвани стойностите на съответните параметри при $I_C = 2 \text{ mA}$. Вижда се, че влиянието на работния ток е значително – напр. при намаляване на тока до $0,1 \text{ mA}$ входното съпротивление h_{ie} нараства около 12 пъти, а при увеличаване на тока до 10 mA – намалява над 4 пъти спрямо базовата си стойност. При ток $0,1 \text{ mA}$ изходната проводимост h_{oe} намалява около 3 пъти, а при ток 10 mA – нараства над 5 пъти. За същия диапазон на тока, коефициентът на усилване по ток h_{fe} се променя от $0,6$ до $1,1$ от стойността си при $I_C = 2 \text{ mA}$.

На фиг. 3.48 е показана зависимостта на относителните стойности на h -параметрите от колекторното напрежение, за схема с ОЕ, при $I_C = 2 \text{ mA}$ за същия транзистор. Като база за сравнението са използвани стойностите на съответните параметри при $U_{CE} = 5 \text{ V}$. От графиката може да се направи изводът, че в този случай диапазонът на изменение на h -параметрите е сравнително по-малък, отколкото при промяната на тока. Най-силна е зависимостта на изходната проводимост h_{oe} , която нараства $1,8$ пъти при $U_{CE} = 1 \text{ V}$, а при $U_{CE} = 15 \text{ V}$ намалява до $0,7$ от базовата си стойност.



Фиг. 3.48. Зависимост на относителната стойност на h -параметрите от колекторното напрежение

Пример

3.5. Преизчисляване на h -параметрите на биполярен транзистор в зависимост от напрежението и тока в работната точка

Дадени са типичните стойности на h -параметрите на транзистора BC413B, в схема на свързване с ОЕ, при $I_C = 2 \text{ mA}$, $U_{CE} = 5 \text{ V}$, и $T_{amb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$: $h_{ie} = 4500 \text{ } \Omega$, $h_{re} = 2 \cdot 10^{-4}$, $h_{fe} = 330$ и $h_{oe} = 30 \cdot 10^{-6} \text{ S}$.

Да се определят стойностите h -параметрите при $U_{CE} = 2,5 \text{ V}$, $I_C = 5 \text{ mA}$ и $T_{amb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$.

Решение

За определяне на търсените величини ще използваме графичните зависимости от фиг. 3.47 и фиг. 3.48.

Най-напред, от фиг. 3.47 се снемат коригиращите коефициенти за стойностите на h -параметрите, при ток $I_C = 5 \text{ mA}$ и напрежение $U_{CE} = 5 \text{ V}$:

$$\frac{h_{ie}(I_C=5\text{mA}, U_{CE}=5\text{V})}{h_{ie}(I_C=2\text{mA}, U_{CE}=5\text{V})} = 0,42$$
$$\frac{h_{re}(I_C=5\text{mA}, U_{CE}=5\text{V})}{h_{re}(I_C=2\text{mA}, U_{CE}=5\text{V})} = 0,75$$
$$\frac{h_{fe}(I_C=5\text{mA}, U_{CE}=5\text{V})}{h_{fe}(I_C=2\text{mA}, U_{CE}=5\text{V})} = 1,1$$
$$\frac{h_{oe}(I_C=5\text{mA}, U_{CE}=5\text{V})}{h_{oe}(I_C=2\text{mA}, U_{CE}=5\text{V})} = 2,1$$

За съответните стойности на h -параметрите, при колекторен ток $I_C = 5 \text{ mA}$ и напрежение $U_{CE} = 5 \text{ V}$, се получават уравнения (3.25):

$$(3.25) \quad \begin{aligned} h_{ie}(I_C=5\text{mA}, U_{CE}=5\text{V}) &= 0,42 \cdot h_{ie}(I_C=2\text{mA}, U_{CE}=5\text{V}) = 0,42 \cdot 4500\Omega = 1890\Omega \\ h_{re}(I_C=5\text{mA}, U_{CE}=5\text{V}) &= 0,75 \cdot h_{re}(I_C=2\text{mA}, U_{CE}=5\text{V}) = 0,75 \cdot 2 \cdot 10^{-4} = 1,5 \cdot 10^{-4} \\ h_{fe}(I_C=5\text{mA}, U_{CE}=5\text{V}) &= 1,1 \cdot h_{fe}(I_C=2\text{mA}, U_{CE}=5\text{V}) = 1,1 \cdot 330 = 363 \\ h_{oe}(I_C=5\text{mA}, U_{CE}=5\text{V}) &= 2,1 \cdot h_{oe}(I_C=2\text{mA}, U_{CE}=5\text{V}) = 2,1 \cdot 30 \cdot 10^{-6} \text{ S} = 63 \cdot 10^{-6} \text{ S} \end{aligned}$$

Следващата стъпка е новополучените стойности да се коригират за напрежение $U_{CE} = 2,5 \text{ V}$. От фиг. 3.48 за относителните коефициенти се отчита:

$$(3.26) \quad \begin{aligned} \frac{h_{ie}(I_C=5\text{mA}, U_{CE}=2,5\text{V})}{h_{ie}(I_C=5\text{mA}, U_{CE}=5\text{V})} &= 0,92, \\ \frac{h_{re}(I_C=5\text{mA}, U_{CE}=2,5\text{V})}{h_{re}(I_C=5\text{mA}, U_{CE}=5\text{V})} &= 1,18, \\ \frac{h_{fe}(I_C=5\text{mA}, U_{CE}=2,5\text{V})}{h_{fe}(I_C=5\text{mA}, U_{CE}=5\text{V})} &= 0,92, \\ \frac{h_{oe}(I_C=5\text{mA}, U_{CE}=2,5\text{V})}{h_{oe}(I_C=5\text{mA}, U_{CE}=5\text{V})} &= 1,32. \end{aligned}$$

Анализът на получените стойности на горните отношения показва, че влиянието на напрежението колектор-емитер е най-съществено върху изходната проводимост на транзистора.

Окончателно, за стойностите на h -параметрите при $I_C = 5 \text{ mA}$, $U_{CE} = 2,5 \text{ V}$ и $T_{\text{amb}} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ се получават уравнения (3.26):

$$h_{ie}(I_C=5\text{mA}, U_{CE}=2,5\text{V}) = 0,92 \cdot h_{ie}(I_C=5\text{mA}, U_{CE}=5\text{V}) = 0,92 \cdot 1890 \Omega = 1739 \Omega,$$

$$h_{re}(I_C=5\text{mA}, U_{CE}=2,5\text{V}) = 1,18 \cdot h_{re}(I_C=5\text{mA}, U_{CE}=5\text{V}) = 1,18 \cdot 1,5 \cdot 10^{-4} = 1,77 \cdot 10^{-4},$$

$$h_{fe}(I_C=5\text{mA}, U_{CE}=2,5\text{V}) = 0,92 \cdot h_{fe}(I_C=5\text{mA}, U_{CE}=5\text{V}) = 0,92 \cdot 363 = 334,$$

$$h_{oe}(I_C=5\text{mA}, U_{CE}=2,5\text{V}) = 1,32 \cdot h_{oe}(I_C=5\text{mA}, U_{CE}=5\text{V}) = 1,32 \cdot 63 \cdot 10^{-6} \text{S} = 83,2 \cdot 10^{-6} \text{S}.$$

В табл. 3.4 са сравнени стойностите на h -параметрите в двете работни точки. Най-съществени са разликите в стойностите на входния импеданс h_{ie} и изходната проводимост h_{oe} . Те се дължат главно на промяната на тока в работната точка (формули 3.25) и по-малко на промяната на колекторното напрежение (формули 3.26). Коефициентът по усилване на ток почти не се изменя, което ни дава основание за практически изчисления да използваме директно стойността му, посочена в каталога (без допълнителни корекции).

Таблица 3.4

	$U_{CE} = 5 \text{ V},$ $I_C = 2 \text{ mA}$	$U_{CE} = 2,5 \text{ V},$ $I_C = 5 \text{ mA}$
Входен импеданс – h_{ie}, Ω	4500	1739
Коефициент на обратната връзка по напрежение – h_{re}	$2 \cdot 10^{-4}$	$1,77 \cdot 10^{-4}$
Коефициент на усилване по ток за малки сигнали – h_{fe}	330	334
Изходна проводимост – h_{oe}, S	$30 \cdot 10^{-6}$	$83,2 \cdot 10^{-6}$

Необходимостта от графично отчитане на корекциите на h -параметрите, при всяка промяна на работната точка, е недостатък на разгледания подход за определяне на променливотоковите параметри на транзистора. В резултат процесът на проектиране става трудоемък и усложнен.

Напоследък, при практическото проектиране, все по-широко приложение намират физичните параметри и еквивалентни схеми на транзисторите по променлив ток.

3.4.3. Физични параметри и еквивалентни схеми на транзистора за малки сигнали при ниски честоти

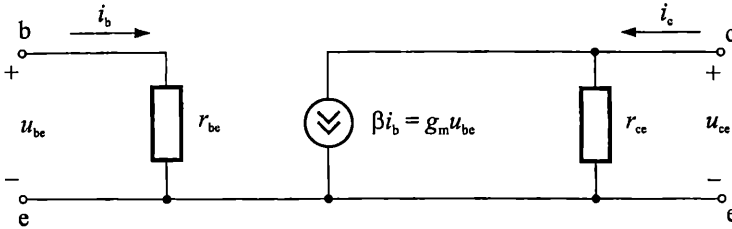
Физичните параметри и еквивалентни схеми на транзисторите се основават на анализ и моделиране на структурата и принципите на функциониране на транзистора при подаване на малки сигнали.

Най-често използваната малосигнална нискочестотна физична еквивалентна схема на транзистора, в свързване с ОЕ, е показана на фиг. 3.49.

В представената схема източникът на ток в изходната верига е $\beta i_b = g_m u_{be}$. С β е означен диференциалният коефициент на усилване на базовия ток. Той се определя като отношение на променливите съставки на колекторния ток i_c и базовия ток i_b , при свързан накъсо изход по променлив ток ($u_{ce} = 0$):

(3.27)

$$\beta = \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{u_{ce}=0} = \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{u_{CE}=\text{const.}}$$



Фиг. 3.49. Малосигнална нискочестотна еквивалентна схема на транзистора в свързване с ОЕ

Често за β се употребяват и по-кратките наименования – *диференциален коефициент на усилване по ток* или *коефициент β* .

С g_m е означена *стръмността на транзистора*. Тя се определя като отношение на променливите съставки на колекторния ток i_c и напрежението между базата и емитера u_{be} , при свързан накъсо изход по променлив ток ($u_{ce} = 0$):

$$(3.28) \quad g_m = \left. \frac{i_c}{u_{be}} \right|_{u_{ce}=0} = \left. \frac{i_c}{u_{be}} \right|_{u_{CE}=\text{const.}}$$

Входната верига съдържа *диференциалното входно съпротивление* на транзистора r_{be} . То се определя като отношение на променливите съставки на напрежението между базата и емитера u_{be} и базовия ток i_b , при свързан накъсо изход по променлив ток ($u_{ce} = 0$):

$$(3.29) \quad r_{be} = \left. \frac{u_{be}}{i_b} \right|_{u_{ce}=0} = \left. \frac{u_{be}}{i_b} \right|_{u_{CE}=\text{const.}}$$

Изходното съпротивление на транзистора е представено с резистора r_{ce} , който е равен на отношението на променливите съставки на напрежението колектор-емитер u_{ce} и колекторния ток i_c , при отворена входна верига по променлив ток ($i_b = 0$):

$$(3.30) \quad r_{ce} = \left. \frac{u_{ce}}{i_c} \right|_{i_b=0} = \left. \frac{u_{ce}}{i_c} \right|_{i_B=\text{const.}}$$

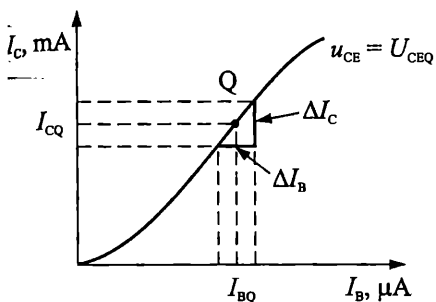
При условие, че променливотоковите съставки са с малки амплитуди, те могат да се представят като диференциални нарастъци на съответните напрежения и токове в работната точка на транзистора. Тогава, за параметъра β на малосигналната еквивалентна схема на транзистора се получава:

$$(3.31) \quad \beta = \left. \frac{dI_C}{dI_B} \right|_{u_{ce}=0} = \left. \frac{dI_C}{dI_B} \right|_{u_{CE}=\text{const.}}$$

Като се вземе пред вид уравнение (3.9), (3.31) може да се преобразува във вида:

$$(3.32) \quad \beta = \left. \frac{dI_C}{dI_B} \right|_{u_{CE}=\text{const.}} = \frac{d(\bar{\beta}I_B + I_{CEO})}{dI_B} = \bar{\beta} + I_B \frac{d\bar{\beta}}{dI_B} \approx \bar{\beta}.$$

От формула (3.32) следва, че диференциалният и интегралният коефициент на усилване на базовия ток са приблизително равни. За целта е прието, че коефициентът $\bar{\beta}$ не зависи от тока в работната точка (т. е. $d\bar{\beta}/dI_B = 0$). Това не е съвсем точно (вж. фиг. 3.9). Затова много често в каталозите се дават едновременно стойностите и на двата параметъра. Например, типичната стойност на интегралния коефициент $\bar{\beta}$ на транзистора BC414C, при $U_{CE} = 5 \text{ V}$ и $I_C = 2 \text{ mA}$, е 500, а типичната стойност на диференциалния коефициент β , при същите условия, е 600.



На фиг. 3.50 е показан начин за графично определяне на диференциалния коефициент на усилване по ток β в работната точка Q. Стойността на коефициента се определя като отношение на крайните нарастъци на базовия и колекторния ток в околността на работната точка – $\beta = \Delta I_C / \Delta I_B$.

Фиг. 3.50. Графично определяне на коефициента β от предавателната характеристика

Като се вземат пред вид изразите (3.28), (3.5) и (3.15), за стръмността g_m се получава:

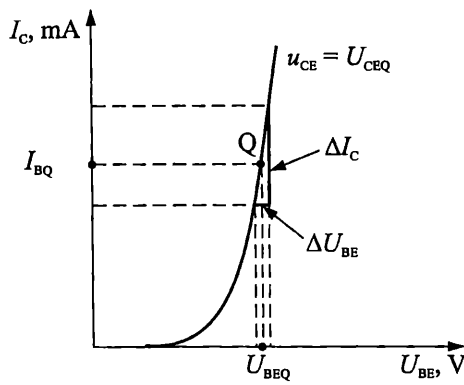
$$(3.33) \quad g_m = \left. \frac{dI_C}{dU_{BE}} \right|_{u_{CE}=\text{const.}} = \frac{d(\bar{\alpha}I_E + I_{CBO})}{dU_{BE}} \approx \frac{d[\bar{\alpha}I_{EBO}e^{\frac{U_{BE}}{\varphi_T}}]}{dU_{BE}} =$$

$$= \frac{1}{\varphi_T} \bar{\alpha}I_{EBO}e^{\frac{U_{BE}}{\varphi_T}} = \frac{\bar{\alpha}I_E}{\varphi_T} = \frac{I_C}{\varphi_T}$$

Изразът (3.33) дефинира стръмността на транзистора като универсален параметър, който е правопрпорционален на колекторния ток в работната точка и не зависи от индивидуалните особености на конкретния транзистор. Затова за определянето му не са необходими измервания. Стръмността в конкретна работна точка може да се определи и графично, от проходната характеристика, както е показано на фиг. 3.51 – $g_m = \Delta I_C / \Delta U_{BE}$.

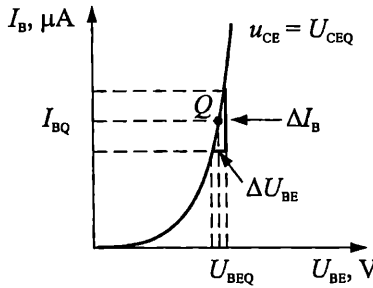
Диференциалното входно съпротивление r_{be} се получава чрез преобразуване на (3.29) и използване на резултата от (3.33):

$$(3.34) \quad r_{be} = \left. \frac{dU_{BE}}{dI_B} \right|_{u_{CE}=\text{const.}} \approx \bar{\beta} \left. \frac{dU_{BE}}{dI_C} \right|_{u_{CE}=\text{const.}} = \bar{\beta} \frac{1}{g_m} = \bar{\beta} \frac{\varphi_T}{I_C} = (\bar{\beta} + 1) \frac{\varphi_T}{I_E} = \frac{\varphi_T}{I_B}.$$



Фиг. 3.51. Графично определяне на стръмността g_m от проходната характеристика

Графичното определяне на диференциалното входно съпротивление в работната точка Q е показано на фиг. 3.52. За малки нарастъци на тока и напрежението, стойността на r_{be} е равна на отношението $\Delta U_{BE}/\Delta I_B$.



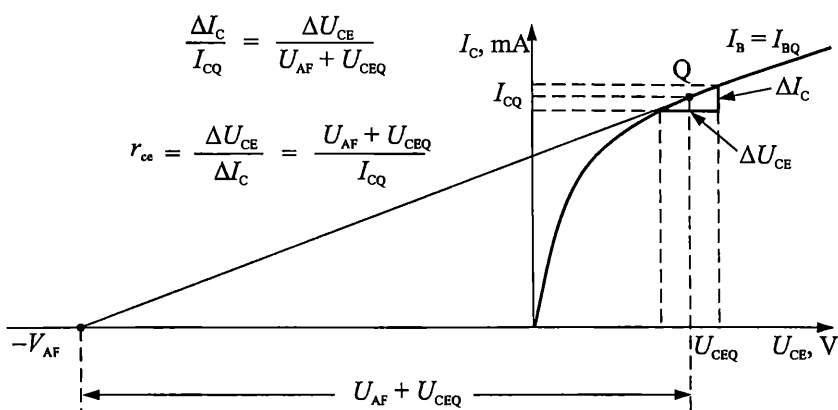
Фиг. 3.52. Графично определяне на входното съпротивление r_{be} от входната характеристика

Изходното съпротивление r_{ce} се получава от уравнения (3.30) и (3.18):

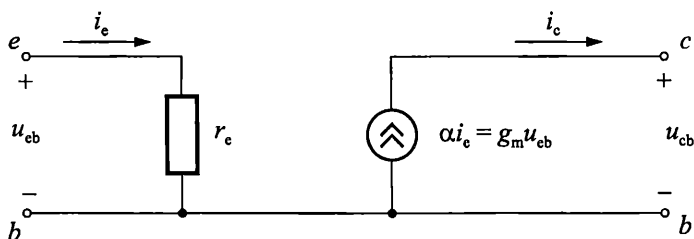
$$(3.35) \quad r_{ce} = \left. \frac{dU_{CE}}{dI_C} \right|_{I_B = \text{const.}} \approx \frac{dU_{CE}}{d \left[\beta \bar{I}_B \left(1 + \frac{U_{CE}}{V_{AF}} \right) \right]} \approx \frac{V_{AF}}{\beta \bar{I}_B} = \frac{V_{AF}}{\beta \bar{I}_B} \cdot \frac{V_{AF} + U_{CE}}{V_{AF} + V_{CE}} = \frac{V_{AF} + U_{CE}}{I_C}$$

Диференциалното изходно съпротивление в работната точка Q може да се определи както е показано на фиг. 3.53 – $r_{ce} = \Delta U_{CE}/\Delta I_C$. На същата фигура е демонстрирана и връзката на r_{ce} с напрежението на Ерли V_{AF} .

Въпреки че разгледаната физична еквивалентна схема от фиг. 3.49 може да се използва за анализ и проектиране и на трите вида усилватели – с ОЕ, с ОБ и с ОК, обикновено, при анализ на стъпала с ОБ, се използва опростената еквивалентна схема от фиг. 3.54.



Фиг. 3.53. Графично определяне на изходното съпротивление r_{ce} от изходните характеристики



Фиг. 3.54. Опростена малосигнална еквивалентна схема на транзистора в свързване с ОБ

Състои се от диференциалното входно съпротивление r_e и източник на ток $\alpha i_e = g_m u_{eb}$. Понеже изходните характеристики на транзистора в свързване с ОБ са почти успоредни на абсцисата (вж. фиг. 3.12), диференциалното изходно съпротивление е много голямо и не е включено в еквивалентната схема. Предимство на схемата от фиг. 3.54, спрямо схемата от фиг. 3.49, е по-голямата нагледност и простота на изчисленията при променливотоков анализ на усилватели с ОБ.

За посочената схема входното съпротивление r_e се определя с израза:

$$(3.36) \quad r_e = \left. \frac{dU_{BE}}{dI_E} \right|_{u_{cb}=0} = \left. \frac{dU_{BE}}{dI_E} \right|_{U_{CB}=const.} \approx \alpha \left. \frac{-dU_{BE}}{dI_C} \right| = \alpha \frac{-1}{g_m} = \alpha \frac{-\varphi_T}{I_C} = \frac{\varphi_T}{I_E}$$

Диференциалният коефициент на предаване на емитерния ток до колектора α се дефинира като отношение на променливите съставки на колекторния i_c и емитерния ток i_e . По аналогия с (3.14) за α е в сила равенството:

$$(3.37) \quad \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

Често за α се използват и по-кратките наименования – диференциален коефициент на предаване по ток или коефициент α .

Стръмността на транзистора g_m се дефинира както при схема с ОЕ.

Параметрите α , r_e и g_m на еквивалентната схема от фиг. 3.54 могат да се определят графично от статичните характеристики на транзистора в свързване с ОБ.

В табл. 3.5 са обобщени изразите за малосигналните параметри на физичните еквивалентни схеми на транзистора при ниски честоти, в свързване с ОЕ и с ОБ. Тези формули са много нагледни. Те представят директно зависимостта на параметрите на транзистора от напрежението и тока в работната точка. Особено са полезни при анализа и проектирането на усилвателни стъпала. От тях се вижда, че входното и изходното съпротивление са обратно пропорционални на колекторния ток в работната точка, а стръмността – право пропорционална. Както констатирахме в *пример 3.5*, напрежението между колектора и емитера влияе най-силно върху изходната проводимост на транзистора, което е отчетено във формулата за изходното съпротивление r_{ce} .

Таблица 3.5

Но по ред	Параметър	Зависимост от напрежението и тока в работната точка	Други връзки между параметрите
1.	Диференциален коефициент на усилване по ток β	$\beta \approx \bar{\beta}$	$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$
2.	Диференциален коефициент на предаване по ток α	$\alpha \approx \bar{\alpha}$	$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$
3.	Стръмност на транзистора – g_m [mA/V]	$g_m = \frac{I_C}{\Phi_T}$	$g_m \approx \frac{1}{r_e}$
4.	Диференциално входно съпротивление в свързване с ОЕ – r_{be} [Ω]	$r_{be} = \frac{\Phi_T}{I_B}$	$r_{be} \approx \beta \frac{\Phi_T}{I_C}$ $r_{be} \approx (\beta + 1)r_e$ $r_{be} \approx \frac{\beta}{g_m}$
5.	Диференциално входно съпротивление в свързване с ОБ – r_e [Ω]	$r_e = \frac{\Phi_T}{I_E}$	$r_e \approx \frac{r_{be}}{(\beta + 1)}$ $r_e \approx \frac{1}{g_m}$
6.	Диференциално изходно съпротивление в свързване с ОЕ – r_{ce} [Ω]	$r_{ce} = \frac{V_{AF} + U_{CE}}{I_C}$	

Физичната еквивалентна схема дава отлични резултати при практическия анализ и изчисление на транзисторни вериги.

3.4.4. Връзка между физичните и h -параметрите на транзистора

За определяне на връзките между физичните и h -параметрите на транзистора ще сравним еквивалентните схеми от фиг. 3.46 и фиг. 3.49. Можем да запишем следните двойки равенства:

$$u_{be} = h_{ie}i_b + h_{re}u_{ce}$$

$$i_c = h_{fe}i_b + h_{oe}u_{ce}$$

и

$$u_{be} = r_{be}i_b$$

$$i_c = \beta i_b + \frac{u_{ce}}{r_{ce}} = g_m u_{be} + \frac{u_{ce}}{r_{ce}}$$

От тях следва, че:

$$h_{ie}i_b + h_{re}u_{ce} = r_{be}i_b,$$

$$h_{fe}i_b = \beta i_b = g_m u_{be},$$

$$h_{oe}u_{ce} = \frac{u_{ce}}{r_{ce}}.$$

Вече беше показано (табл. 3.4), че стойността на параметъра h_{re} е много малка, което ни дава основание да пренебрегнем произведението $h_{re}i_b$ в първото равенство. Окончателно за връзките между h - и физичните параметри се получава:

$$(3.38) \quad \begin{aligned} r_{be} &\approx h_{ie}, \\ \beta &= h_{fe}, \end{aligned}$$

$$g_m = h_{fe}/h_{ie},$$

$$r_{ce} = 1/h_{oe}.$$

По аналогия, за свързване с ОБ, могат да се изведат изразите:

$$(3.39) \quad \begin{aligned} r_e &\approx h_{ib}, \\ \alpha &= -h_{fb} \end{aligned}$$

$$g_m = -h_{fb}/h_{ib}.$$

Пример

3.6. Определяне на физичните параметри на транзистора в зададена работна точка

Типичните стойности на h -параметрите на транзистор BC413B, измерени при $U_{CE} = 5 \text{ V}$, $I_C = 2 \text{ mA}$ и $T_{amb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ са: $h_{ie} = 4500 \text{ } \Omega$, $h_{re} = 2.10^{-4}$, $h_{fe} = 330$ и $h_{oe} = 3.10^{-5} \text{ S}$.

Определете стойностите на физичните параметри r_{be} , g_m и r_{ce} при $U_{CE} = 2,5 \text{ V}$ и $I_C = 5 \text{ mA}$. Сравнете получените резултати с резултатите от *пример 3.5*.

Решение

Съгласно Табл. 3.5 за определяне на търсените параметри, освен информацията за работната точка ($U_{CE} = 2,5 \text{ V}$ и $I_C = 5 \text{ mA}$), е необходимо да се знаят и стойностите на диференциалният коефициент на усилване по ток β и напрежението на Ерли V_{AF} . Съгласно (3.38), $\beta = h_{fe} = 330$. За намиране на V_{AF} , ще използваме (3.35) и (3.38). След приравняването им се получава:

$$r_{ce} = \frac{V_{AF} + U_{CE}}{I_C} = \frac{1}{h_{oe}}$$

Понеже стойността на h_{oe} при $U_{CE} = 5 \text{ V}$ и $I_C = 2 \text{ mA}$ е известна от условието на задачата, горният израз може да се преобразува в:

$$r_{ce} = \frac{V_{AF} + 5V}{2\text{mA}} = \frac{1}{30\mu\text{S}}$$

Окончателно, за стойността на напрежението на Ерли V_{AF} , се изчислява $V_{AF} = 61,666 \text{ V} \approx 61,5 \text{ V}$.

Резултатите от определянето на физичните параметри са представени в табл. 3.6. В първата колона е записано наименованието на съответния параметър. Във втората колона са показани резултатите, получени въз основа на формулите от табл. 3.5. В третата колона, физическите параметри са определени с помощта на формули (3.38) и въз основа на резултатите, получени в *пример 3.5*. Понеже се използват коригираните стойности на h -параметрите (за $U_{CE} = 2,5 \text{ V}$ и $I_C = 5 \text{ mA}$), те са означени с индекс ($'$).

Таблица 3.6

	Определяне чрез формулите от табл. 3.5	Определяне чрез h -параметрите – формули (3.38), (3.39) и пример 3.5
Диференциален коефициент на усилване по ток β	$\beta = h_{fe} = 330$	$\beta = h'_{fe} = 334$
Диференциално входно съпротивление – r_{be} [Ω]	$r_{be} \approx \beta \frac{\varphi_T}{I_C} =$ $= 330 \frac{25,8\text{mV}}{5\text{mA}} = 1703$	$r_{be} \approx h'_{ie} = 1739$
Изходно съпротивление – r_{ce} [Ω]	$r_{ce} = \frac{V_{AF} + U_{CE}}{I_C} =$ $= \frac{61,5 + 2,5\text{V}}{5\text{mA}} = 12800$	$r_{ce} = \frac{1}{h'_{oe}} = \frac{1}{83,210^{-6}} = 12025$
Стръмност – g_m [A/V]	$g_m = \frac{I_C}{\varphi_T} = \frac{5\text{mA}}{25,8\text{mV}} = 0,194$	$g_m = \frac{h'_{fe}}{h'_{ie}} = \frac{334}{1739} = 0,192$

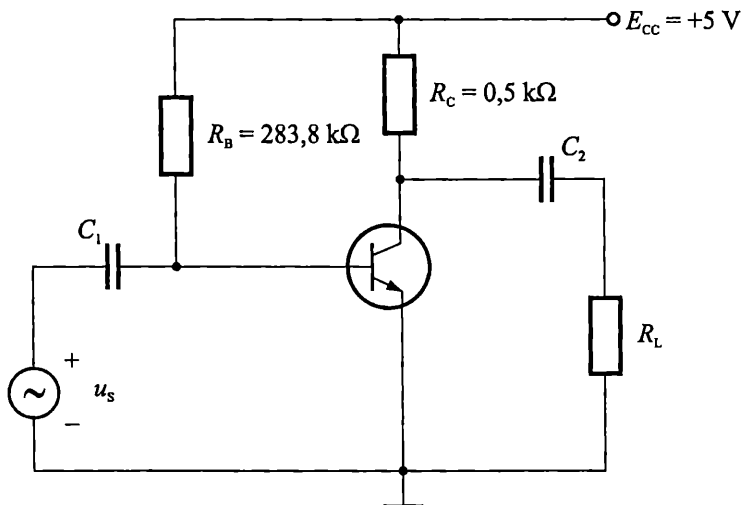
Сравнението между резултатите от двете колони показва, че разликата при определяне на стойността на коефициента β е 1,2 %, на входното съпротивление r_{be} – 2,1 %, на изходното съпротивление r_{ce} – 6,1 % и на стръмността g_m – 1 %. Тези разлики са много по-малки от производствените толеранси на параметрите на транзисторите, които в някои случаи достигат до $\pm(50+60)$ % (вж. т. 3.1.8). Следователно, за начални изчисления, няма съществено значение коя от двете еквивалентни схеми ще се използва при определяне на динамичните параметри на усилвателите. **Голямото предимство при използването на физичната еквивалентна схема е, че тя дава директно връзката между динамичните параметри на стъпалото и режима на работа на транзистора.** Това е особено полезно при проектирането на усилвателни стъпала, когато трябва да се удовлетворяват редица взаимно противоречиви изисквания, свързани с желаните стойности на динамичните параметри, консумацията на схемата, големината на захранващото напрежение и др. **Ето защо напоследък, при ръчното проектиране и анализ, се използват най-често физичните еквивалентни схеми.**

Пример

3.7. Приложение на физичната еквивалентна схема за определяне на динамичните параметри на стъпало с ОЕ

Схемата на усилвателно стъпало с ОЕ е показана на фиг. 3.55. Използван е транзистора BC143B от *пример 3.6* с типични стойности на параметрите $h_{ie} = 4500 \Omega$, $h_{re} = 2 \cdot 10^{-4}$, $h_{fe} = 330$ и $h_{oe} = 3 \cdot 10^{-5} \text{ S}$ (параметрите са измерени при $U_{CE} = 5 \text{ V}$, $I_C = 2 \text{ mA}$ и $T_{amb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$).

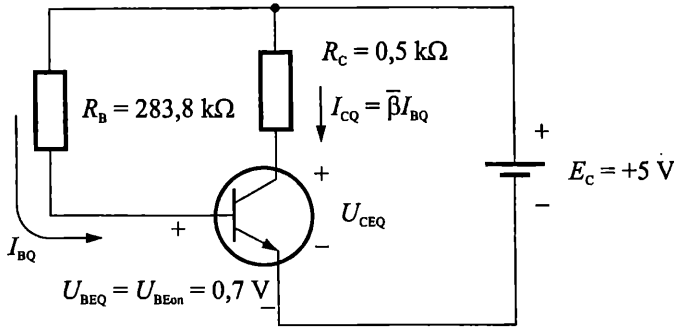
Иска се да се определят стойностите на динамичните параметри A_U , A_I и A_P при пет различни стойности на товара R_L : 500 k Ω , 50 k Ω , 5 k Ω , 500 Ω и 50 Ω .



Фиг. 3.55. Схема на усилвателно стъпало с ОЕ

Решение

Първата стъпка е свързана с *определяне на работната точка*. Тя се установява с познатата схема с фиксиран базов ток (вж. т. 3.3.5), показана на фиг. 3.56.



Фиг. 3.56. Анализ на схемата за установяване на работната точка при усилвателя от фиг. 3.55

За базовия ток в работната точка се получава:

$$I_{BQ} = \frac{E_{CC} - U_{BEon}}{R_B} = \frac{5V - 0,7V}{288,3k\Omega} = 15,15\mu A.$$

Колекторният ток е:

$$I_{CQ} \approx \bar{\beta} I_{BQ} \approx \beta I_{BQ} = h_{fe} I_{BQ} = 330 \cdot 15,15\mu A = 5mA.$$

Напрежението колектор-емитер се определя с израза:

$$U_{CEQ} = E_{CC} - R_C I_{CQ} = 5V - 0,5k\Omega \cdot 5mA = 2,5V.$$

Окончателно, работната точка има координати

$$I_{BQ} = 15,15\mu A, U_{CEQ} = U_{BEon} = 0,7V, I_{CQ} = 5mA, U_{CEQ} = 2,5V.$$

Получените резултати за напреженията и токовете в работната точка се използват за определяне на конкретните стойности на малосигналните физични параметри от еквивалентната схема на транзистора. За целта се използват формулите от табл. 3.5. Понеже в случая $I_{CQ} = 5mA$ и $U_{CEQ} = 2,5V$ резултатите ще съвпадат с определените в *пример 3.6* (табл. 3.6, колона 2):

$$\beta = h_{fe} = 330,$$

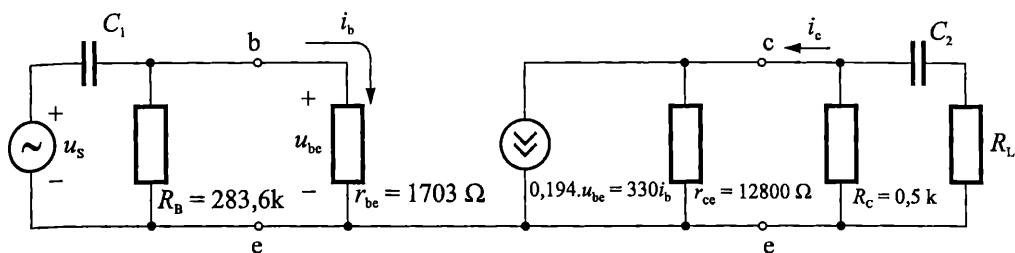
$$r_{be} \approx \beta \frac{\varphi_T}{I_{CQ}} = 330 \frac{25,8mV}{5mA} = 1703\Omega,$$

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{\varphi_T} = \frac{5mA}{25,8mV} = 0,194mA/V,$$

$$r_{ce} = \frac{V_{AF} + U_{CEQ}}{I_{CQ}} = \frac{61,5 + 2,5V}{5mA} = 12800\Omega.$$

Следващата стъпка от анализа е свързана с *определяне на динамичните параметри на стъпалото*. За целта се изчертава еквивалентната схема на усилвателя за малък променлив сигнал. Първият вариант на схемата е показан на

фиг. 3.57. При построяването е взето пред вид, че захранващият източник E_{CC} представлява късо съединение за променливите сигнали (т. е. изводите, които са включени към положителния и отрицателния полюс на E_{CC} , се свързват накъсо по променлив ток). Транзисторът е заменен с малосигналната си нискочестотна физична еквивалентна схема в свързване с ОЕ (фиг. 3.49).



Фиг. 3.57. Еквивалентна схема на усилвателя от фиг. 3.55 за малък променлив сигнал

Опростената еквивалентна схема на стъпалото при ниски честоти е показана на фиг. 3.58. Кондензаторите C_1 и C_2 имат стойности десетки микрофаради и техния импеданс е пренебрегнат. Съпротивлението $R_B = 283,8 \text{ k}\Omega$ също е пренебрегнато спрямо входното съпротивление на транзистора $r_{be} = 1703 \Omega$. Изходното съпротивление на транзистора $r_{ce} = 12800 \Omega$ е пренебрегнато спрямо колекторното съпротивление $R_C = 0,5 \text{ k}\Omega$. Тогава за входната и изходната вериги могат да се запишат уравненията:

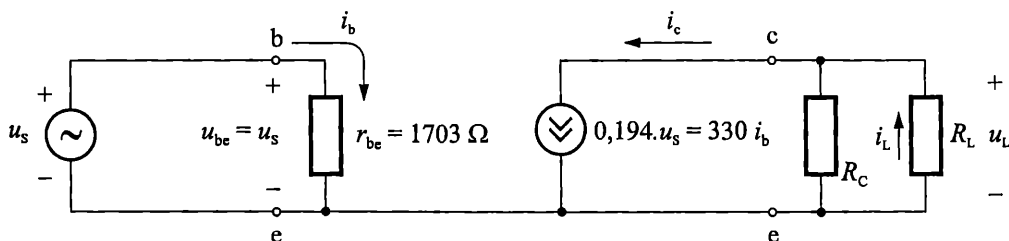
$$u_L = -g_m u_s r_L = -\beta i_b r_L,$$

$$i_b = \frac{u_{be}}{r_{be}} = \frac{u_s}{r_{be}},$$

$$i_L = -\frac{u_L}{R_L} = \frac{\beta i_b r_L}{R_L},$$

$$r_L = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L},$$

където u_L е изходното напрежение, i_L е тока през товара R_L , а r_L е еквивалентното съпротивление на паралелно свързаните R_C и R_L . Минусите в горните уравнения се дължат на несъответствието на приетата полярност на напрежението u_L и посоката на тока i_L .



Фиг. 3.58. Опростена еквивалентна схема на стъпалото от фиг. 3.55

От горните изрази за динамичните параметри на схемата се получава:

$$(3.40) \quad \begin{aligned} A_U &= \frac{u_L}{u_s} = -g_m r_L = -0,194 r_L, \\ A_I &= \frac{i_L}{i_b} = \beta \frac{r_L}{R_L} = 330 \frac{r_L}{R_L}, \\ A_P &= |A_U| \cdot A_I = g_m \beta \frac{r_L^2}{R_L} = g_m \beta \frac{R_L \cdot R_C^2}{(R_L + R_C)^2} = 0,194 \cdot 330 \frac{R_L \cdot R_C^2}{(R_L + R_C)^2}. \end{aligned}$$

Минусът в израза за коефициента на усилване по напрежение A_U означава, че изходният сигнал е дефазизиран на 180° спрямо входния.

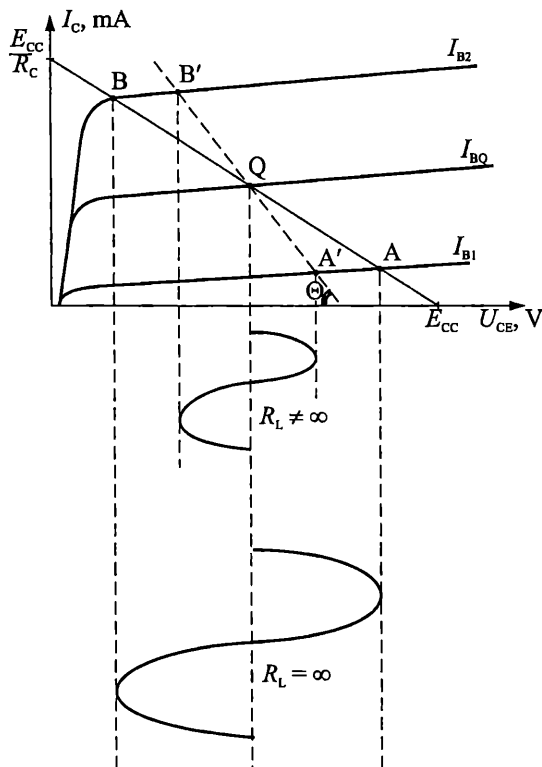
Резултатите от изчисленията са обобщени в табл. 3.7, където коефициентът A_U е представен с модула си. Анализът им показва силна зависимост на динамичните коефициенти A_U , A_I и A_P от стойността на товара R_L . Например, колкото по-малка е стойността на товарното съпротивление, толкова по-малко е и усилването на стъпалото по напрежение. Това е онагледено на фиг. 3.59, където с плътна линия е показана изходната товарна права по постоянен ток. Вече видяхме (т. 3.2), че нейното местоположение се определя от стойността на колекторния резистор R_C и постоянното захранващо напрежение E_{CC} .

Таблица 3.7

R_L	500 k Ω	50 k Ω	5 k Ω	500 Ω	50 Ω
r_L	499,5 Ω	495 Ω	454,5 Ω	250 Ω	45,5 Ω
$ A_U $	96,9	96	88,2	48,5	8,8
A_I	0,33	3,3	30	165	300
A_P	32	317	2646	8002	2640

На същата фигура, с прекъснатата линия, е показана и изходната товарна права по променлив ток. Тя минава през работната точка Q и сключва ъгъл с абсцисата $\theta = \arctg \frac{1}{r_L}$. Понеже $r_L = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L}$, може да се направи извода, че при

липса на товар ($R_L = \infty$), изходната товарна права по променлив ток ще съвпада със товарната права по постоянен ток ($r_L = R_C$). Тогава, всяка промяна на базовия ток от I_{B1} до I_{B2} ще предизвика движение на работната точка между т. А и т. В и изходната амплитуда ще бъде максимална. При наличие на товар ($R_L \neq \infty$), същата промяна на базовия ток от I_{B1} до I_{B2} ще предизвика движение на работната точка между т. А' и т. В' от изходната товарна права по променлив ток. Това води до намаляване на изходния сигнал. Колкото по-малко е съпротивлението на товара R_L , толкова по-голям е ъгълът θ и съответно толкова по-малки са изходният сигнал и коефициентът на усилване по напрежение на усилвателя.



Фиг. 3.59. Изходни товарни прави по постоянен и променлив ток

За да обясним зависимостта на коефициента на усилване по ток на усилвателя от стойността на товара ще използваме фиг. 3.58. От нея се вижда, че колекторният ток i_c се разпределя между паралелно свързаните R_C и R_L . Колкото R_L е по-малък, толкова по-голяма част от i_c ще преминава през него и следователно, толкова по-голям ще бъде коефициентът на усилване по ток на усилвателя.

От казаното до тук следва, че при увеличение на товара R_L коефициентът на усилване по напрежение расте, а коефициентът на усилване по ток намалява. Следователно, коефициентът на усилване по мощност, който е произведение от двата коефициента, е минимален при $R_L \rightarrow 0$ и $R_L \rightarrow \infty$. С помощта на уравнения (3.40) може да се определи, че максимумът на A_p се получава при $R_C = R_L$.

Задача

3.6. С помощта на физичните еквивалентни схеми на транзистора от фиг. 3.49 и 3.54, начертайте еквивалентните схеми на усилвателните стъпала с ОБ (фиг. 3.42) и с ОК (фиг. 3.43) и посочете входната и изходната вериги.

Задача

3.7. С помощта на уравнения (3.40) докажете, че максимумът на коефициента на усилване по мощност за стъпалото с ОЕ (фиг. 3.55) се получава при $R_L = R_C$.

3.5. Параметри и еквивалентни схеми на транзистора при високи честоти и малък входен сигнал

Еквивалентните схеми, които разгледахме в т. 3.4, съдържат само резистори и идеални източници на напрежение и ток. Те се използват за анализ и оценка на динамичните параметри на усилвателите при ниски честоти. При високи честоти влияние върху поведението на транзисторите започват да оказват паразитните капацитети на преходите, инерционността на процесите на пренасяне на токоносителите през емитерния и колекторния преход, както и паразитните капацитети и индуктивности на корпуса. В резултат се наблюдава намаляване на усилването и закъсняване (изоставане по фаза) на сигнала, спрямо стойността му при ниски честоти. Степента на тези изменения зависи от честотата на сигнала. **За избягване на посочените недостатъци е необходимо, при проектирането на схемите, да се избират транзистори, чиито честотни свойства да гарантират работоспособността на усилвателя за целия честотен диапазон на входния сигнал.**

В процеса на проектиране, първоначалното характеризирание и сравнение на честотните свойства на различните типове транзистори става на базата на техните гранични честоти. По-задълбочени анализи могат да се направят с помощта на физичните и четириполусните високочестотни еквивалентни схеми.

3.5.1. Гранични честоти

За оценка на усилвателните свойства на транзистора, във функция от честотата, се използват граничните честоти. При дефинирането им се вземат предвид изискванията те да бъдат лесно и точно измервани, както и да имат практическо приложение.

При високи честоти, диференциалният коефициент на усилване на базовия ток добива комплексен характер и може да се апроксимира с израза:

$$\dot{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}},$$

където с β_0 е означена стойността на коефициента при ниски честоти (β_0 е реално число), а f_β е граничната честота. Модулът β и фазовият ъгъл φ_β на комплексната величина $\dot{\beta}$ са равни на:

$$(3.41a) \quad \beta = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}},$$

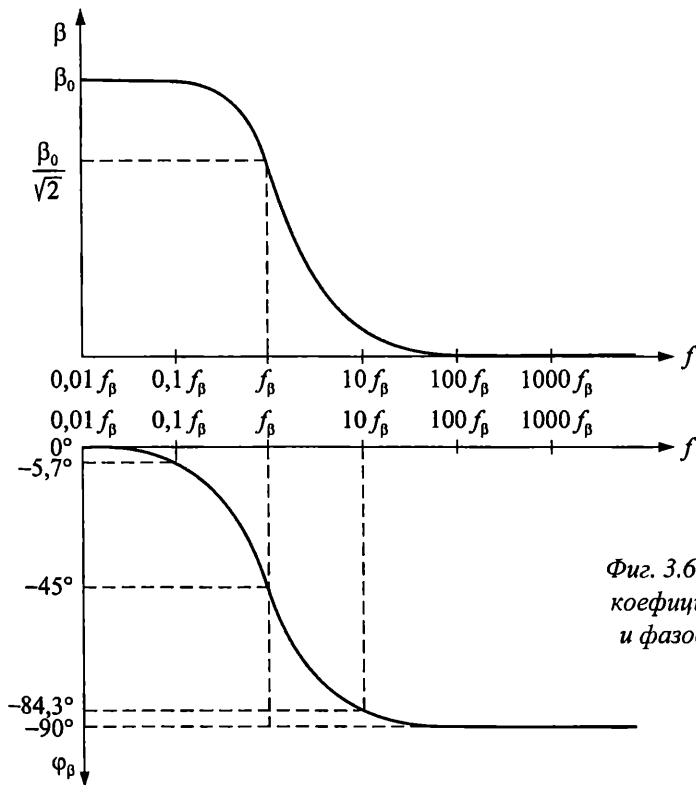
$$(3.41b) \quad \varphi_\beta = -\text{arctg} \frac{f}{f_\beta}.$$

При честота $f = f_\beta$ от (3.41a и 3.41b) се получава:

$$\beta = \frac{\beta_0}{\sqrt{2}} = 0,707 \beta_0 ,$$

$$\varphi_\beta = -\arctg 1 = -45^\circ .$$

Следователно, граничната честота f_β е тази честота, при която модулът на диференциалния коефициент на усилване на базовия ток спада $\sqrt{2}$ пъти спрямо стойността си при ниски честоти. Понеже $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$, граничната честота f_β може да се дефинира и като честотата, при която модулът на диференциалния коефициент на усилване на базовия ток спада до 0,707 от стойността си при ниски честоти. Съгласно формула (3.41б), при тази честота изходният сигнал изостава по фаза с 45° спрямо входния сигнал. В действителност тази стойност е 57° , но за практически цели посочената неточност на апроксимацията се пренебрегва. На фиг. 3.60 са показани модулът и фазовият ъгъл на β и е демонстрирано определянето на граничната честота f_β . Абсцисите са в логаритмичен мащаб. Може да се направи извода, че при промяна на честотата от 0 до ∞ , фазовият ъгъл се променя от нула до 90° , като същественото изменение на фазовото закъснение се осъществява в интервала $0,1f_\beta \div 10f_\beta$.



Фиг. 3.60. Зависимост на модула на коефициента на усилване по ток β и фазовия ъгъл φ_β от честотата

Друг параметър, който характеризира честотните свойства на транзисторите, при честоти много по-големи от f_{β} , е произведението на модула на диференциалния коефициент на усилване на базовия ток и текущата честота. Нарича се *транзитна честота* и се бележи с f_T :

$$(3.42) \quad \beta \cdot f = f_T.$$

Транзитната честота f_T се измерва сравнително лесно и затова обикновено задължително фигурира в каталожните данни на транзисторите. Стойността ѝ зависи от избраната работна точка. Особено силна е зависимостта на f_T от колекторния ток. Например, за транзистора BC413B, при колекторен ток 100 μA , транзитната честота е 40 MHz; при ток 20 mA, f_T е 350 MHz; а при ток 100 mA – 100 MHz. Обикновено тази зависимост се дава графично в каталозите.

Анализът на уравнение (3.41a), при стойности на честотата $f \gg f_{\beta}$, води до израза:

$$\beta \approx \frac{\beta_0}{(f/f_{\beta})} = \frac{\beta_0 f_{\beta}}{f}.$$

От горното уравнение за f_T следва, че:

$$(3.43) \quad f_T = \beta f = \beta_0 f_{\beta} = \text{const}.$$

След заместване на получения резултат в (3.41a), за стойността на коефициента β при честота $f = f_T$ се получава:

$$\beta = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_T}{f_{\beta}}\right)^2}} \approx \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\beta_0 f_{\beta}}{f_{\beta}}\right)^2}} = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + (\beta_0)^2}} \approx 1.$$

Следователно, транзитната честота f_T може да се дефинира и като честота, при която модулет на коефициента β става приблизително 1.

Много често стойностите на различните коефициенти на усилване се определят с мерната единица децибели (dB). Формулата за преобразуване на стойностите на коефициентите на усилване по ток и напрежение в dB е

$$(3.44) \quad A [dB] = 20 \log_{10} A,$$

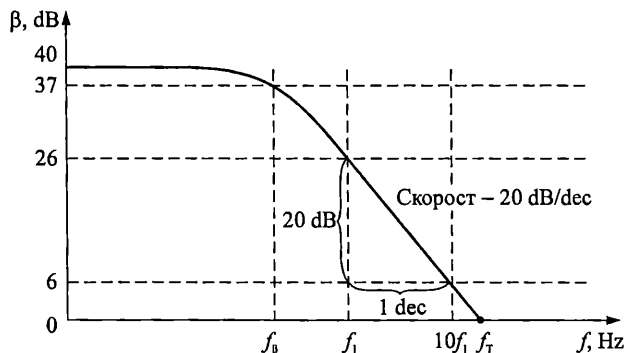
а формулата за преобразуване на стойностите на коефициентите на усилване по мощност –

$$(3.45) \quad A_p [dB] = 10 \log_{10} A_p.$$

На фиг. 3.61 е показана примерна графика на модула на диференциалния коефициент на усилване по ток β , dB във функция от честотата f , Hz. В случая стойността на β при ниски честоти е $\beta_0 = 100$ (40 dB). При честота f_{β} , усилването спада с 3 dB ($20 \log_{10} \frac{1}{\sqrt{2}} = -3 \text{dB}$), а при честота f_T е приблизително 1 (0 dB).

Съгласно уравнение (3.43), при $f_{\beta} < f \leq f_T$, произведението на честотата f и съответстващата ѝ стойност на β е постоянна величина, приблизително равна на произведението $\beta_0 f_{\beta}$. Това означава, че ако в диапазона между f_{β} и f_T честотата f се удвои, т. е. нарасне с една октава (oct.), коефициентът β ще спадне 2 пъти, т. е.

ще намалее с $20 \log_{10} \frac{1}{2} = -6 \text{ dB}$. Следователно, скоростта на изменение на коефициента β е -6 dB/oct . Ако в същия диапазон, честотата f се повиши 10 пъти (1 декада – 1 dec.), коефициентът β ще спадне 10 пъти (-20 dB), т. е. скоростта на изменение е -20 dB/dec . Последното е онагледено на фиг. 3.61, където изменението на честотата от f_1 до $10 f_1$, води до намаляване на коефициента β с 20 dB .



Фиг. 3.61. Зависимост на модула на коефициента на усилване по ток β , изразен в dB, от честотата

Модулът α и фазовият ъгъл φ_α на диференциалния коефициент на предаване на емитерния ток до колектора $\dot{\alpha}$ са равни на:

$$(3.46) \quad \alpha = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2}},$$

$$\varphi_\alpha = -\text{arctg} \frac{f}{f_\alpha}.$$

където с α_0 е означена стойността на коефициента при ниски честоти, а f_α е граничната честота. Следователно, граничната честота f_α се дефинира като честотата, при която модулът на коефициента на предаване по ток в схема с ОБ спада $\sqrt{2}$ пъти (с -3 dB) спрямо стойността си при ниски честоти. При тази честота изходният сигнал изостава по фаза с 45° спрямо входния сигнал.

Между граничните честоти f_α и f_T съществува следната приблизителна зависимост:

$$(3.47) \quad f_\alpha \approx (1,2 \div 2) f_T.$$

По-големите стойности на емпиричния коефициент във формула (3.47) се отнасят за дрейфовите транзистори. Това са такива транзистори, при които примесите в базата са разпределени неравномерно (по-силно откъм емитера). В резултат се създава вътрешно електрическо поле, което придава допълнителна дрейфова скорост на токоносителите и ускорява преминаването им през базата.

Други характерни честоти на транзистора са:

- *граничната честота на стръмността* f_{gm} – честотата, при която моду-
лът на стръмността на транзистора g_m спада $\sqrt{2}$ пъти спрямо стойност-
та си при ниски честоти;
- *максималната честота на генериране* f_{max} – честотата, при която кое-
фициентът на усилване по мощност на транзистора в схема с ОЕ, при
съгласуван товар ($R_C = R_L$) става равен на 1. На практика f_{max} е честота-
та, до която транзисторът се характеризира като активен елемент;
- *граничната честота на шума* f_N – честотата, при която собствените
шумове в транзистора нарастват 2 пъти.

За граничните честоти са в сила неравенствата:

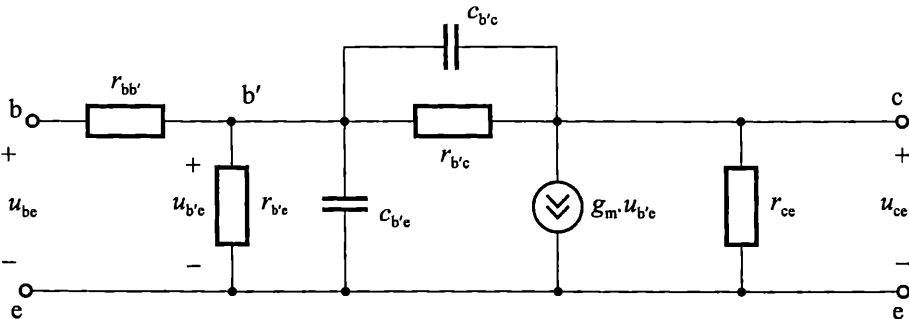
$$(3.48) \quad f_{\beta} < f_{gm} < f_N < f_T < f_{\alpha} < f_{max}.$$

Конкретните стойности на граничните честоти на транзисторите за-
висят от конструкцията им, от вида на използвания материал, от типа на
основните токоносители. Например, дрейфовите транзистори са по-
високочестотни от бездрейфовите. При равни други условия, транзисторите
от GaAs имат по-високи гранични честоти от Ge транзистори, а те – по-
високи гранични честоти от Si. Понеже подвижността на електроните е от
2,5 до 3 пъти по-голяма от тази на дупките, то съответно *pnp* транзисторите
имат по-високи гранични честоти от *nnp* транзисторите.

В зависимост от стойността на транзитната честота f_T транзисторите се де-
лят на: нискочестотни (до 3 MHz), средночестотни (от 3 до 30 MHz), високочес-
тотни (от 30 до 300 MHz) и свръхвисокочестотни (над 300 MHz).

3.5.2. Физична еквивалентна схема на транзистора при високи честоти

Физичната еквивалентна схема на транзистора при високи честоти и
малки сигнали е показана на фиг. 3.62.



Фиг. 3.62. Физична еквивалентна схема на транзистора в схема с ОЕ при високи честоти и малък входен сигнал

В литературата е известна и като *хибридна- π еквивалентна схема* или *схема на Джиаколето*. За съставянето ѝ, към нискочестотната еквивалентна схема от фиг. 3.49, са добавени: $r_{bb'}$ – обемно съпротивление на базата на транзистора; $C_{b'e}$ – дифузен капацитет на емитерния преход; $C_{b'c}$ – бариерен капацитет на колектор-

ния преход и съпротивлението $r_{b'c}$, което изразява ефекта на Ерли (обратната връзка по напрежение от изхода към входа на транзистора). Посочените величини са в пряка зависимост от вида и конструкцията на транзистора. Някои от тях могат лесно да се измерят и се включват в каталожните данни на транзистора, а другите се определят, чрез използване на подходящи формули, които отчитат напрежението и тока в работната точка.

Стръмността g_m на транзистора се определя както при нискочестотната еквивалентна схема – формула (3.33). Тя е функция на постоянната съставка на колекторния ток в работната точка и температурния потенциал Φ_T :

$$g_m = \frac{I_C}{\Phi_T}.$$

За входното съпротивление $r_{b'e}$ се използва формула (3.34):

$$r_{b'e} = \frac{\Phi_T}{I_B}.$$

Исходното съпротивление r_{ce} е равно на (3.35):

$$r_{ce} = \frac{V_{AF} + U_{CE}}{I_C}.$$

За параметрите g_m , $r_{b'e}$ и r_{ce} са в сила и зависимостите представени в (3.38) и табл. 3.5.

Обемното съпротивление на базата $r_{bb'}$ зависи от типа на транзистора. Неговата типична стойност е между 20 и 200 Ω . Точните му стойности за конкретния тип транзистори се дават в каталозите.

Съпротивлението $r_{b'c}$ играе същата роля при моделиране на работата на транзистора, както и параметъра h_{re} . Следователно, за обратната връзка по напрежение може да се запише следното приблизително равенство:

$$h_{re} = \frac{r_{b'e}}{r_{b'e} + r_{b'c}} \approx \frac{r_{b'e}}{r_{b'c}},$$

откъдето за стойността на съпротивлението $r_{b'c}$ се получава:

$$(3.49) \quad r_{b'c} \approx \frac{r_{b'e}}{h_{re}}.$$

Стойността на $r_{b'c}$ е много голяма – от порядъка на мегаоми. Тази висока стойност често дава основание за изключване на $r_{b'c}$ от еквивалентната схема на транзистора. Още повече, че при високи честоти, това съпротивление се шунтира от много по-малкия импеданс на $C_{b'c}$.

Кондензаторът $C_{b'c}$ представя бариерния капацитет на обеднената област на колекторния преход. Неговата стойност може да се измери лесно и затова задължително фигурира в каталожните данни на транзистора. Означението му не е стандартизирано. Често се бележи със символа C_{obo} или $C_{сво}$. За маломощни транзистори стойността му варира между 2 и 10 pF. Бариерният капацитет зависи от напрежението между колектора и базата и затова често в каталозите се включват и графични зависимости $C_{сво} = f(U_{сво})$.

Понякога в каталозите фигурират данни и за времеконстантата $r_{bb'}C_{b'c}$. От нея може да се намери точната стойността на обемното съпротивление на базата $r_{bb'}$. С помощта на същата времеконстанта може да се определи и максималната честота на генериране:

$$f_{\max} \approx \sqrt{\frac{\alpha_o f_T}{25 r_{bb'} C_{b'c}}}.$$

Капацитетът $C_{b'e}$ отчита дифузияния капацитет на прехода база-емитер. Той силно зависи от работната точка и вида на транзистора. Стойностите му могат да варират от pF до nF за различните типове транзистори. Те определят в голяма степен стойността на транзитната честота f_T :

$$(3.50) \quad f_T \approx \frac{\beta_o}{2\pi r_{b'e} (C_{b'e} + C_{b'c})}.$$

Обикновено $C_{b'e}$ не се дава директно в каталозите, а се определя от

$$(3.51) \quad C_{b'e} = \frac{\beta_o}{2\pi f_T r_{b'e}} - C_{b'c}.$$

Пример

3.8. Определяне на параметрите на високочестотната еквивалентна схема на транзистора с помощта на данни от каталог

Типичните стойности на h -параметрите на транзистор BC413B, измерени при $U_{CE} = 5 \text{ V}$, $I_C = 2 \text{ mA}$ и $T_{\text{amb}} = 25^\circ \text{C}$, са: $h_{re} = 2 \cdot 10^{-4}$, $h_{fe} = 330$ и $h_{oe} = 3 \cdot 10^{-5} \text{ S}$. Стойността на граничната честота, при същите стойности на тока и напрежение, е $f_T = 200 \text{ MHz}$, стойността на капацитета колектор-база е $C_{CBO} \approx 3 \text{ pF}$, а времеконстантата $r_{bb'}C_{b'c} = 200 \cdot 10^{-12}$.

Да се определят параметрите на високочестотната еквивалентна схема на транзистора при $U_{CE} = 5 \text{ V}$, $I_C = 2 \text{ mA}$ и $T_{\text{amb}} = 25^\circ \text{C}$.

Решение

Съгласно формули (3.33)+(3.35), (3.38) и табл. 3.5 за стойностите на входното съпротивление, стръмността и изходното съпротивление се получава:

$$r_{b'e} \approx \beta \frac{\varphi_T}{I_C} = h_{fe} \frac{\varphi_T}{I_C} = 330 \frac{25,8 \text{ mV}}{2 \text{ mA}} = 4257 \Omega,$$

$$g_m = \frac{I_C}{\varphi_T} = \frac{2 \text{ mA}}{25,8 \text{ mV}} = 0,0775 \text{ A/V},$$

$$r_{ce} = \frac{1}{h_{oe}} = \frac{1}{30 \cdot 10^{-6}} = 33,3 \text{ k}\Omega.$$

От условието на задачата следва, че капацитетът $C_{b'c} = C_{CBO} = 3 \text{ pF}$.

Като се вземе пред вид, че времеконстантата $r_{bb'}C_{b'c} = 200 \cdot 10^{-12}$, за обемното съпротивление на базата се получава:

$$r_{bb'} = \frac{200 \cdot 10^{-12}}{C_{b'c}} = \frac{200 \cdot 10^{-12}}{3 \cdot 10^{-12}} \approx 66,6 \Omega .$$

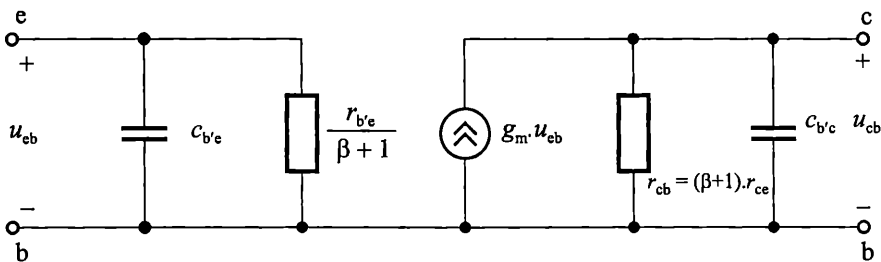
Съгласно (3.49) за съпротивлението $r_{b'c}$ се получава:

$$r_{b'c} \approx \frac{r_{b'e}}{h_{re}} = \frac{4257}{2 \cdot 10^{-4}} = 21,3 \text{M}\Omega .$$

Стойността на капацитета на емитерния преход се определя от (3.51):

$$C_{b'e} = \frac{\beta_o}{2\pi f_T r_{b'e}} - C_{b'c} = \frac{330}{2\pi \cdot 200 \cdot 10^6 \cdot 4257} - 3 \cdot 10^{-12} = 58,7 \text{pF} .$$

Разгледаната физична високочестотна еквивалентна схема е универсална и може да се използва и при анализ на схеми с ОБ и с ОК. Но често в практиката, при анализ на стъпала с ОБ, се предпочита да се използва еквивалентната схема от фиг. 3.63. Нейните предимства пред схемата от фиг. 3.62 са по-голямото удобство при изчертаването на еквивалентната схема на усилвателя с ОБ и опростяването на анализите при определяне на динамичните му параметри.



Фиг. 3.63. Физична еквивалентна схема на транзистора в схема с ОБ при високи честоти и малък входен сигнал

Представените физични еквивалентни схеми намират приложение за анализ на усилвателни стъпала при честоти не надвишаващи половината от транзитната честота на използвания транзистор.

3.5.3. Система у-параметри

у-параметрите на транзисторите са предназначени главно за анализи и изчисления при високи честоти, където измерването им е сравнително лесно. Системата у-уравнения има вида:

$$(3.52) \quad \begin{aligned} i_1 &= y_{11}u_1 + y_{12}u_2 \\ i_2 &= y_{21}u_1 + y_{22}u_2 \end{aligned}$$

у-параметрите се дават в справочниците в комплексен вид, например:

$$y_{ik} = g_{ik} + jb_{ik} ,$$

където

$$b_{ik} = \omega C_{ik} \text{ или } b_{ik} = -\frac{1}{\omega L_{ik}} .$$

Характеризират се както следва:

$y_{11} = \left. \frac{i_1}{u_1} \right|_{u_2=0}$ – входна проводимост при късо съединение по променлив ток

на изхода ($u_2 = 0$). Обикновено в каталозите се означава с y_i .

$y_{12} = \left. \frac{i_1}{u_2} \right|_{u_1=0}$ – обратна проходна проводимост при късо съединение по

променлив ток на входа ($u_1 = 0$). Означава се с y_r .

$y_{21} = \left. \frac{i_2}{u_1} \right|_{u_2=0}$ – права проходна проводимост (стръмност) при късо съеди-

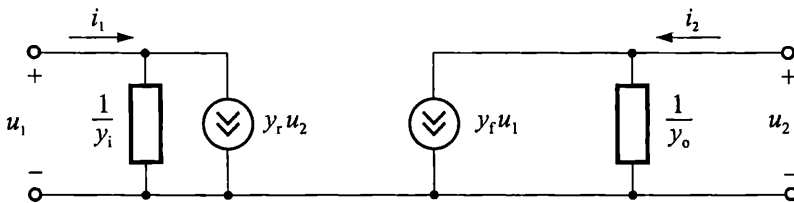
нение по променлив ток на изхода ($u_2 = 0$). Обикновено в каталозите се означава с y_f .

$y_{22} = \left. \frac{i_2}{u_2} \right|_{u_1=0}$ – изходна проводимост при късо съединение по променлив

ток на входа ($u_1 = 0$). Означава се с y_o .

Еквивалентната четириполусна схема с y -параметри има вида, показан на фиг. 3.64. Влиянието на входната и изходната проводимост е представено с два-

та импеданса: $\frac{1}{y_i}$ и $\frac{1}{y_o}$.



Фиг. 3.64. Еквивалентна схема на транзистора с y -параметри

Понеже има три възможни схеми на свързване на транзистора, съответно съществуват три групи четириполусни y -параметри с различни стойности. Те се означават с допълнителни индекси e , b и c .

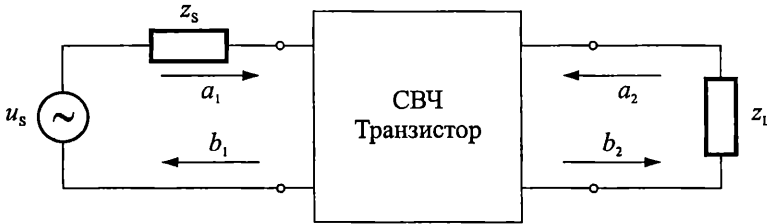
Възможно е от y -параметрите да се получат h -параметрите. Формулите за преобразуване използват реалните части на y -параметрите и имат вида:

$$h_i = \frac{1}{y_i}, \quad h_r = \frac{-y_r}{y_i}, \quad h_f = \frac{y_f}{y_i}, \quad h_o = \frac{\Delta y}{y_i} = \frac{y_i y_o - y_r y_f}{y_i}$$

y -параметрите намират приложение за анализ на схеми при честоти до 300 MHz. Над тези честоти y -параметрите трудно могат да се измерят, понеже паразитните индуктивности и капацитети към изводите на транзисторите правят трудно реализирането на "късо съединение" на входа и на изхода на транзистора.

§.5.4. Система s-параметри

При работа при честоти над 300 МНз е подходящо да се използват s-параметрите на транзисторите. Те са свързани са с понятията "падаща" и "отразена" вълна, които съответстват на аналогичните понятия в оптиката. s-параметрите са мярка за отражението и поглъщането на падащите вълни от транзистора, разглеждан като четириполусник. За разлика от останалите четириполусни параметри, s-параметрите се измерват при товар на входа и изхода. Това е демонстрирано на фиг. 3.65, където с a_1 и a_2 са означени напреженията на падащите, а с b_1 и b_2 – напреженията на отразените вълни.



Фиг. 3.65. Демонстриране на падащите (a_1, a_2) и отразените вълни (b_1, b_2)

Системата s-уравнения има вида:

$$(3.53) \quad \begin{aligned} b_1 &= s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \\ b_2 &= s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \end{aligned}$$

Значението на параметрите е следното:

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{– коефициент на отражение на входа при съгласуван товар}$$

на изхода и $a_2 = 0$.

$$s_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{– коефициент на обратно предаване при съгласуван товар на}$$

входа и $a_1 = 0$.

$$s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{– коефициент на право предаване при съгласуван товар на}$$

изхода и $a_2 = 0$.

$$s_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{– коефициент на отражение на изхода при съгласуван товар}$$

на входа и $a_1 = 0$.

От така представените дефиниции става ясно, че величините s_{11} и s_{22} са аналог на коефициентите на отражение, а s_{12} и s_{21} – на коефициентите на поглъщане, използвани в оптиката.

Стойностите на s-параметрите са безразмерни комплексни величини. Те са различни за трите основни схеми на свързване на транзистора.

 **Задача**

3.8. Транзитната честота на биполярен транзистор е $f_T = 200$ MHz, а диференциалният коефициент на усилване по ток при ниски честоти е $\beta_0 = 200$. Определете стойността на граничната честота f_β на транзистора и начертайте зависимостите на модула и фазата на коефициента на усилване по ток от честотата. Определете стойностите на β и φ_β при честоти 10 kHz, 1 MHz, 10 MHz и 100 MHz. Начертайте примерните времедиаграми на базовия и колекторния ток за честоти 10 kHz, 10 MHz и 100 MHz.

 **Задача**

3.9. Начертайте зависимостите на модула на коефициента на предаване по ток α и фазовия ъгъл φ_α за транзистор с гранична честота $f_\alpha = 500$ MHz и $\alpha_0 = 0,995$.

3.6. Шумове в транзисторите

3.6.1. Основни източници на шум в транзисторите

Шумовете представляват нежелани хаотични колебания на токовете и напреженията, които възникват самопроизволно в електронните и полупроводниковите елементи, схеми и апаратури. Те имат случаен (неуправляем) характер и се появяват на изхода на устройствата, заедно с полезния сигнал. Ако амплитудата на шумовете е достатъчно голяма, тя може да заглуши полезния сигнал. Най-критични са шумовете, които възникват във входните стъпала на апаратурите. Там полезният сигнал е най-слаб, което дава възможност за лесното му смущаване.

Шумовете, които възникват в електронните и полупроводниковите елементи се наричат собствени шумове. Причините за пораждаването им са различни. В биполярните транзистори се различават три основни източника на шум: топлинен (шум на Джонсън), дробов (шум на Шотки) и ниско-честотен (фликер шум).

Топлинният шум се дължи на хаотичното топлинно движение на електроните в обема на полупроводника. Напрежението на топлинния шум U_{NT} е пропорционално на абсолютната температура T , съпротивлението на материала R и на широчината на честотната лента Δf , в която се изчислява (измерва) шума:

$$U_{NT} = \sqrt{4kTR\Delta f},$$

където k е константата на Болцман.

Топлинният шум е честотно независим. Той е равномерно разпределен в целия честотен обхват – т. нар. "бял" шум. При диодите и транзисторите топлинният шум се проявява най-силно в обемното съпротивление на базата. При стойност на съпротивлението на базата на транзистора $r_{b'}$ = 100 Ω и температу-

ра 300 К, стойността на топлинния шум в диапазона на звуковите честоти ($\Delta f = 20 \text{ kHz}$) е $U_{NT} = 0,18 \mu\text{V}$.

Дробовият шум е резултат от случайните флукутации при протичането на постоянен ток през *pn* преходите. Той също е равномерно разпределен в целия честотен обхват. Стойността му I_{NS} е правопрпорционална на тока през *pn* прехода I и на широчината на честотната лента Δf , в която се изчислява (измерва) шума:

$$I_{NS} = \sqrt{2qI\Delta f},$$

където q е зарядът на електрона.

Например, ако през диод тече ток 2 mA, а честотната лента е $\Delta f = 20 \text{ kHz}$, стойността на дробовия шум е $I_{NS} \approx 3,5 \text{ nA}$.

Нискочестотният (1/f) шум основно се дължи на неравномерното протичане на рекомбинационните процеси в *pn* преходите и на повърхността на кристала. Този шум е честотно-зависим – бързо намалява с повишаване на честотата. Нарича се още "розов" шум. Формулата за изчислението му е

$$I_{NF} \approx \sqrt{A \frac{\Delta f}{f^m}},$$

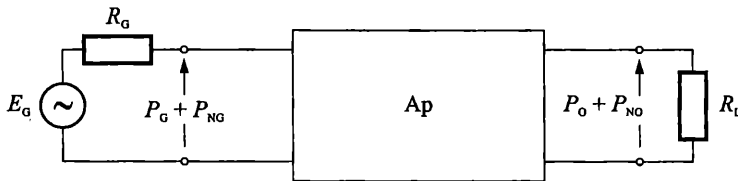
където A е коефициент, зависещ от вида и конструкцията на транзистора, Δf е широчината на честотната лента, в която се изчислява (измерва) шума, а f е текущата честота.

3.6.2. Шумови параметри на транзистора

Основни параметри за оценка на собствените шумове в транзистора са отношението сигнал-шум S/N и коефициентът на шума F .

На фиг. 3.66 транзисторното усилвателно стъпало е представено като линейен активен четириполюсник с коефициент на усилване по мощност A_p . На входа му, от генератора E_G , се подава полезен сигнал с мощност P_G и шум с мощност P_{NG} . На изхода ще се получи усилен полезен сигнал $P_O = A_p P_G$ и шум P_{NO} , чиято стойност е сумата от усиления A_p пъти входен шум P_{NG} и мощността на собствените шумове на четириполюсника P_{Nint} :

$$P_{NO} = A_p P_{NG} + P_{Nint}.$$



Фиг. 3.66. Подаване на сигнал и шум към реален четириполюсник

Отношението сигнал-шум за входната верига е:

$$(3.54) \quad \left(\frac{S}{N} \right)_{IN} = \frac{P_G}{P_{NG}}.$$

Отношението сигнал-шум за изходната верига е:

$$(3.55) \quad \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{OUT}} = \frac{P_O}{P_{\text{NO}}} = \frac{A_P P_G}{A_P P_{\text{NG}} + P_{\text{Nint}}} = \frac{P_G}{P_{\text{NG}} + \frac{P_{\text{Nint}}}{A_P}}$$

Следователно, в резултат на преминаването на сигнала през активния четириполусник, отношението сигнал-шум на изхода се влошава, което може да доведе до изкривяване или дори загуба на информацията.

Отношението сигнал-шум е важен показател на електронните системи. Стойността му се определя както от нивото на вътрешните шумове на отделните елементи, изграждащи системата, така и от избраното схемотехническо решение.

Коефициентът на шума F представя нивото на собствените (вътрешните) шумове в транзистора. Той се дефинира като отношение на показателя сигнал-шум за входа към показателя сигнал-шум за изхода:

$$(3.56) \quad F = \frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{IN}}}{\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{OUT}}} = \frac{\frac{P_G}{P_{\text{NG}}}}{\frac{A_P P_G}{A_P P_{\text{NG}} + P_{\text{Nint}}}} = 1 + \frac{P_{\text{Nint}}}{A_P P_{\text{NG}}}$$

От формулата може да се направи извода, че коефициентът на шума за реалните транзистори е по-голям от единица.

Обикновено коефициентът на шума се дава в децибели. Формулата за преобразуване е:

$$(3.57) \quad NF = 10 \log_{10} F.$$

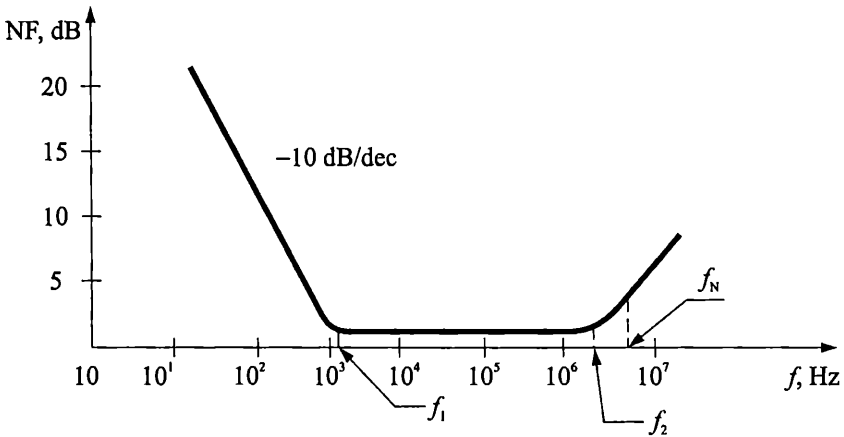
Обикновените биполярни транзистори имат коефициент на шума около 10÷15 dB ($F = 10\div30$), специалните малкошумящи транзистори имат коефициент на шума между 0,5 dB и 5 dB ($F = 1,1\div3,2$).

Коефициентът на шума е важен параметър на транзисторите и се дава в справочниците. Той зависи от постоянните токове и напрежения, протичащи през транзистора, съпротивлението на генератора R_G , температурата на кристала и широчината на честотната лента, в която се измерва шума.

На фиг. 3.67 е начертана примерната зависимост на коефициента на шума NF от честотата. Зависимостта се измерва (и е валидна) при фиксирани стойности на колекторния ток I_C , напрежението U_{CE} , съпротивлението R_G и температурата. В областта до $f_1 \approx 1000\div2000$ Hz преобладават нискочестотните шумове. При повишаване на честотата тяхната стойност намалява със скорост около -10 dB/dec. В следващата област преобладават топлинните и дробовите шумове, които са честотно независими.

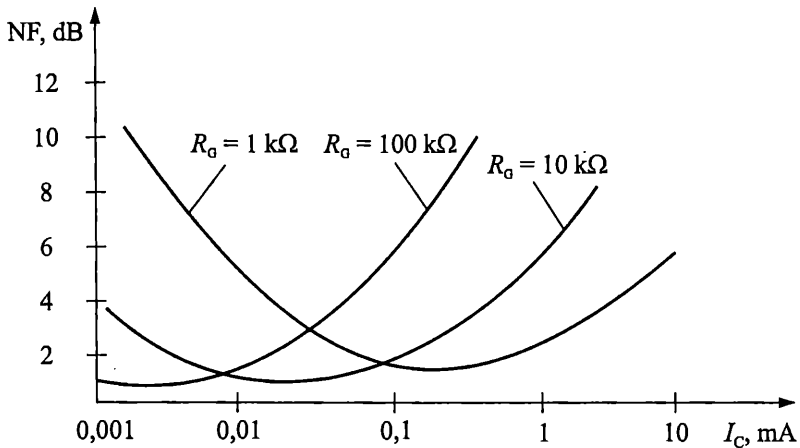
Коефициентът на шума остава постоянен до стойности на честотата f_2 , след което започва да нараства, поради намаляването на коефициента на усилване по ток β при високи честоти. На графиката е показана и честотата f_N , при която коефициентът на шума се удвоява. Тя може да се определи с приблизителната формула:

$$f_N = \frac{f_\alpha}{\sqrt{\beta}}$$



Фиг. 3.67. Зависимост на коефициента на шума NF от честотата

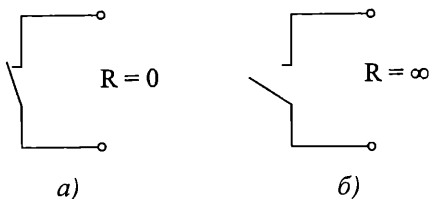
На фиг. 3.68 е показана примерната зависимост на коефициента на шума от колекторния ток I_C и съпротивлението на генератора R_G . За всяка стойност на R_G съществува оптимална стойност на колекторния ток, при която нивото на собствените шумове е минимално.



Фиг. 3.68. Зависимост на коефициента на шума от колекторния ток и съпротивлението на генератора

3.7. Работа на транзистора като електронен ключ

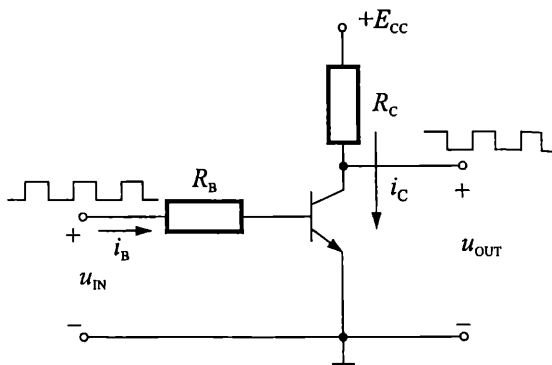
Електронните ключове осъществяват комутация на вериги и сигнали под въздействие на управляващи входни импулси. Те имат две състояния: включено (затворен ключ – фиг. 3.69а) и изключено (отворен ключ – фиг. 3.69б).



Фиг. 3.69. Идеализирано представяне на изходната верига на електронния ключ:

a – затворен ключ; *б* – отворен ключ

На фиг. 3.70 е показана схемата на транзисторен ключ в схема с ОЕ. Входният сигнал u_{IN} представлява импулсна поредица, която се подава на базата на транзистора през съпротивлението R_B . Съпротивлението R_C е товар.



Фиг. 3.70. Транзисторен ключ с ОЕ

При подаване на положителната полувървна на входния сигнал, транзисторът работи в областта на насищане (затворен ключ) и изходното напрежение е нула; а при подаване на отрицателната полувървна – транзисторът работи в областта на отсечка (отворен ключ) и изходното напрежение е равно на захранващото.

За реализацията на ключове могат да бъдат използвани и другите две схеми на свързване – с ОБ и с ОК, както и инверсното включване на транзистора, при което се сменят местата на емитера и колектора.

3.7.1. Условия за включване и изключване на ключа

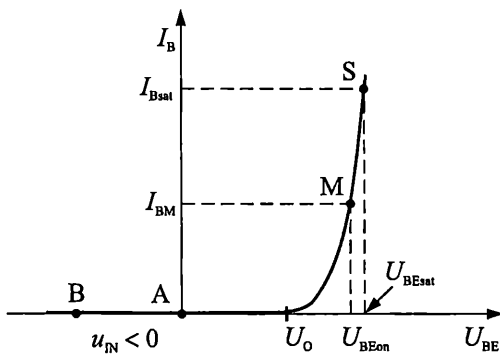
На фиг. 3.71*a* е начертана входната характеристика на транзистора, а на фиг. 3.71*б* – изходната характеристика и товарната права по постоянен ток.

Когато входното напрежение $u_{IN} < 0$ V (т. В от фиг. 3.71*a*), двата прехода са запушени и транзисторът работи в режим на отсечка. Неудобството на този начин за запушване на транзистора е необходимостта от двуполярен източник на входен сигнал. Затова най-често, за запушване на транзистора, на входа се подава напрежение $u_{IN} = 0$ V. Тогава работната точка е т. А (вж. фиг. 3.71*a* и фиг. 3.71*б*), където $i_B = I_{BA} = 0$ и $i_C = I_{CA} = I_{CEO}$. Изходното напрежение е $u_{OUT} = U_{CEA} = E_{CC} - R_C I_{CA} = E_{CC} - R_C I_{CEO}$. В този режим транзисторът може да се замени с еквивалентната схема от фиг. 3.72*a*. Понеже токът I_{CEO} е много малък (вж. т. 3.1.7), по-често се използва опростената еквивалентна схема от фиг. 3.72*б*. Тогава за колекторния ток i_C и изходно напрежение u_{OUT} , се получава:

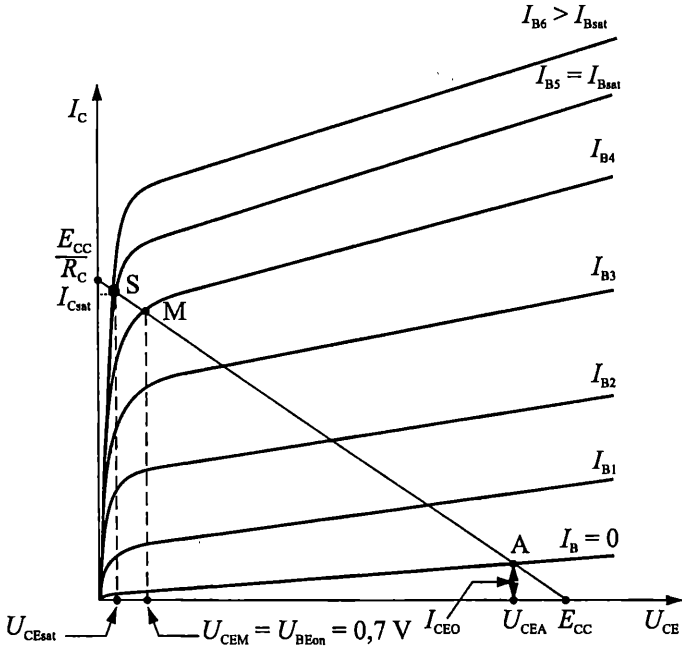
$$i_C \approx 0,$$

$$u_{OUT} \approx E_{CC}.$$

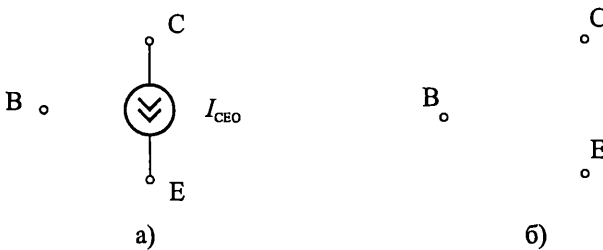
a)



б)



Фиг. 3.71. а – входна характеристика на транзистора от фиг. 3.69;
 б – изходни характеристики и товарна права по постоянен ток
 за транзистора от фиг. 3.69



Фиг. 3.72. Еквивалентни схеми на транзистора в областта на отсечка

След подаване на входно напрежение $u_{IN} > 0 \text{ V}$, при достигане на стойността на отпушване на емитерния преход U_O (фиг. 3.71а), транзисторът преминава от областта на отсечка в активната област от характеристиките. При понататъшното нарастване на входното напрежение работната точка започва да се движи наляво по изходната товарна права (фиг. 3.71б). Моментната стойност на тока през базата се определя с израза:

$$(3.58) \quad i_B = \frac{u_{IN} - u_{BE}}{R_B}.$$

Колкото по-голямо е входното напрежение, толкова по-голям е i_B и съответно толкова по-голям е и колекторния ток

$$(3.59) \quad i_C = \bar{\beta} i_B = \bar{\beta} \frac{u_{IN} - u_{BE}}{R_B}.$$

Увеличението на i_C води до намаляване на колекторното напрежение по формулата

$$(3.60) \quad u_{OUT} = E_{CC} - R_C i_C \approx E_{CC} - R_C \bar{\beta} \frac{u_{IN} - u_{BE}}{R_B}.$$

В т. М (фиг. 3.71б) изходното напрежение се изравнява с напрежението на отпушения емитерен преход U_{BEon} (фиг. 3.71а). Ако приемем, че транзисторът е силициев, ще получим $U_{CEM} = U_{BEon} \approx 0,7 \text{ V}$. Понеже $U_{CEM} = U_{CBM} + U_{BEon}$, това означава, че $0,7 \text{ V} = U_{CBM} + 0,7 \text{ V}$ и следователно напрежението между колектора и базата на транзистора в т. М става равно на нула ($U_{CBM} = 0 \text{ V}$). Транзисторът все още работи в активен режим.

При още по-големи стойности на базовия ток $i_B = I_{Bsat}$, колекторният преход е отпушен (т. S) и напрежението между колектора и емитера спада до $U_{CEsat} \approx (0,1 \div 0,4) \text{ V}$. Транзисторът се насища и колекторният ток остава практически неизменен, независимо от нарастването на тока в базата над I_{Bsat} , т. е. ключът е включен. Формулата за определяне на колекторния ток е:

$$(3.61) \quad I_{Csat} = \frac{E_{CC} - U_{CEsat}}{R_C} \approx \frac{E_{CC}}{R_C},$$

откъдето следва, че на практика стойността на тока през веригата се определя само от стойностите на захранването и товара.

Минималният базов ток, който установява работната точка в режим на насищане е:

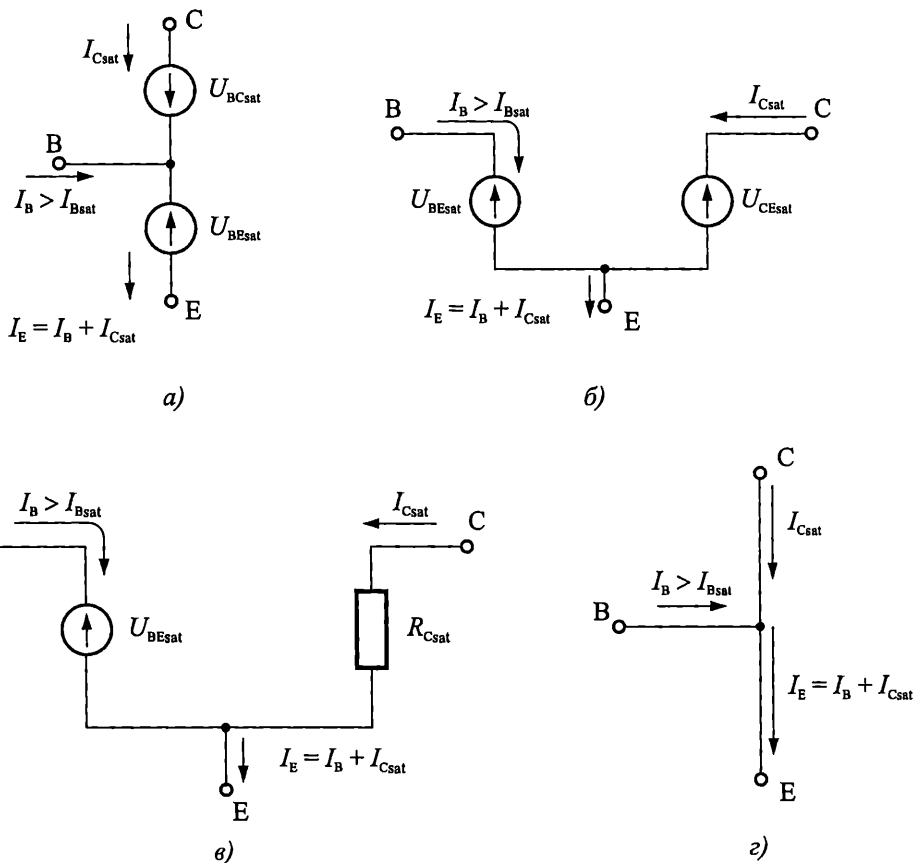
$$(3.62) \quad I_{Bsat} = \frac{I_{Csat}}{\bar{\beta}}.$$

За да се гарантира стабилното установяване на транзистора в областта на насищане, независимо от производствените толеранси на елементите, изграждащи ключа, обикновено на входа се подават напрежения, които осигуряват ток в базата I_B неколкократно по-голям от I_{Bsat} :

$$(3.63) \quad I_B > N I_{Bsat}.$$

Коефициентът N се нарича степен на насищане и обикновено се избира между 2 и 5.

На фиг. 3.73а е показана еквивалентната схема на *npn* транзистора в режим на насищане. Тя съдържа два източника на напрежение $-U_{BEsat}$ и U_{BCsat} . Първият източник моделира напрежението върху отпушения емитерен преход. Понеже, при насищане на транзистора, токът през базата е многократно по-голям от нормалните токове в активен режим, то обикновено, при силициевите транзистори, $U_{BEsat} = 0,8$ V (вж. т. 5 на фиг. 3.71а). Вторият източник представя напрежението върху отпушения колекторен преход. Понеже площта на колектора в транзисторите е многократно по-голяма от площта на емитера, в типичните случаи $U_{BCsat} \approx (0,4 \div 0,7)$ V. Така за напрежението между колектора и емитера се получава $U_{CEsat} = U_{BEsat} - U_{BCsat} \approx (0,1 \div 0,4)$ V.



Фиг. 3.73. Еквивалентни схеми на транзистора в областта на насищане

Вариант на еквивалентната схема с източници на напрежение U_{BEsat} и U_{CEsat} е показана на фиг. 3.73б. В тази схема, стойностите на двата източника на напрежение обикновено се приемат $U_{BEsat} = 0,8$ V и $U_{CEsat} \approx (0,1 \div 0,4)$ V (за силициеви транзистори). За по-прецизното им определяне, в зависимост от големината на

колекторния ток на насищане, могат да се използват графичните зависимости $U_{BEsat} = f(I_C)$ и $U_{CEsat} = f(I_C)$, които се дават в каталозите на транзисторите.

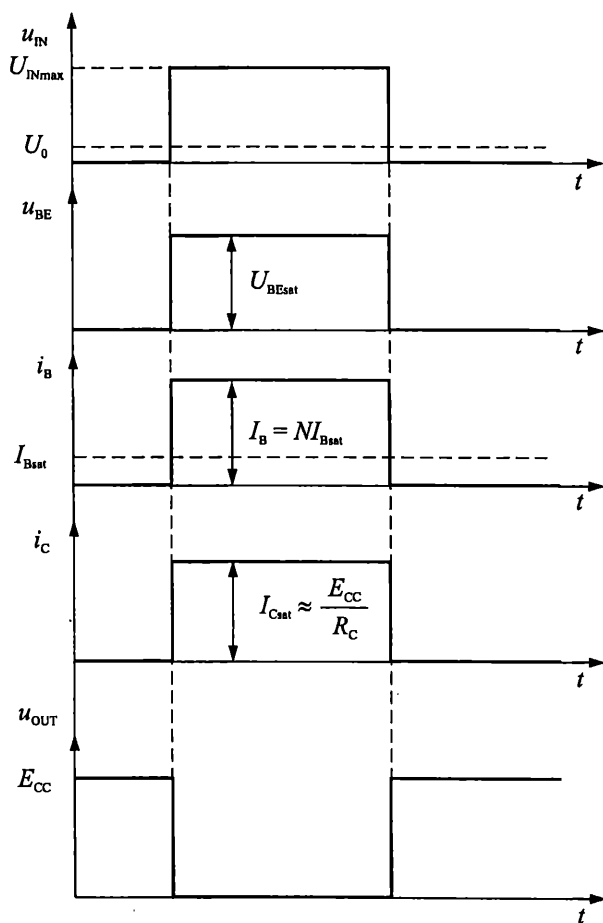
На фиг. 3.73в е показана еквивалентна схема, при която напрежението U_{CEsat} се замества с напрежението $R_{Csat}I_{Csat}$. При нея съпротивлението R_{Csat} моделира наклон на линията на насищане в изходната характеристика на транзистора.

Много често при ръчен анализ на ключови схеми се използва опростената еквивалентна схема от фиг. 3.73г. Тя представя транзистора в режим на насищане като една еквипотенциална точка.

Представените еквивалентни схеми за работа в областта на насищане и областта на отсечка се отнасят за *pnp* транзистори. Съответните схеми за *nnp* транзистори имат същата структура, но са с обратни посоки на токовете и напреженията в тях.

От казаното до тук следва, че за включване на разглежданият ключ е необходимо транзисторът да се насити. Условието за насищане е:

$$(3.64) \quad I_B > I_{Bsat}$$



Фиг. 3.74. Идеализирана времедиаграма на напреженията и токовете в транзисторен ключ с ОЕ

То се изпълнява, когато на входа се подаде достатъчно висока стойност на напрежението $u_{IN} = U_{IN \max} = NR_B I_{Bsat} + U_{BEsat}$.

За изключването на ключа е необходимо транзисторът да се запуши. Условието за запушване е:

$$(3.65) \quad I_B \leq 0.$$

То се изпълнява, когато на входа се подаде напрежение u_{IN} по-малко от напрежението на отпушване на емитерния преход U_O (вж. фиг. 3.71a).

Казаното по-горе е онагледено на фиг. 3.74, където са показани идеализираните времедиаграми на напреженията и токовете на входа и на изхода на транзистора.

Когато входното напрежение е нула, транзисторът е запушен и ключът е изключен – изходният ток е нула, а изходното напрежение е приблизително равно на захранващото напрежение. Когато входното напрежение нарасне, транзисторът се насища и ключът е включен – изходният ток се определя от елементите във външната верига, а изходното напрежение е приблизително равно нула.

Пример

3.9. Оразмеряване на съпротивлението в базата R_B на транзисторен ключ с ОЕ

За схемата от фиг. 3.70 са зададени: стойност на захранващото напрежение $E_{CC} = 5 \text{ V}$, товар $R_C = 100 \ \Omega$, максимална стойност на входното напрежение $U_{IN \max} = 5 \text{ V}$, минимална стойност на входното напрежение $U_{IN \min} = 0 \text{ V}$ и типичната стойност на $\beta = 200$.

Да се определи стойността на съпротивлението R_B .

Решение

Най-напред от формула (3.61) се определя стойността на I_{Csat} :

$$I_{Csat} \approx \frac{E_{CC}}{R_C} = \frac{5\text{V}}{100\Omega} = 50\text{mA}.$$

След това, посредством (3.62), се определя I_{Bsat} :

$$I_{Bsat} = \frac{I_{Csat}}{\beta} = \frac{50\text{mA}}{200} = 250\mu\text{A}.$$

Съгласно (3.63) се избира $I_B > I_{Bsat}$:

$$I_B = NI_{Bsat} = 2I_{Bsat} = 2 \cdot 250\mu\text{A} = 0,5\text{mA}.$$

Стойността на R_B се определя чрез преобразуване на (3.58):

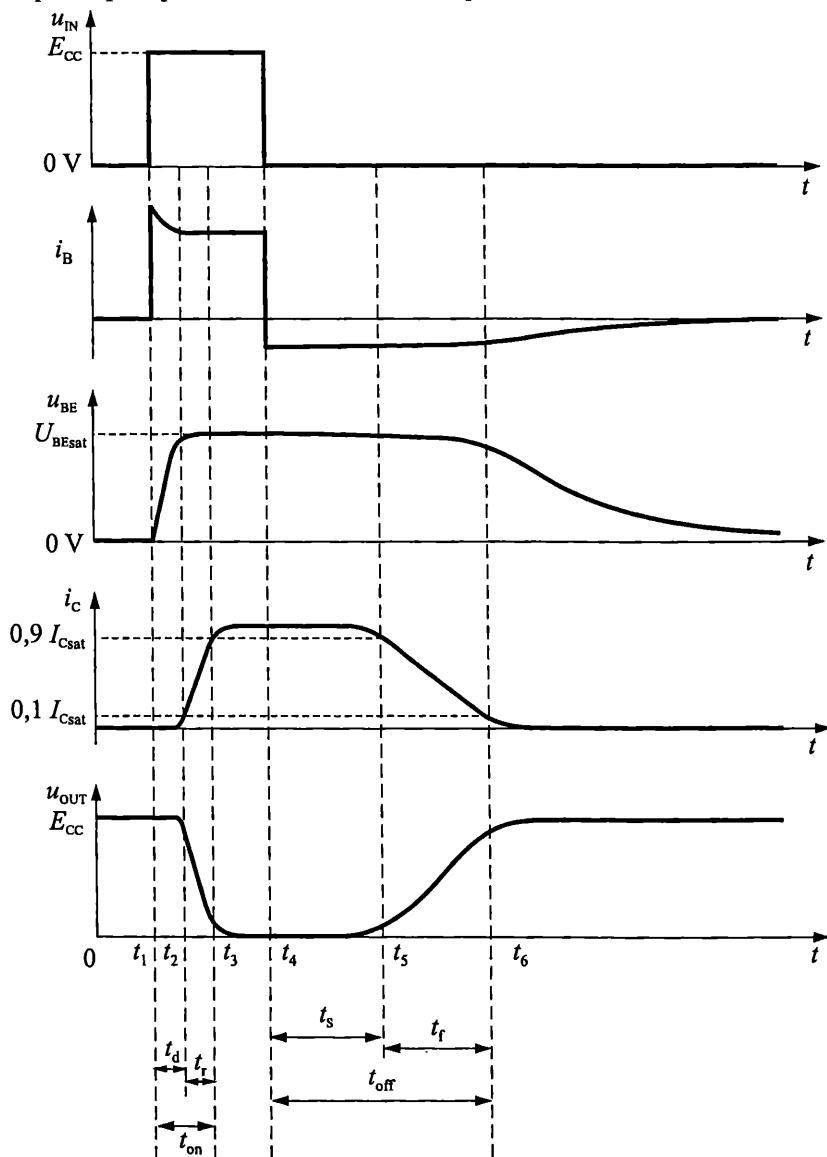
$$R_B \leq \frac{U_{IN \max} - U_{BEsat}}{I_B} \approx \frac{5\text{V} - 0,8\text{V}}{0,5\text{mA}} = 8,4\text{k}\Omega.$$

Следователно транзисторът ще се насища при подаване на входно напрежение 5 V , ако съпротивлението в базата R_B е по-малко от $8,4 \text{ k}\Omega$.

Понеже минималната стойност на входното напрежение $U_{IN \min} = 0 \text{ V}$, то при подаването му на входа, транзисторът винаги ще се запушва.

3.7.2. Преходни процеси при превключване на транзистора – импулсни параметри

Описаното по-горе поведение на транзистора се отнася за бавни изменения на управляващите входни сигнали. При високи честоти на входния импулсен сигнал се проявява влиянието на паразитните капацитети на транзистора (вж. т. 3.5), които предизвикват забавяне на процесите на превключване на изхода. За сравнителна оценка на свойствата и характеристиките на превключване на различните видове транзистори се използват техните импулсни параметри: време на включване t_{on} и време на изключване t_{off} .



Фиг. 3.75. Преходни процеси при превключване на транзисторен ключ с ОЕ

На фиг. 3.75 са показани времедиаграмите на преходните процеси при превключване на транзистора.

В началото, когато входният сигнал е $u_{IN} = 0 \text{ V}$, напрежението $u_{BE} = 0 \text{ V}$ и транзисторът е запушен. Токът през базата $i_B \approx 0 \text{ }\mu\text{A}$, колекторният ток $i_C \approx 0 \text{ }\mu\text{A}$, а напрежението $u_{CE} \approx E_{CC}$.

Ако в момента t_1 амплитудата на входния сигнал се повиши до $u_{IN} = E_{CC}$, токът i_B нараства скокообразно и започва да зарежда капацитета на емитерния преход. Това води до постепенното нарастване на напрежението в базата u_{BE} и съответно до намаляването на тока i_B . В момента t_2 , входният капацитет е зареден до стойност, близка до U_{BEsat} и транзисторът е отпушен. Колекторният ток е достигнал 10 % от максимално възможната си стойност I_{Csat} . Интервалът от време, в който се извършват описаните процеси се нарича *време на задържане на нарастването* или *време на закъснение при включване*. Най-често се бележи с t_d .

Следващият етап от преходния процес при включване е свързан с нарастването на колекторният ток от $0,1 I_{Csat}$ до $0,9 I_{Csat}$. В този интервал от време (t_2-t_3) транзисторът работи в активната област от характеристиките. От емитера в базата и оттам в колектора постъпват електрони, които създават колекторния ток. Плавното нарастване на колекторният ток в този участък се дължи на инертността и нееднаквата подвижност на електроните при преминаването им през базата и колекторния преход, както и на времето за презареждане на колекторния капацитет на транзистора. Счита се, че процесът е завършил когато колекторният ток достигне 90 % от максималната си установена стойност в режим на насищане (момента t_3). Интервалът от време между моментите t_2 и t_3 се нарича *време на нарастване* и се бележи с t_r . Сумата от времената t_d и t_r определя *времето на включване* на транзистора:

$$(3.66) \quad t_{on} = t_d + t_r.$$

След момента t_3 транзисторът е наситен и колекторният му преход се оказва включен в права посока. Токовете и напреженията остават постоянни. Стойността на колекторният ток се определя от параметрите на външната верига – вж. (3.62). Това означава, че при съществуващите стойности на колекторният резистор R_C и захранващото напрежение E_{CC} , само част от постъпващите от емитера електрони преминават в колектора. Остатъкът се натрупва в областта на базата. Количеството натрупани заряди зависи от големината на тока през базата I_B , от колекторния ток на насищане I_{Csat} , от продължителността на входния импулс и от конструкцията и технологията на транзистора.

В момента t_4 входният сигнал се връща в изходно състояние ($u_{IN} = 0 \text{ V}$), но поради високата концентрация на електроните, натрупани в базата по време на насищането на транзистора, колекторният ток продължава да тече. Протича и базов ток, чиято посока е обратна на обичайната. Това продължава до изчезването (разсейването) на зарядите в базата. До момента t_5 тяхното количество е достатъчно за да поддържа стойността на колекторният ток над $0,9 I_{Csat}$. След това колекторният ток започва да спада и в момента t_6 достига до стойност $0,1 I_{Csat}$, където се приема, че транзисторът се запушва. Заедно с това изходното напрежение u_{CE} нараства приблизително до $0,9 E_{CC}$. Времето от момента t_4 (в който

спада входният импулс), до момента t_5 (в който $i_C = 0,9 I_{Csat}$) се нарича *време на задържане на спадането* или *време на закъснение при изключване*. Бележи се с t_s . Интервалът между моментите t_5 и t_6 , в който колекторният ток спада от 90 % до 10 % от стойността си на насищане, се нарича *време на спадане* t_f . Сумата от времената t_s и t_f определя *времето на изключване*:

$$(3.67) \quad t_{off} = t_s + t_f .$$

Обикновено времето на изключване t_{off} е много по-голямо от времето на включване t_{on} .

Времената t_d , t_r , t_s и t_f се дават в каталозите на транзисторите. Например, параметрите превключване на транзистора 2N2222A, измерени по схемата от фиг. 3.70 при $E_{CC} = 30 \text{ V}$, $U_{IN \max} = 9,9 \text{ V}$, $U_{IN \min} = -0,5 \text{ V}$, $R_C = 200 \ \Omega$ и $R_B = 619 \ \Omega$ са: $t_d = 10 \text{ ns}$; $t_r = 25 \text{ ns}$; $t_s = 225 \text{ ns}$, $t_f = 60 \text{ ns}$. От тук можем да получим, че $t_{on} = t_d + t_r = 35 \text{ ns}$, а $t_{off} = t_s + t_f = 285 \text{ ns}$. Много често тези параметри се представят и графично – като функция на колекторния ток на насищане.

Съвременните бързо превключващи транзистори имат времена на включване 2÷5 ns и времена на изключване 5÷10 ns.

Свойствата на транзисторите като електронен ключ са свързани с техните честотни характеристики – транзисторите с по-високи гранични честоти имат по-малки времена на превключване и обратно.



Задача

3.10. Начертайте еквивалентните схеми в областите на насищане и отсечка на *pnp* транзистор.



Задача

3.11. Определете минималната стойност на входното напрежение u_{IN} , при което ключът от фиг. 3.70 се насища, ако $R_B = 20 \text{ k}\Omega$, $R_C = 1 \text{ k}\Omega$, $\beta = 100$, $E_{CC} = 9 \text{ V}$ и степента на насищане е $N = 2$.



Задача

3.12. Начертайте примерните времедиаграми на превключване на ключ с ОЕ (фиг. 3.70) при $E_{CC} = 30 \text{ V}$, $U_{IN \max} = 9,9 \text{ V}$, $U_{IN \min} = -0,5 \text{ V}$, $R_C = 200 \ \Omega$ и $R_B = 600 \ \Omega$, ако времената на превключване са: $t_d = 10 \text{ ns}$; $t_r = 25 \text{ ns}$; $t_s = 225 \text{ ns}$, $t_f = 60 \text{ ns}$.

3.8. Максимално допустими параметри и област на безопасна работа при транзисторите

Максимално допустимите параметри определят границите на използване на транзисторите по отношение на:

- *стойностите на обратните напрежения между изводите им;*

- големината на протичащите токове;
- разсейваната мощност;
- температурата на прехода.

Конкретните им стойности зависят от технологията и конструкцията на съответния транзистор и се дават в каталозите. За да се гарантира надеждното функциониране на схемите, режимите на работа на елементите им трябва да бъдат по-малки от стойностите на максимално допустимите им параметри.

3.8.1. Максимално допустими напрежения

Максимално допустимите напрежения в транзисторите се дефинират във връзка с опасността за възникване на пробив в обратно свързаните *pn* преходи. В каталозите се дават:

- напрежението колектор-база при отворен емитер – $U_{(BR)CBO}$;
- напрежението колектор-емитер при отворена база – $U_{(BR)CEO}$;
- напрежението емитер-база при отворен колектор – $U_{(BR)EBO}$.

Транзисторите с по-малък обратен ток имат по-високи пробивни напрежения. Стойностите на тези напрежения се намират в следното съотношение:

$$U_{(BR)CBO} > U_{(BR)CEO} > U_{(BR)EBO}.$$

Например, за транзистора BC413B стойностите на напреженията са: $U_{(BR)CBO} = 45 \text{ V}$; $U_{(BR)CEO} = 30 \text{ V}$; $U_{(BR)EBO} = 5 \text{ V}$.

Типичните стойности на $U_{(BR)EBO}$ за силициевите транзистори са 5+6 V.

При някои транзистори пробив между колектора и емитера може да настъпи и преди достигане на напрежението $U_{(BR)CEO}$. Това се наблюдава при транзисторите, които са конструирани с много тънка база (за да се получи по-голяма стойност на β). Понеже увеличаването на напрежението между колектора и емитера води до разширяване на колекторния преход (ефект на Ерли – т. 3.1.8), при напрежение $U_{(BR)p} < U_{(BR)CEO}$, широчината на базата може да стане равна на нула. Тогава колекторният и емитерният преход се сливат, токът рязко нараства и настъпва пробив. Напрежението $U_{(BR)p}$ се нарича напрежение на залепване. Друг случай, при който пробивът може да настъпи преди достигане напрежението $U_{(BR)CEO}$, се наблюдава при мощните транзистори. Те работят при големи токове, които, в идеалния случай, трябва да се разпределят равномерно по площта на *pn* преходите. На практика, поради съществуващите дефекти в кристалната решетка, токовете се локализируют в определени точки от преходите и ги загряват до настъпване на пробив. Тези пробиви се наричат вторични.

В зависимост от стойността на максимално допустимите напрежения на колектора транзисторите се делят на нисковолтови (под 100 V) и високоволтови (до 1000÷2000 V).

3.8.2. Максимално допустима разсейвана мощност

Максимално допустимата разсейвана мощност P_{\max} се дефинира като:

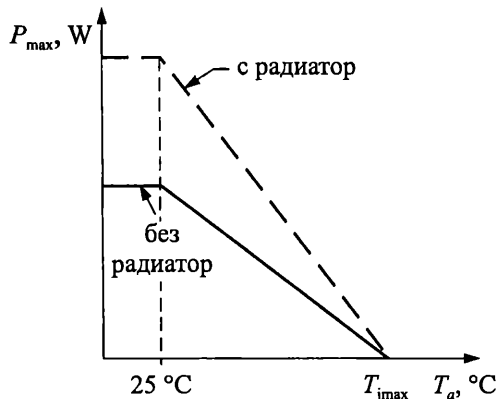
(3.68)

$$P_{\max} = \frac{T_{j\max} - T_a}{R_{th}},$$

където $T_{j\max}$ е максимално допустимата температура на колекторния преход, T_a е температурата на околната среда, а R_{th} е топлинното съпротивление между прехода и околната среда.

Максимално допустимата температура на колекторния преход $T_{j\max}$ е около $120 \div 150$ °C за силициевите транзистори и $80 \div 90$ °C за германиевите. Топлинното съпротивление между прехода и околната среда R_{th} зависи основно от конструкцията на транзистора (напр. вида и размерите на полупроводниковия кристал, начина на свързване на изводите на транзистора към кристала, вида и размерите на корпуса) и липсата или наличието на радиатор. В зависимост от тези фактори R_{th} може да варира между $0,5$ °C/W и 500 °C/W.

Примерната зависимост на допустимата разсейвана мощност на транзистора P_{\max} от температурата на околната среда T_a , в случай с и без радиатор, е показана на фиг. 3.76. В обхвата от 25 °C до $T_{j\max}$ графиката представлява права линия, чиито наклон се определя от стойността на топлинното съпротивление R_{th} . Понеже се счита, че едно устройство винаги ще работи при стайна температура (дори и само в процеса на настройка), мощността под 25 °C е приета за неизменна.



Фиг. 3.76. Зависимост на максимално допустимата разсейвана мощност за транзистор с и без радиатор от температурата на околната среда

За да не настъпи топлинен пробив е необходимо електрическата мощност, отделяна върху транзистора, да бъде по-малка от максимално допустимата разсейвана мощност.

(3.69)

$$U_{CE} I_C < P_{\max},$$

където U_{CE} и I_C са напрежението и тока в работната точка на транзистора, а P_{\max} трябва да се определи при максимална температура на експлоатация на апаратурата.

В зависимост от максимално допустимата разсейвана мощност транзисторите се делят на маломощни (P_{\max} до $0,3$ W), средномощни (P_{\max} между $0,3$ и

1,5 W) и мощни (P_{\max} над 1,5 W). В практиката се използват мощни транзистори с P_{\max} от порядъка на (400–500) W.

Пример

3.10. Определяне на максималната стойност на колекторния ток в работната точка

Топлинното съпротивление на средномощен биполярен транзистор е $R_{th} = 250 \text{ }^\circ\text{C/W}$, а максимално допустимата разсейвана мощност P_{\max} , при температура на околната среда $T_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}$, е 500 mW.

Определете максималната стойност на колекторния ток, при температура на околната среда $T_a = 50 \text{ }^\circ\text{C}$ и стойност на напрежението $U_{CE} = 5 \text{ V}$.

Решение

Най-напред определяме стойността на максимално допустимата разсейвана мощност P_{\max} , при температура на околната среда $T_a = 50 \text{ }^\circ\text{C}$.

За целта, с помощта на уравнение (3.68), определяме максимално допустимата температура на колекторния преход

$$\begin{aligned} T_{j\max} &= P_{\max}(25 \text{ }^\circ\text{C}) \cdot R_{th} + T_a = 0,5 \text{ W} \cdot 250 \text{ }^\circ\text{C/W} + 25 \text{ }^\circ\text{C} = \\ &= 125 \text{ }^\circ\text{C} + 25 \text{ }^\circ\text{C} = 150 \text{ }^\circ\text{C}. \end{aligned}$$

След това, със същото уравнение, определяме максимално допустимата разсейвана мощност P_{\max} , при температура на околната среда $T_a = 50 \text{ }^\circ\text{C}$.

$$P_{\max}(50 \text{ }^\circ\text{C}) = \frac{T_{j\max} - T_a}{R_{th}} = \frac{150 \text{ }^\circ\text{C} - 50 \text{ }^\circ\text{C}}{250 \text{ }^\circ\text{C/W}} = \frac{100 \text{ }^\circ\text{C}}{250 \text{ }^\circ\text{C/W}} = 0,4 \text{ W}.$$

Накрая, с помощта на (3.69), получаваме:

$$I_C < \frac{P_{\max}}{U_{CE}} = \frac{0,4 \text{ W}}{5 \text{ V}} = 80 \text{ mA},$$

т. е. максималният колекторен ток, при температура на околната среда $T_a = 50 \text{ }^\circ\text{C}$ и стойност на напрежението $U_{CE} = 5 \text{ V}$, е $I_C = 80 \text{ mA}$.

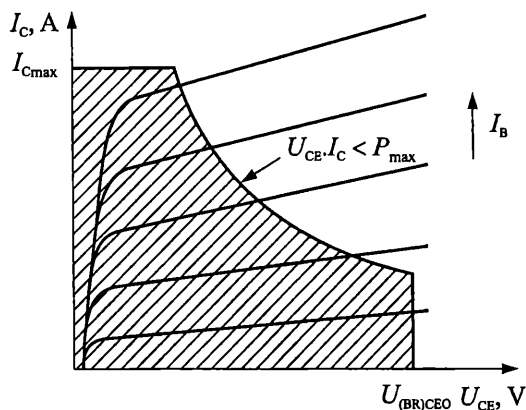
3.8.3. Максимално допустими токове

В каталозите се дават данни за максимално допустимите стойности на колекторния $I_{C \max}$ и базовия $I_{B \max}$ ток. В практиката те се определят експериментално от производителя във връзка с конструкцията на транзистора, чистотата и количеството дефекти в кристалната решетка на използвания материал. Напр. за средно мощния силициев транзистор BC413B $I_{C \max} = 100 \text{ mA}$ и $I_{B \max} = 20 \text{ mA}$. Съществуват мощни транзистори, които работят с колекторни токове над 500 A.

3.8.4. Област на безопасна работа при транзисторите

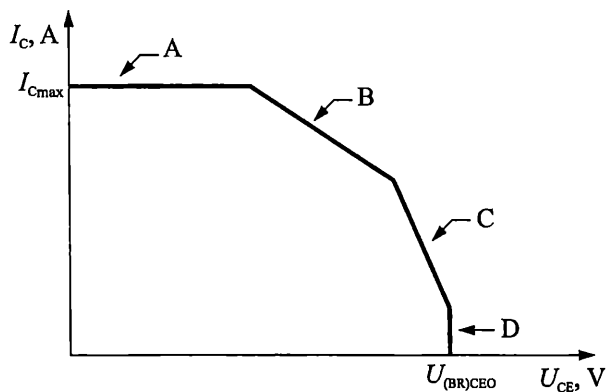
Максимално допустимите токове, напрежения и мощност при транзисторите определят областта на безопасната им работа. Тя е показана върху изходните характеристики на транзистора на фиг. 3.77. Условието за баланс на

мощностите се представено с хиперболата на максимално допустимата мощност $U_{CE} I_C < P_{max}$. Стойностите на колекторният ток се ограничават от изискването $I_C \leq I_{Cmax}$, а на напрежението колектор-емитер – от $U_{CE} \leq U_{(BR)CEO}$.



Фиг. 3.77. Представяне на областта на безопасна работа на транзистора върху изходните му характеристики

В каталозите областта на безопасна работа се дава на графики, чиито оси са в двоен логаритмичен мащаб (фиг. 3.78). В този случай, линия А представя ограничението по ток, линия В – по мощност, линия С представя условието за възникване на вторични пробиви, дължащи се на дефекти в кристалната решетка и линия D представя ограничението по напрежение.



Фиг. 3.78. Представяне на областта на безопасна работа на транзистора на графика с двоен логаритмичен мащаб

4.1. Определение и основно предназначение

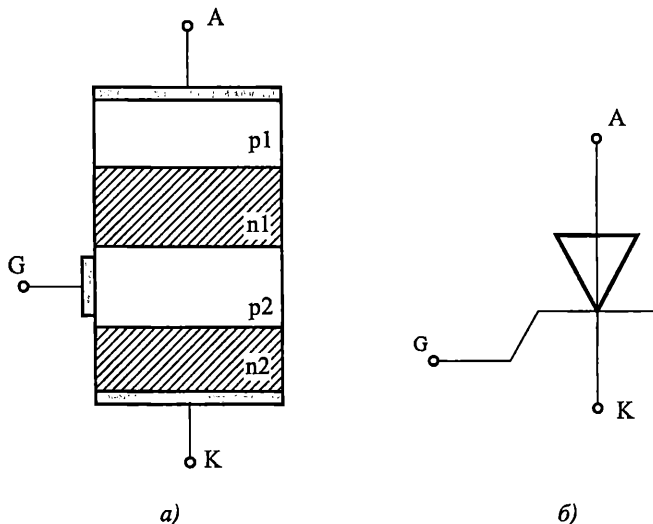
Тиристорът е полупроводников елемент, състоящ се от три или повече pn прехода. Основното му приложение е като комутатор на ток, напрежение и мощност.

Тиристорът има две устойчиви състояния: *включено (отпушен тиристор)* и *изключено (запушен тиристор)*. Във включено състояние тиристорът се характеризира с много малко съпротивление и се представя опростено като затворен ключ. В изключено състояние тиристорът се характеризира с много голямо съпротивление и се представя опростено като отворен ключ.

4.2. Примерна конструкция и условно графично означение

На фиг. 4.1а е показана примерната конструкция на тиристор. Тя представлява четирислойна структура ($p_1n_1p_2n_2$), съдържаща три pn прехода.

На фиг. 4.1б е показано условното графично означение на тиристор. Той има три извода – А (Anode, Анод), К (Cathode, Катод) и G (Gate, Управляващ електрод).

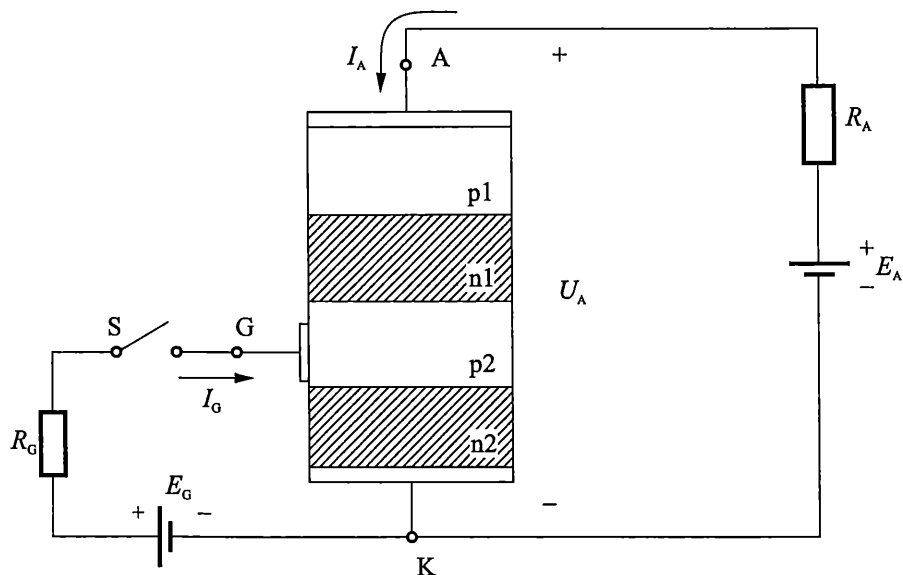


Фиг. 4.1. Примерна конструкция (а) и условно графично означение (б) на тиристор

4.3. Свързване и принцип на действие на тиристор

На фиг. 4.2 е показано правото включване на тиристор в схема за управление на тока I_A през товара R_A . За целта, положителният полюс на захранващия източник E_A се включва към анода, а отрицателният полюс – към катода. Към уп-

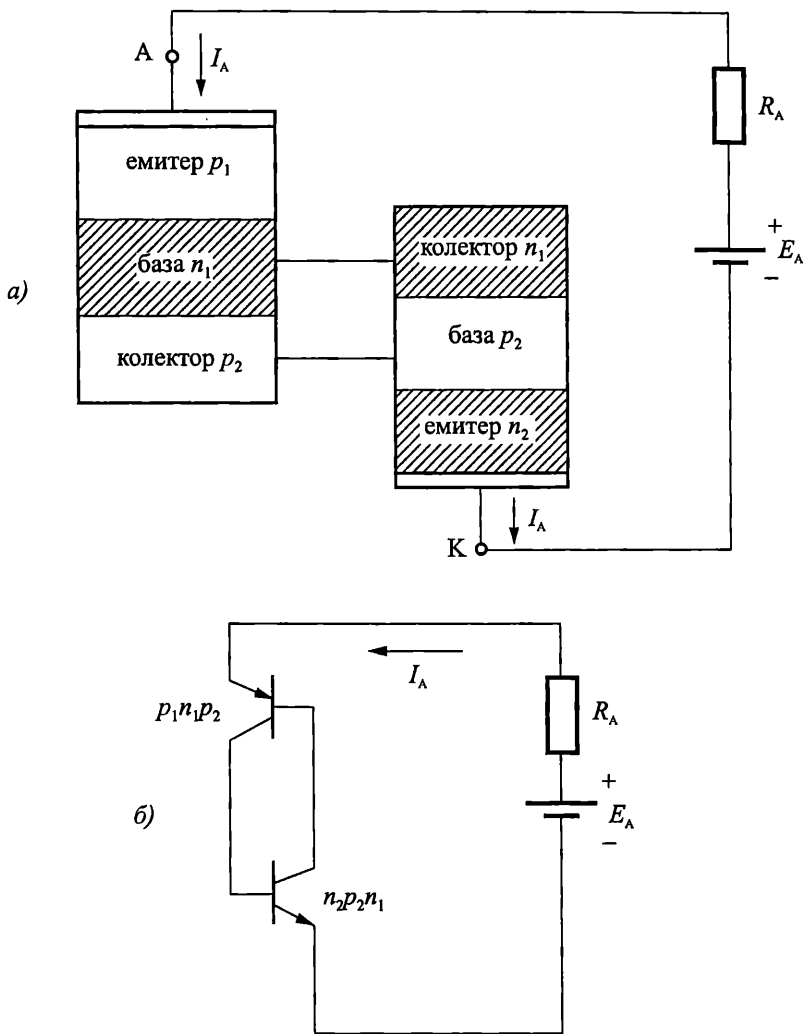
равляващия електрод на тиристора се подава ток I_G , който може да има различни стойности, в зависимост от големината на резистора R_G и състоянието на ключа S .



Фиг. 4.2. Свързване на тиристор в схема за управление на тока I_A през товара R_A

Нека най-напред разгледаме случая, при който ключът S е отворен. Тогава управляващият ток $I_G = 0$ и тиристорът работи като двуелектроден ключов елемент – динистор. Примерната еквивалентна структура, за този случай, е показана на фиг. 4.3. В нея, разглежданата четирислойна структура е представена като два транзистора – $p_1n_1p_2$ и $n_2p_2n_1$. Преходите p_1n_1 и n_2p_2 са включени в права посока и изпълняват ролята на емитерни преходи. Съответно двете крайни области (p_1 и n_2) се наричат емитери, а двете средни области (n_1 и p_2) – бази. Преходът n_1p_2 е включен в обратна посока и изпълнява ролята на колекторен преход и за двата транзистора. Следователно, двете средни области (n_1 и p_2) са едновременно база за единия и колектор за другия транзистор.

Волт-амперната характеристика при право включване на динистора е показана на фиг. 4.4. При стойност на анодното напрежение U_A равно на нула, токът през динистора също е нула. При нарастване на захранващото напрежение, през право поляризирания емитерен преход на транзистора $p_1n_1p_2$ се инжектират дупки, част от които, чрез дифузия, достигат колекторния преход и преминават в областта p_2 . Аналогично, през емитерния преход на транзистора $n_2p_2n_1$ се инжектират електрони, част от които преминават в областта n_1 . При стойности на анодното напрежение U_A значително по-малки от U_{BO} , количествата на преминалите електрони (в n_1) и дупки (в p_2) са минимални и те успяват да рекомбинират. В резултат, преходът n_1p_2 остава включен в обратна посока и неговото съпротивление е много голямо. Това определя минимален ток I_A през веригата. Динисторът е запушен (участък 1 от волт-амперната характеристика) и напрежението върху него е приблизително равно на захранващото.



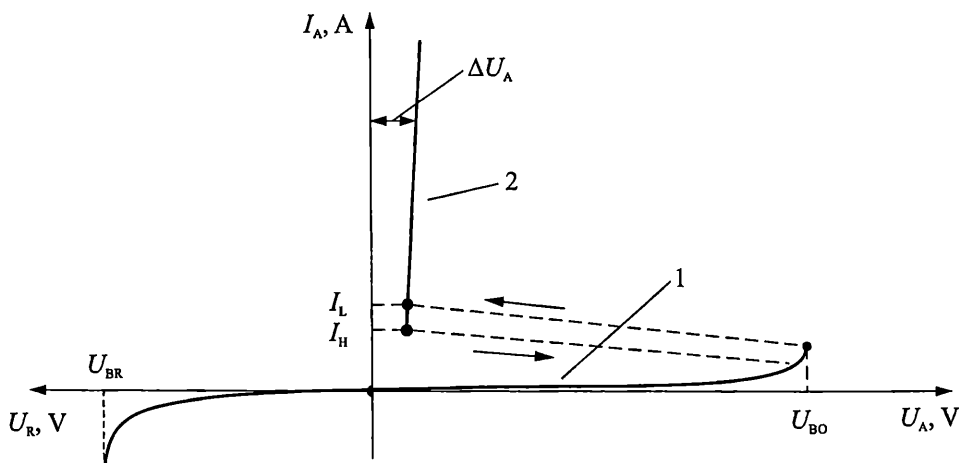
Фиг. 4.3. Представяне на диностора като комбинация от два транзистора

Повишаването на захранващото напрежение до стойности близки до U_{BO} , предизвиква нарастване на напрежението на колекторния преход на транзисторите. Съгласно ефекта на Ерли, това води до увеличение на коефициентите на предаване на електроните и дупките на двата транзистора. В резултат, количеството на натрупваните електрони в областта n_1 и дупки в областта p_2 нараства. Появяват се допълнителен отрицателен заряд в базата n_1 предизвиква увеличение на инжектираните дупки от емитера p_1 и следователно до допълнително нарастване на положителния заряд в областта p_2 . Нарастващият положителен заряд в базата p_2 предизвиква нарастване на инжекцията на електрони от n_2 , което води до още по-голямо увеличение на отрицателния заряд в областта n_1 . При стойност на анодното напрежение равна на U_{BO} , настъпва процес на лавинообразно нарастване на зарядите в двете бази, което не може да се компенсира с рекомби-

нация на токоносителите в тях. Това предизвиква появата на вътрешно електрическо поле, чиято посока е обратна на полето на външния захранващ източник. Когато вътрешното електрическо поле нарасне дотолкова, че да компенсира влиянието на външния източник, колекторният преход преминава от обратно в право включване и динисторът се отпушва. Падът върху него рязко намалява до остатъчното анодно напрежение ΔU_A , чиято стойност е близка до напрежението на отпушения pn преход (участък 2 от волт-амперната характеристика). Токът през веригата става максимален и на практика се определя от стойността на товара R_A и от напрежението на външния захранващ източник E_A :

$$(4.1) \quad I_A = \frac{E_A - \Delta U_A}{R_A} \approx \frac{E_A - 0,7 \text{ V}}{R_A} \approx \frac{E_A}{R_A}.$$

Следователно, при право включване, динисторът може да се намира в две възможни състояния – включено (отпушено) и изключено (запушено). Запушеното състояние отговаря на участък 1 от волт-амперната характеристика на фиг. 4.4, който се характеризира с много голямо съпротивление между анода и катода. В този участък токът I_A е приблизително нула, а напрежението анод-катод U_A е приблизително равно на захранващото напрежение E_A . Отпушеното състояние отговаря на участък 2 от волт-амперната характеристика на фиг. 4.4, който се характеризира с много ниска стойност на съпротивлението между анода и катода. В този участък токът I_A се определя главно от големината на товара и захранващото напрежение, а влиянието на остатъчното напрежение ΔU_A е минимално. Отпушеният динистор запазва състоянието си докато токът през него е по-голям от стойността на тока на удържане I_H . Между двата участъка на характеристиката се намира преходен участък (начертан с прекъснати линии), съответстващ на неустойчивото състояние на динистора при преминаване от едното стабилно състояние в другото.

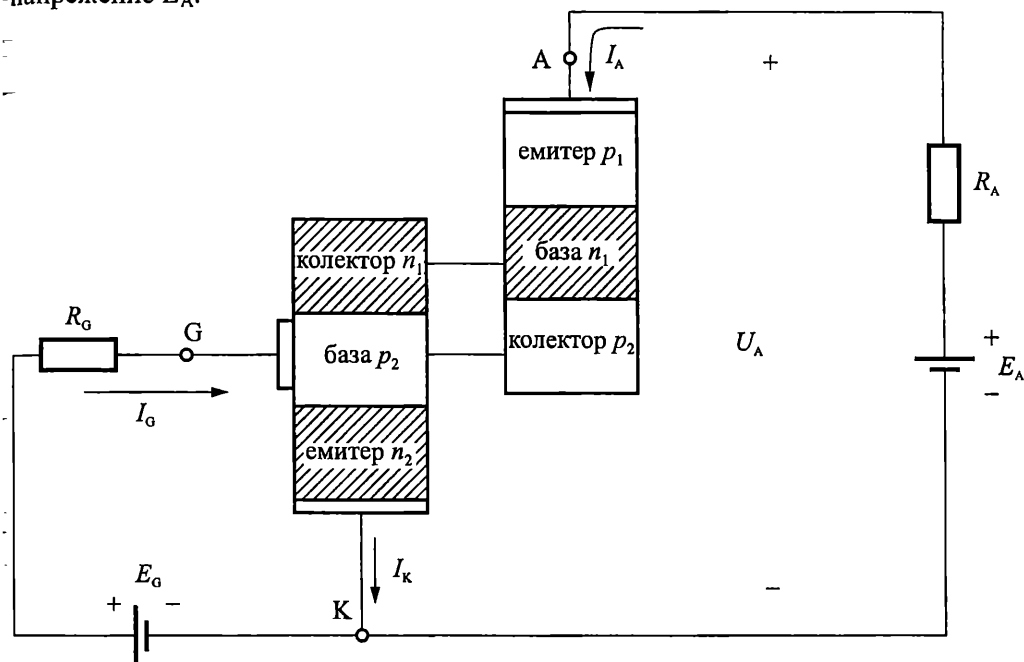


Фиг. 4.4. Волт-амперна характеристика на динистор

При обръщане на полярността на захранващото напрежение E_A , преходите p_1n_1 и n_2p_2 се явяват включени в обратна посока и характеристиката на динистора

наподобява характеристиката на обратно свързан полупроводников диод. Следователно динисторът има еднопосочна проводимост – пропуска само при право включване на анодното напрежение.

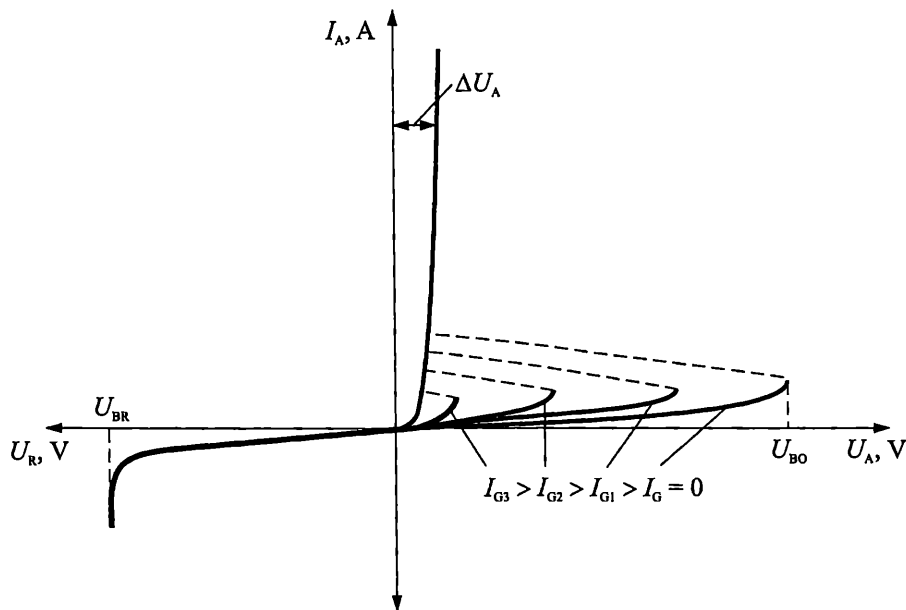
На фиг. 4.5 е показана еквивалентната структура на тиристорната верига от фиг. 4.2 при затваряне на ключа S . В случая механизмът на включване на тиристора е аналогичен на описания по-горе механизъм на включване на динистора. Управляващият електрод G на тиристора е свързан към източника E_G , което позволява количеството на дупките в базата p_2 да се повиши допълнително, чрез подаване на управляващ ток I_G през веригата E_G-R_G-G-K . По този начин, възникването на положителната обратна връзка (лавинобразния процес) се облекчава и включването се осъществява при по-ниски стойности на захранващото напрежение E_A .



Фиг. 4.5. Представяне на тиристора като комбинация от два транзистора

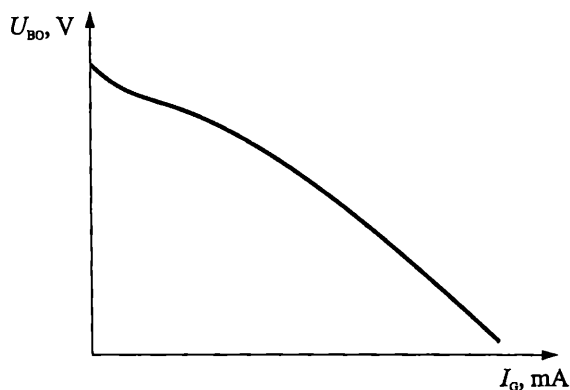
4.4. Характеристики и параметри на тиристорите

На фиг. 4.6 е представено семейството *изходни характеристики* на тиристора $I_A = f(U_A)$ при $I_G = const$. При право включване на тиристора, увеличаването на тока на управляващия електрод води до намаляване на анодното напрежение, при което се осъществява преминаването от запушено в отпуснено състояние. При достатъчно голям управляващ ток, тиристорът се включва при минимални стойности на анодното напрежение, близки до остатъчното напрежение ΔU_A . При обратно включване, характеристиката на тиристора наподобява характеристиката на обратно свързан полупроводников диод. Следователно тиристорът (също като динистора) се характеризира с еднопосочна проводимост.



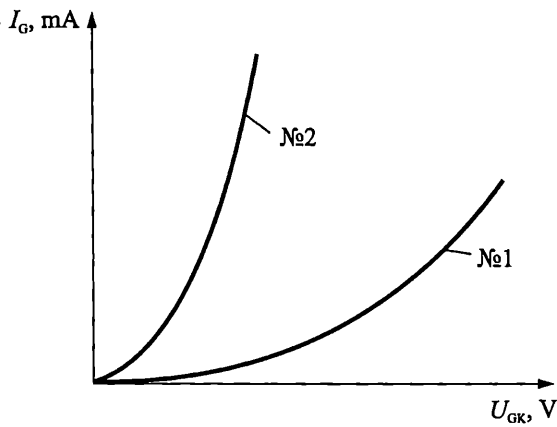
Фиг. 4.6. Изходна характеристика на тиристор

На фиг. 4.7 е показана *пусковата характеристика* на тиристора $U_{BO} = f(I_G)$. Тя представя зависимостта на напрежението на включване U_{BO} от тока на управляващия електрод I_G .



Фиг. 4.7. Пускова характеристика на тиристор

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. 4.8 са показани входните характеристики на два тиристора от един и същи тип. Те се характеризират с много голям толеранс, поради което един и същи ток се получава при значително различаващи се 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.



Фиг. 4.8. Входна характеристика на тиристор

Характерно за тиристора е, че след включването му, стойността на управляващия ток може да стане равна на нула, без да има опасност от изключването му. Следователно, включването на тиристора може да се управлява и чрез еднократно подаване на токов импулс I_G с определена амплитуда и продължителност.

Веднъж включен, тиристорът може да се изключи единствено чрез намаляване на анодния ток под стойността на тока на удържане I_H .

Основни статични параметри на тиристора

Напрежението на включване U_{BO} е анодното напрежение, при което тиристорът преминава от изключено във включено състояние. Определя се при стойност на управляващия ток $I_G = 0$ (отворена верига на управляващия електрод).

Управляващият ток на включване I_{GT} е най-малкият постоянен ток през управляващия електрод, който гарантира включването на тиристора при зададени анодно напрежение $U_A \leq U_{BO}$ и товар R_A .

Удържаният ток I_H е най-малкият аноден ток, достатъчен за поддържане на тиристора в отпушено състояние.

Токът на включване I_L е анодния ток, на отпушения тиристор, непосредствено след превключването му под въздействие на токов импулс.

Средният аноден ток в отпушено състояние I_{TAV} показва какъв среден или постоянен ток може да протича през тиристора.

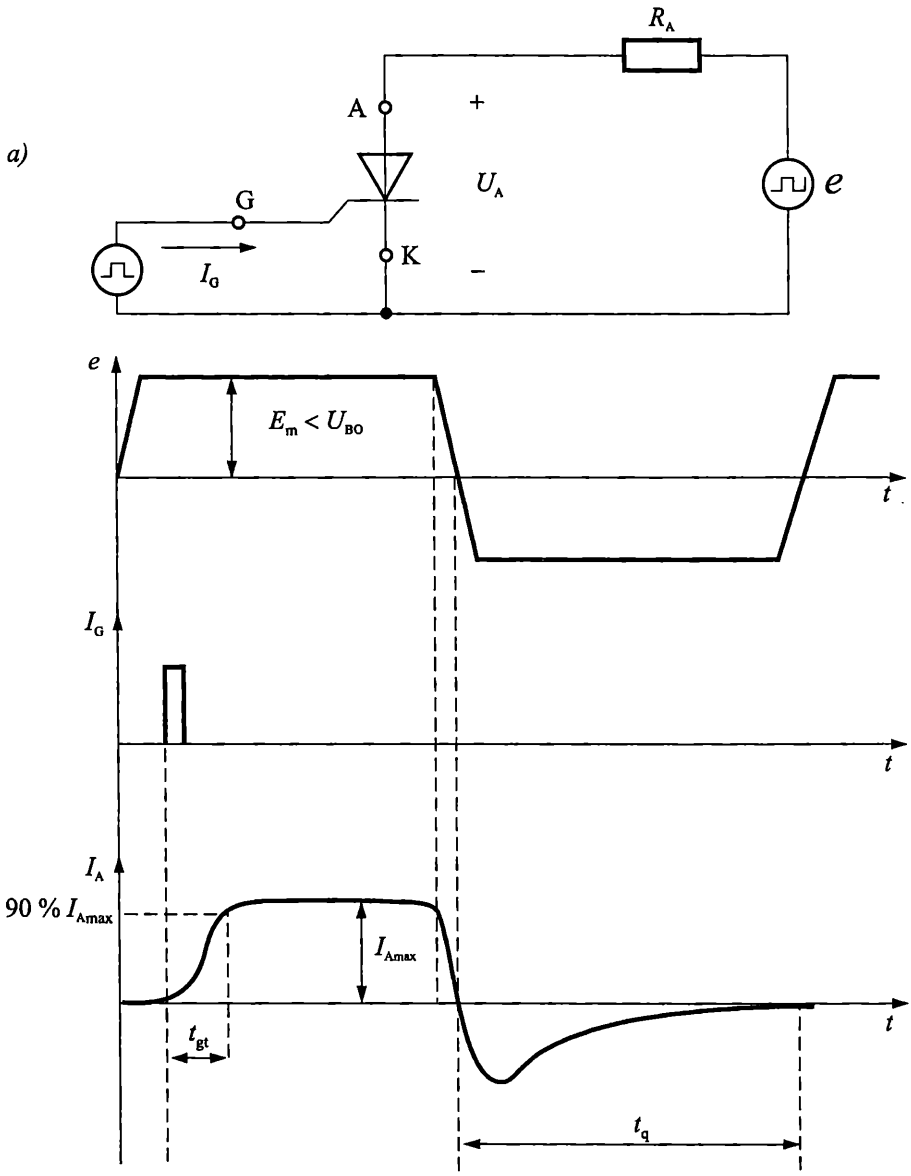
Остатъчното напрежение ΔU_A характеризира пада на напрежение върху отпушения тиристор. Ориентируващата му стойност е равна на пада на напрежение върху отпушения pn преход.

Пробивното напрежение U_{BR} определя стойността на обратното напрежение, при което в тиристора настъпва пробив.

Основни динамични параметри на тиристора

Към основните динамични параметри на тиристора се отнасят времената на включване и изключване. Те са онагледени на фиг. 4.9. Фиг. 4.9а представя

примерната схема на свързване на тиристора, а фиг. 4.9б – времедиagramите на превключване от запушено в отпуснено състояние и обратно.



Фиг. 4.9. Схема за тестване (а) и времедиagramи (б) на процесите на включване и изключване на тиристор

Времето на включване t_{gt} е интервала между момента на подаване на отпусващ сигнал на управляващия електрод и момента, при който анодния ток достига 90 % от установената си стойност. Това време се определя от скоростта на процесите на натрупване на токоносителите в двете бази на тиристора. Зависи

от конструкцията на тиристора, от големината на анодния ток, от параметрите на отпушващия импулс. Например при стойности на анодния ток стотици амπεри, времето на включване, при различните тиристорни варианти, варира между 20 μs и 50 μs . При стойности на анодния ток от порядъка на няколко десетки амπεра, времената на включване спадат под 10+15 μs .

Времето на изключване t_q е интервалът между момента, в който анодният ток е спаднал до нула и момента, в който тиристорът възстановява безкрайното съпротивление на колекторния си преход (т.е. момента, в който натрупаните в двете бази токоносители рекомбинират). Времената на изключване са значително по-големи от времената на включване на тиристора. Типичните стойности на t_q при анодни токове над 100 А са между 100 μs и 500 μs . При по-малки стойности на анодния ток, времената на изключване са под 50 μs .

Критичната скорост на нарастване на анодното напрежение du_A/dt характеризира максимално допустимата скорост на нарастване на анодното напрежение, при която тиристорът остава запушен. При стойности на du_A/dt над критичната, тиристорът се самовключва, независимо от това, че липсва управляващ импулс и че анодното напрежение е по-малко от U_{BO} .

Критичната скорост на нарастване на анодния ток di_A/dt характеризира максимално допустимата скорост на нарастване на анодния ток при включване на тиристора в права посока. При стойности на di_A/dt над критичната, скоростта на нарастване на анодния ток е по-голяма от скоростта на отпушване на тиристора. В резултат, токът се концентрира в малък участък от сечението на тиристора, прегрява го и тиристорът се поврежда.

4.5. Начини за включване и изключване на тиристорите

Тиристорите се включват главно по два начина:

- чрез повишаване на анодното напрежение над напрежението на включване U_{BO} ;
- чрез подаване на отпушващ импулс във веригата на управляващия електрод G.

Възможно е тиристорите да се включат и чрез облъчване на управляващия електрод, при което в него се активират процесите на генериране на свободни токоносители. При достатъчно голяма стойност на лъчението, възниква лавинообразен процес и тиристорът се отпушва. Описаните процеси се наблюдават при фототиристорите.

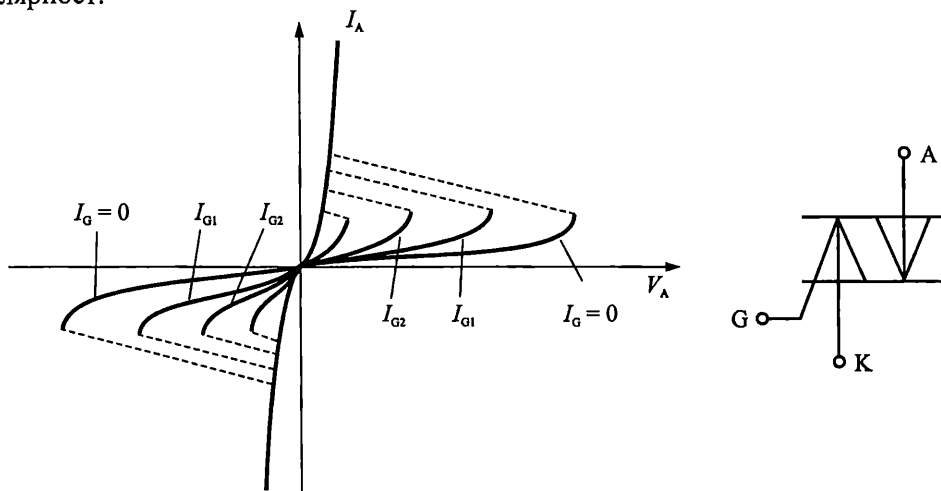
Температурата влияе силно на процесите на включване на тиристорите. Увеличението на температурата предизвиква нарастване на концентрацията на свободни токоносители в отделните области на тиристорите, което може да доведе до нежеланото им отпушване. От друга страна, при голямо намаляване на температурата, тиристорът може да не успее да се включи при желаната стойност на управляващия ток. Ето защо, при практическото проектиране на схеми, параметрите на управляващите импулси трябва да се избера така, че да компенсират толерансите във входните характеристики на тиристорите и да гарантират надеждното им включване в целия работен температурен обхват.

Тиристорите се запущат чрез намаляване на анодния ток под стойността на тока на удържане I_H . Най-често това се постига чрез моментно нулиране, чрез изменение на полярността или чрез прекъсване на веригата на анодното напрежение U_A .

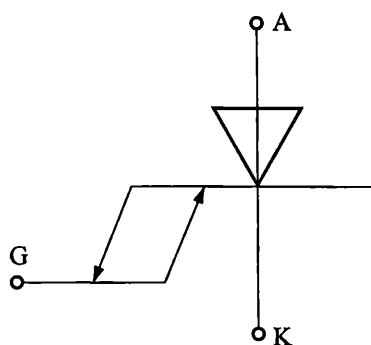
4.6. Видове тиристори

Чрез промяна на конструкцията от фиг. 4.1 могат да се получат различни по функция тиристори.

Симетричният тиристор осигурява възможност за двупосочно провеждане на електрическия ток (фиг. 4.10). За целта се използва петслойна конструкция, изграждаща два тиристора – докато единият е включен, другият е изключен и обратно. Включването и в двете посоки се управлява от импулси с една и съща полярност.



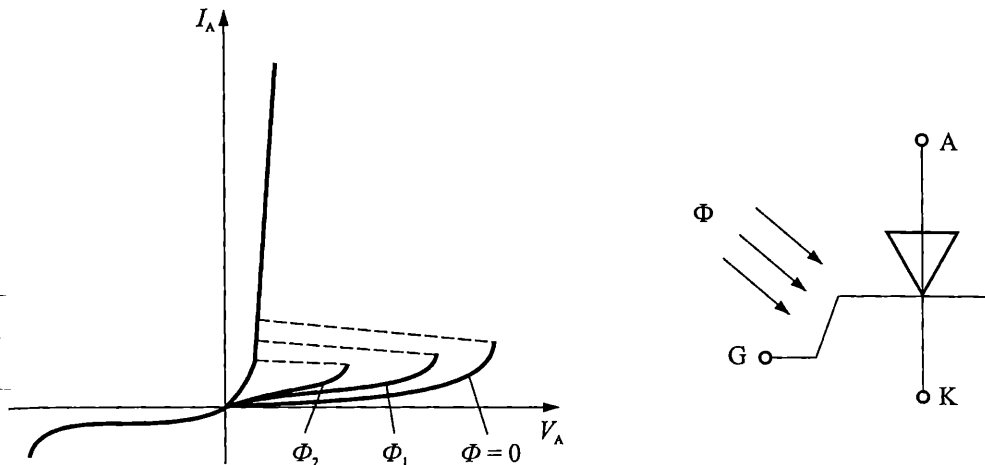
Фиг. 4.10. Волт-амперна характеристика и условно графично означение на симетричен тиристор



Фиг. 4.11. Условно графично означение на двуоперационен тиристор

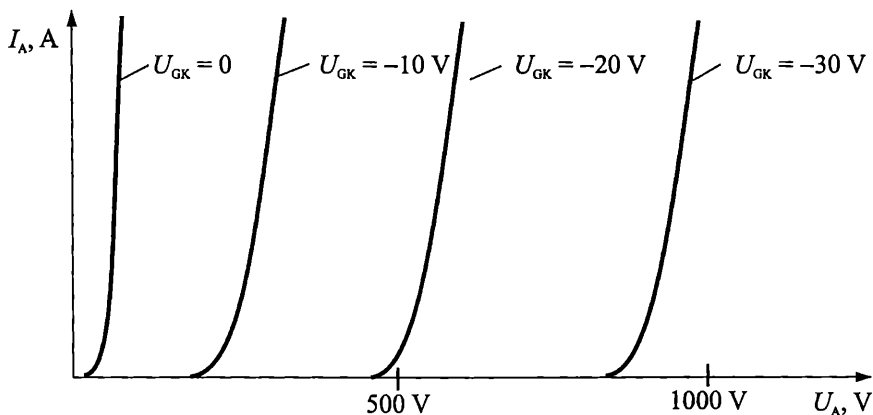
Двуоперационният тиристор осигурява възможност за запущване на тиристора чрез обратно включване на управляващата верига. Например, при запущен тиристор, след подаване на "положителен" импулс на гейта, тиристорът се отпушва. Обратно – за запущване на тиристора е необходимо на управляващия електрод да се подаде "отрицателен" импулс (импулс с обратна полярност на отпушващия).

Фототиристорите (фиг. 4.12) се управляват чрез светлинно лъчение. Характеризират се с повишено бързодействие спрямо обикновените тиристори.



Фиг. 4.12. Волт-амперна характеристика и условно графично означение на фототиристор

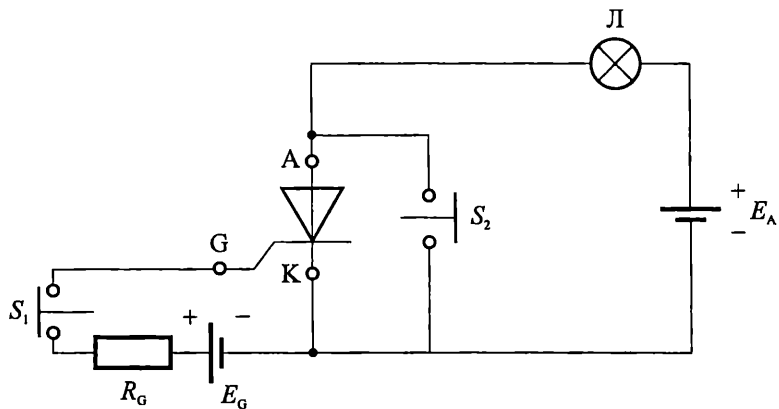
Тиристорите с електростатично (полево) управление действат на принципа на полевите транзистори с pn преход. Изходната им характеристика е показана на фиг. 4.13. В зависимост от напрежението между управляващия електрод и катода $U_{ГК}$ изходната характеристика се премества между нула и няколкокостотин волта. Подобни структури осигуряват протичането на анодни токове от порядъка на 500 А и напрежения анод-катод до 2500 V.



Фиг. 4.13. Изходна характеристика на тиристор с полево управление

Задача

На фиг. 4.14 е показана схема за управление на включването на електрическа лампа Л с тиристор, при което $E_A < U_{BO}$.

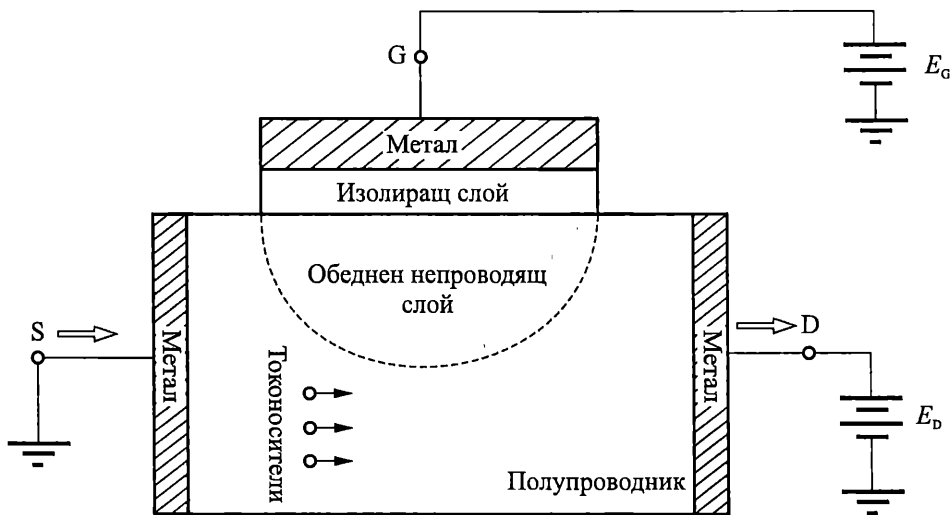


Фиг. 4.14. Примерна схема за управление на включването на електрическа лампа с тиристор

1. Обяснете: а) Как може лампата да светне? б) Как може лампата да изгасне?
2. Начертайте товарната права върху изходната характеристика на тиристора и покажете как ще се премества работната точка при светване и изгасване на лампата.

5.1. Общи сведения

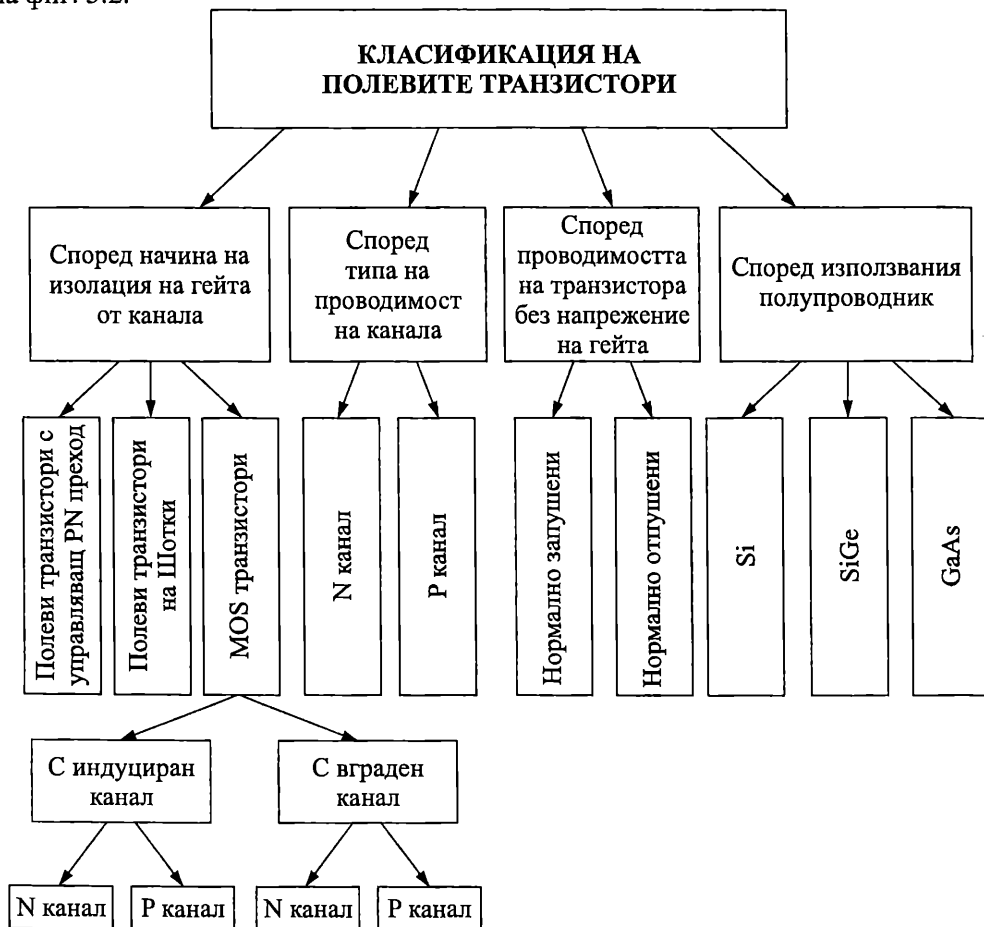
Полевите (FET – Field-Effect Transistors) транзистори са активни полупроводникови елементи. Действието им се основава на управляване електрическото съпротивление на полупроводников слой (наречен канал) от напречно електрическо поле. Електродът, от който токоносителите влизат в канала (от където започва движението им) се нарича **сорс** (Source), а електродът, през който излизат (където завършва движението им) – **дрейн** (Drain). Управляващото напречно електрическо поле се създава от електрод (наречен **гейт** (Gate)), който е разположен над канала (фиг. 5.1). В зависимост от начина на изолиране на гейта от канала полевите транзистори се разделят на *полеви транзистори с управляващ PN преход* (JFET – Junction Field-Effect Transistor) (изолацията се осъществява от обратно поляризиран PN преход), *полеви транзистори на Шотки* (MESFET – MEtal-Semiconductor-Field-Effect-Transistor) (изолацията се дължи на Шотки преход) и *MOS транзистори* (MOS – MEtal-Oxide-Semiconductor, MIS, МДП, IGFET) (гейтът е изолиран от канала със слой диелектрик).



Фиг. 5.1. Принципна структура, представяща идеята за полеви транзистор

Принципът на действие на полевия транзистор се основава на промяната на съпротивлението на канала, а оттам и промяната на тока през него (протичащ при приложено напрежение между дрейна и сорса) при промяна на управляващото напрежение на гейта.

Проводимостта в канала се определя от един тип токови носители – основните за използвания полупроводник. Според типа на проводимост на канала, полевите транзистори са с P и N канал. Като полупроводник най-често се използва силиций. Класификация на основните типове полеви транзистори е показана на фиг. 5.2.

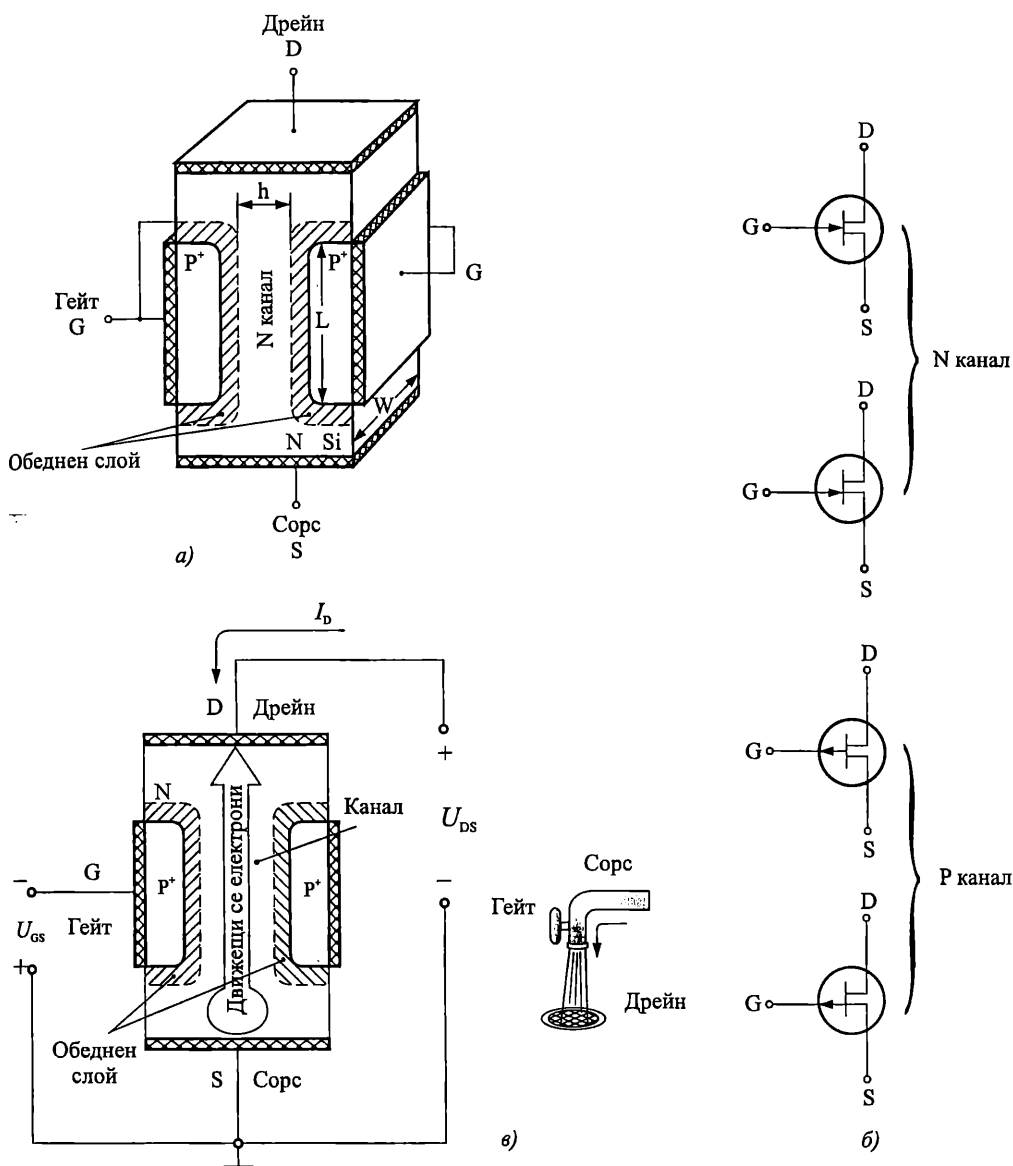


Фиг. 5.2. Класификация на полевите транзистори

5.2. Полеви транзистори с управляващ PN преход

5.2.1. Устройство и принцип на действие

Структурата на полеви транзистор с управляващ PN преход с N канал е показана на фиг. 5.3а. Състои се от силициев полупроводников монокристал с N тип проводимост, наречен *подложка*, в който е оформен канал между омичните контакти на сorsa и дрейна. Управляващият PN преход гейт-подложка е несиметричен, поради силно легираната P⁺ област. Следствие на това обединената му област е разположена предимно в N подложката. Дебелината *h* на проводящия канал се определя от разстоянието между двете обединени области (фиг. 5.3а).



Фиг. 5.3. Полеви транзистор с управляващ PN преход

а – принципна структура на полеви транзистор с управляващ PN преход;

б – условни графични означения на полеви транзистор с управляващ PN преход

с N канал и P канал; в – аналогия между принципа на действие на полеви транзистор и протичане на вода през водопроводен кран

Електрическото съпротивление на канала е:

$$(5.1) \quad R_{DS} = \rho \frac{L}{S} = \rho \frac{L}{hW} = \rho \frac{L}{W} \frac{1}{h},$$

където p е специфичното съпротивление, L – дължината, S – сечението, W – широчината и h – дебелината на проводящия канал.

При промяна на големината на управляващото напрежение, поляризиращо обратен преход гейт-подложка, се променя дебелината на обемния заряд на прехода, а следователно дебелината h , сечението S и съпротивлението на канала.

Транзисторът може да се разглежда като резистор, управляван от напрежение.

Принципът на действие на полевия транзистор с управляващ PN преход се основава на промяната на дебелината, следователно съпротивлението на канала, а оттам и промяна на тока през него (протичащ при приложено напрежение между дрейна и сорса) при промяна на управляващото напрежение на гейта.

Условните графични означения на полевия транзистор с управляващ PN преход са показани на фиг. 5.3б.

Аналогия между принципът на действие на полевия транзистор и протичането на вода през водопроводен кран е показана на фиг. 5.3в. Движението на водата под действието на собственото си налягане може да се сравни с протичането на тока под действие на напрежението дрейн-сорс. Затварянето или отварянето на крана променя дебита (количеството) на преминаващата вода, което е аналогично на промяната на тока през транзистора поради промяната на сечението на канала (дължащо се на напрежението на гейта).

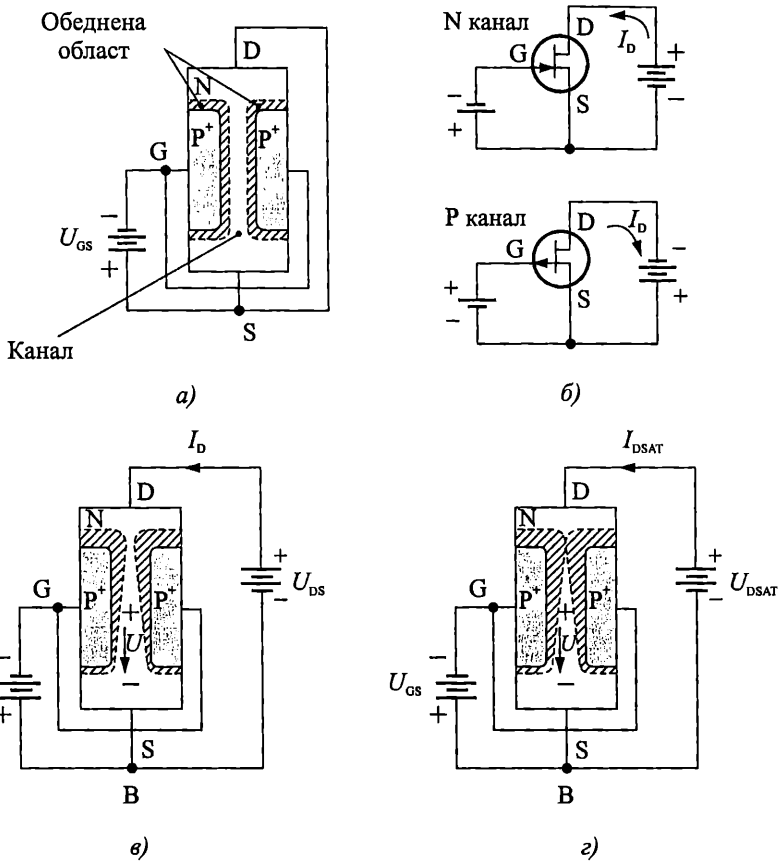
Схематично изобразяване принципа на действие на полевия транзистор с управляващ PN преход (схема с общ сорс) е показана на фиг. 5.4.

Полярността на приложените напрежения и посоките на токовете съответстват на разглеждания N канален транзистор. При увеличаване на отрицателното напрежение на гейта сечението на канала намалява и изходният ток, т. е. токът във веригата дрейн-сорс намалява. Съществува такава стойност на гейтовото напрежение, при която обеднената област на управляващия PN преход изпълва целия канал и изходният ток I_D става много малък (транзисторът се запушва). Това напрежение се нарича *прагово напрежение (напрежение на запушване)* U_T . **То е основен параметър на полевите транзистори и на практика се определя като онова напрежение на гейта, при което дрейновият ток намалява до някаква, точно определена, измерима минимална стойност – например $I_{D0} = 1 \mu A$ при $U_{DS} = 2 V$ за средномощен дискретен транзистор.** Праговото напрежение не зависи от електрическия режим, а се определя само от конструктивно-технологичните параметри на структурата и е с типична стойност от няколко волта.

Токът във входната верига е равен на обратния ток на управляващия PN преход и е много малък ($10^{-9} - 10^{-12} A$).

Полевият транзистор се управлява с напрежение, за разлика от биполярния транзистор, който се управлява с ток.

Поради малкия входен ток входната мощност, необходима за управление на полевия транзистор е малка и той осигурява значително усилване по мощност, т. е. полевият транзистор е активен полупроводников елемент. От конструкцията и начина на действие се вижда, че сорсът и дрейнът са обратими – могат да сменят местата си (това е приложимо за интегралните структури).



Фиг. 5.4. Схематично изобразяване на принципа на действие на полеви транзистор с управляващ PN преход

а – полеви транзистор при нулево напрежение между дрейна и сорса – N канал

б – условно графично означение на полеви транзистори с N и P канал;

в – дебелина на канала при протичане на дрейнов ток

г – дебелина на канала на границата между линейната област и областта на насищане

Транзисторите с P канал се отличават по обратната полярност на захранващите източници и обратните посоки на токовете. За определеност в понататъшното изложение се разглеждат транзистори с N канал.

5.2.2. Статични волт-амперни характеристики

Изходните статични характеристики представляват зависимостта на дрейновия ток I_D от напрежението между дрейна и сорса U_{DS} при различни постоянни напрежения на гейта U_{GS} (фиг. 5.5б):

$$I_D = f(U_{DS}) \Big|_{U_{GS} = \text{const}}$$

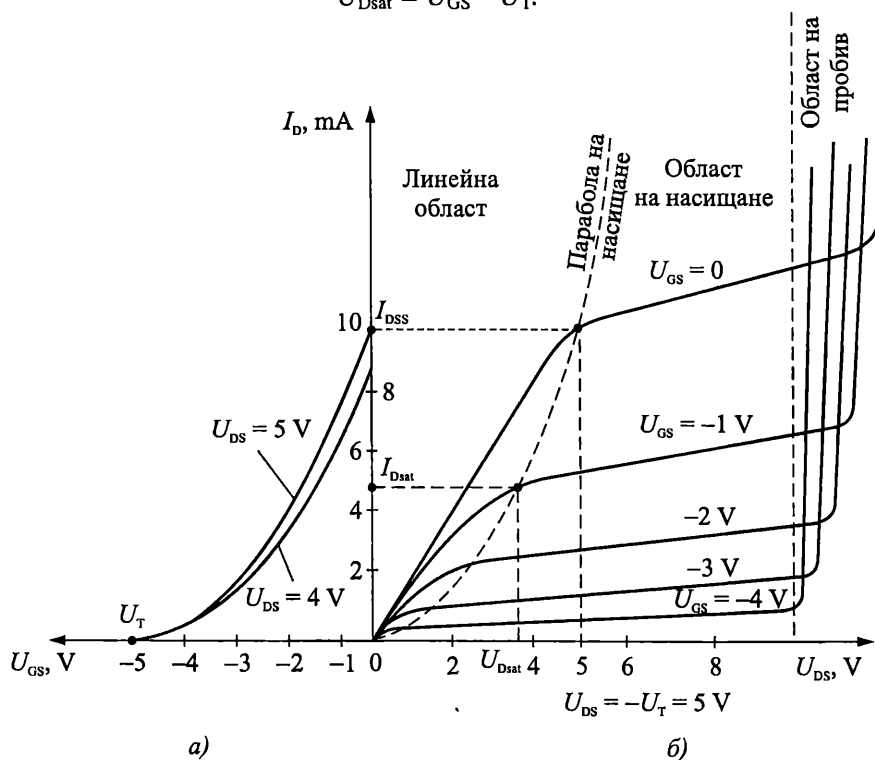
Нека разгледаме една от характеристиките, например зависимостта на I_D от U_{DS} при $U_{GS} = -2 \text{ V}$. На гейта е подадено отрицателно напрежение по отношение на сорса $U_{GS} = -2 \text{ V}$, което поляризира управляващия PN преход в обратна посока.

Между дрейна и сорса е подадено напрежение, като плюсьт на токоизточника е включен към дрейна (вж. фиг. 5.4в). Под влияние на електрическото поле създадено от U_{DS} , електроните (основни токоносители в канала) се придвижват (започват да се преместват) от сорса към дрейна, преминавайки през канала. В резултат от насоченото им движение в изходната верига протича ток I_D .

Протичането на ток в полявия транзистор не е свързано с инжекция на токоносители, както е в биполярните елементи.

Токът, протичащ през канала на транзистора, създава пад на напрежение върху съпротивлението на канала, който се увеличава от сорса към дрейна. Поради тази причина резултантното напрежение, формиращо обеднената област на гейта, се увеличава от сорса към дрейна, следователно дебелината на канала намалява от сорса към дрейна и при някаква стойност на тока I_D , съответстваща на напрежение на дрейна U_{DSat} (напрежение на насищане), каналът до дрейна се "прищипва" (фиг. 5.4з). При по-нататъшното увеличаване на дрейновото напрежение дрейновият ток остава постоянен, т. е. той се насища. Напрежението на насищане ($U_{DS} = U_{DSat}$) се определя от равенството:

$$(5.2) \quad U_{DSat} = U_{GS} - U_T.$$



Фиг. 5.5. Идеализирани статични характеристики
 а – предавателни (проходни) статични характеристики;
 б – изходни статични характеристики

Точките на насищане U_{DSat} и I_{Dsat} (или параболата на насищане) разделят полето на изходните статични характеристики на линейна, омична (триодна) об-

ласт (за $|U_{DS}| < |U_{Dsat}|$) и област на насищане (пентодна област) – при $|U_{DS}| \geq |U_{Dsat}|$ – фиг. 5.5б.

Дрейновият ток на полевия транзистор с управляващ PN преход при насищане (главна област на приложение) се дава със следния идеализиран израз:

$$(5.3) \quad I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_T}\right)^2,$$

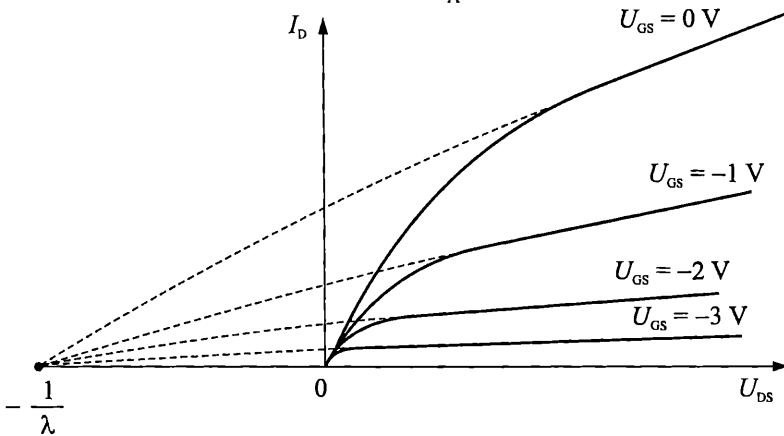
където I_{DSS} е максималната стойност на дрейновия ток при $U_{GS} = 0$. Токът I_{DSS} , с типична стойност от няколко μA , е основен параметър на полевите транзистори и зависи от конструкцията и размера им.

В действителност, дрейновият ток, макар и слабо расте с увеличаване на дрейновото напрежение. За да се моделира това, в израза (5.3) се добавя един допълнителен член:

$$(5.4) \quad I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_T}\right)^2 (1 + \lambda U_{DS}).$$

Параметърът λ е от порядъка на $\lambda \approx 10^{-2} V^{-1}$. Изходните характеристики се пресичат върху оста U_{DS} при $(-\frac{1}{\lambda})$ – фиг. 5.6. Отбележете, че λ е аналогичен на

реципрочното напрежение на Early (точно $\frac{1}{V_A}$) при биполярните транзистори.



Фиг. 5.6. Реални изходни статични характеристики с отчитане на изходното съпротивление

При големи напрежения на дрейна в управляващия PN преход възниква пробив. Той е обусловен от лавинното умножаване на токоносителите, протичащо обикновено в прехода близо до дрейна. Пробивното напрежение U_{DS} зависи от напрежението U_{GS} (намалжава по стойност с U_{GS}).

При различни по стойности отрицателни напрежения на гейта провеждащият канал има различни начални сечения и изходните характеристики са отместени една спрямо друга. Максимален дрейнов ток I_{DSS} се получава при нулево напрежение на гейта (максимално широк канал).

Предавателните (проходните) характеристики представляват зависимостта на дрейновия ток I_D от напрежението гейт-сорс U_{GS} при различни постоянни напрежения на дрейна U_{DS} (фиг. 5.5а).

$$I_D = f(U_{GS})|_{U_{DS} = \text{const.}}$$

В режим на насищане характеристиките са разположени близо една до друга и практически се апроксимират с парабола, пресичаща осите в точките U_T и I_{DSS} . Максималният дрейнов ток I_{DSS} е характерен параметър на полевия транзистор с PN преход и зависи само от конструкцията му.

Важен параметър на полевите транзистори, характеризиращ усилвателните им свойства в режим на малък сигнал е стръмността на предавателната характеристика – g_m или S :

$$(5.5) \quad g_m = S = \frac{dI_D}{dU_{GS}} \text{ при } U_{DS} = \text{const.}$$

$$g_m \approx \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} |_{U_{DS} = \text{const.}}$$

От уравнение (5.4) се получава:

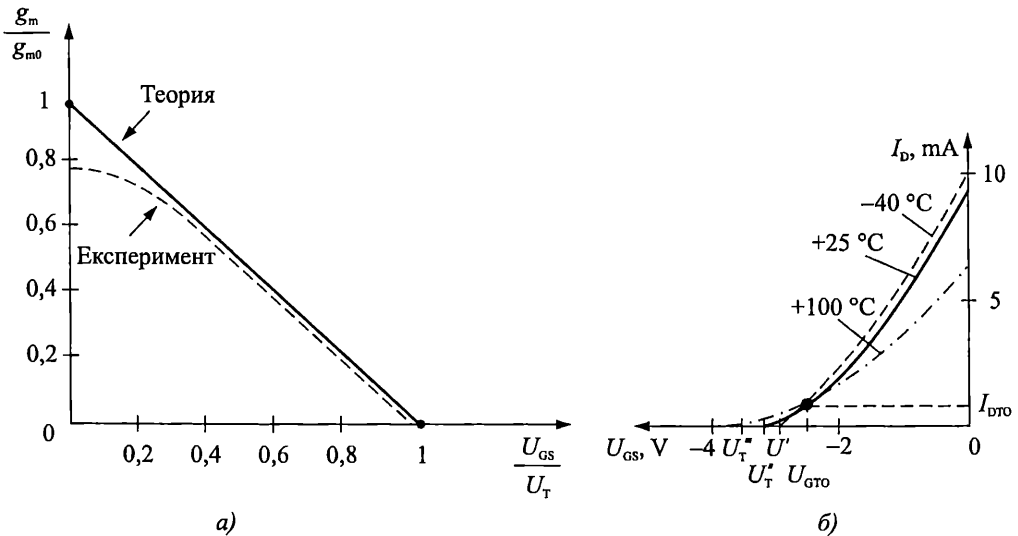
$$g_m = - \frac{2I_{DSS}}{U_P} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_T}\right) = g_{m0} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_T}\right),$$

където

$$g_{m0} = - \frac{2I_{DSS}}{U_T}.$$

Ако $I_{DSS} = 1 \text{ mA}$ и $U_T = 2 \text{ V}$, то $g_{m0} = 1 \text{ mA/V}$.

Стръмността g_m зависи от постояннотоковия режим на транзистора – напрежението U_{GS} (фиг. 5.7а).



Фиг. 5.7. Влияние на температурата

и напрежението U_{GS} върху свойствата на полевия транзистор

а – влияние на напрежението U_{GS} върху стръмността; б – влияние на температурата

При големи стръмности (малки гейтови напрежения) има разлика между теоретичните и експериментални стойности на g_m поради влиянието на последователното съпротивление в дрейна.

Изходното съпротивление в режим на малък сигнал r_0 , дължащо се на модулация на дължината на канала е:

$$(5.6) \quad \frac{1}{r_0} = \frac{\partial I_D}{\partial U_{DS}} \text{ при } U_{GS} = \text{const.}$$

$$\frac{1}{r_0} \approx \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{DS}} \Big|_{U_{GS} = \text{const.}}$$

$$\frac{1}{r_0} = \lambda I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_T}\right)^2.$$

$$r_0 \approx \frac{1}{\lambda I_D}, \text{ ако } \lambda U_{DS} \ll 1 \text{ (} r_0 = 100 \text{ k}\Omega \text{ при } I_D = 1 \text{ mA).}$$

Променливотоковата малосигнална еквивалентна схема за ниски честоти на полевия транзистор с управляващ PN преход при допускането, че входното съпротивление е безкрайно голямо е дадена на фиг. 5.8а.

Входните характеристики представляват зависимостта на гейтовия ток I_G от напрежението U_{GS} . По същество това е волт-амперната характеристика на управляващия PN преход. В нормален режим на работа управляващият преход е поляризиран в обратна посока. Право напрежение на гейта не се подава, тъй като преходът се отпушва, входният ток рязко нараства и ефективността на управление се намалява.

5.2.3. Влияние на температурата

Температурната зависимост на дрейновия ток е обусловена от противоположното влияние на температурата върху подвижността на токоносителите в канала и контактната потенциална разлика на управляващия PN преход.

С повишаване на температурата подвижността на токоносителите в канала намалява, съпротивлението му нараства и дрейновият ток намалява. От друга страна, при повишаване на температурата контактната потенциална разлика на управляващия PN преход намалява, широчината на обеднената област намалява, сечението на канала се увеличава и дрейновият ток нараства. При подходящ избор на постояннотоковия режим двете влияния взаимно се компенсират и дрейновият ток не зависи от температурата – има *термостабилна точка* ($I_{DТ0}$, U_{GS0}) – (фиг. 5.7б).

Обикновено термостабилната точка е при много малък дрейнов ток. Там стръмността на транзистора е изключително малка и поради това тази работна точка не се използва на практика.

В нормален режим на работа полевият транзистор има отрицателен температурен коефициент на дрейновия ток, по-малък от положителния температурен коефициент на колекторния ток на биполярния транзистор.

Входният ток през обратно поляризирания управляващ преход нараства бързо при повишаване на температурата.

В сравнение с биполярните транзистори полевите транзистори имат по-добра радиационна устойчивост, тъй като работният им ток се обуславя само от основни токоносители, а радиацията влияе силно върху времето на живот на не-основните токоносители.

5.2.4. Честотни свойства

Инертността и честотните свойства на полевите транзистори се определят от два основни фактора: времето за преминаване на токоносителите от сорса до дрейна τ_{SD} и времето за презареждане на капацитета на гейта.

Времето за преминаване на токоносителите през канала τ_{SD} зависи от скоростта им v_s и дължината на канала L :

$$\tau_{SD} = \frac{L}{v_s}.$$

Обикновено то е много по-малко от времеконстантата за презареждане на капацитета на гейта, определена от входния капацитет и стръмността на транзистора.

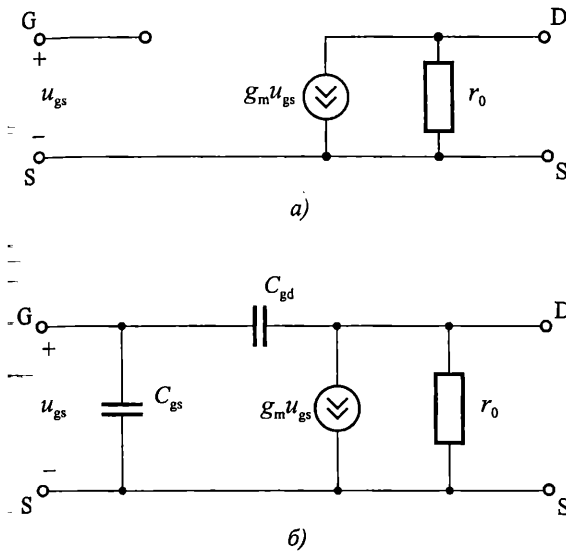
Отчитането на влиянието на разпределения капацитет гейт-канал е сложно и затова се приема, че полевият транзистор има три собствени капацитета – C_{GD} , C_{GS} и C_{DS} . Поради наличието на капацитета C_{GS} входният импеданс на транзистора при високи честоти има капацитивен характер. Преходният капацитет C_{GD} води до възникването на честотно зависима обратна връзка в полевия транзистор (ефект на Милер). Същността на този ефект, излизащ извън рамките на настоящия курс, се състои накратко в следното. Действието на капацитета C_{GD} върху работата на полевия транзистор (използван като инвертиращ усилвател) може да бъде заменено с еквивалентен капацитет $C_{екв}$, включен на входа на транзистора – между гейта и сорса, със стойност $C_{екв} = C_{GD} (1 + K_U)$, където K_U е коефициентът на усилване по напрежение.

За променливотоков анализ на схеми при високи честоти, съдържащи полеви транзистори с PN преход, може да се използва еквивалентната схема, показана на фиг. 5.8б. В нея са пренебрегнати входното съпротивление R_{GS} , проходното съпротивление R_{GD} , последователните омични съпротивления на сорса и дрейна, изходният капацитет C_{DS} , паразитните капацитети и индуктивности на корпуса. С увеличаване на честотата се появява фазова разлика между изходния ток I_D и входното напрежение U_{GS} , т. е. стръмността g_m става комплексна величина.

За количествена оценка на намаляването на модула на стръмността се въвежда параметърът гранична честота на стръмността f_s . Това е онази честота, за която модулет на стръмността

$$(5.7) \quad |g_m| = \frac{g_{m0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_s}\right)^2}}$$

Намалява с $\frac{1}{\sqrt{2}}$ (3 dB) спрямо нискочестотната си стойност g_{m0} .



Фиг. 5.8. Малосигнална еквивалентна схема на полеви транзистор с PN преход (схема общ сорс)
 а – при ниски честоти;
 б – при високи честоти

Характерна гранична честота на полевите транзистори е транзитната честота f_T , при която променливият ток през входния кондензатор C_{GS} става равен на изходния ток през генератора $g_m U_{GS}$ (т. е. при която коефициентът на усилване по ток става равен на единица):

$$(5.8) \quad f_T = \frac{g_{m0}}{2\pi C_{GS}}$$

5.2.5. Шумови свойства

Съществена особеност на полевите транзистори е голямата стабилност във времето на характеристиките им и ниското ниво на собствените шумове.

Основна причина за ниския коефициент на шума ($F_{ш} = 0,3 \div 3$ dB) е наличието само на един тип токоносител и липсата на генерация и рекомбинация, главни източници на шум при биполярните елементи.

Главна съставка на шума в полевите транзистори с управляващ PN преход е топлинният шум. Той се дължи на хаотичните движения на токоносителите в канала. Средноквадратичната стойност на шумовото напрежение на изхода за честотната лента Δf е:

$$(5.9) \quad U_{шГ}^2 = \frac{4kT\Delta f}{g_{m0}} A_1,$$

където A_1 е коефициент, зависещ от конструкцията на транзистора – $A_1 = 0,6 \div 0,67$, а g_{m0} – максималната стръмност. Топлинният шум има равномерен честотен спектър ("бял шум").

Дробовият шум на гейтовия ток е малък и може да се пренебрегне.

Нискочестотните шумове могат да се определят по приблизителната формула:

$$(5.10) \quad I_{\text{шнч}}^2 = 4kTg_{m0}A_1 \frac{f_1}{f^m},$$

където f_1 е честотата, при която нискочестотният шум преобладава над топлинния и дробовия, а m е константа (често $m = 1$).

При високи честоти възниква шум, дължащ се на индуциран шумов ток в гейта. Той се дължи на индуцирането през капацитета C_{GS} в гейта на ток от топлинните флукутации в канала:

$$(5.11) \quad I_{\text{шинд}}^2 = \frac{4kT}{g_{m0}} \omega^2 C_{GS} \Delta f \frac{A_1}{2}.$$

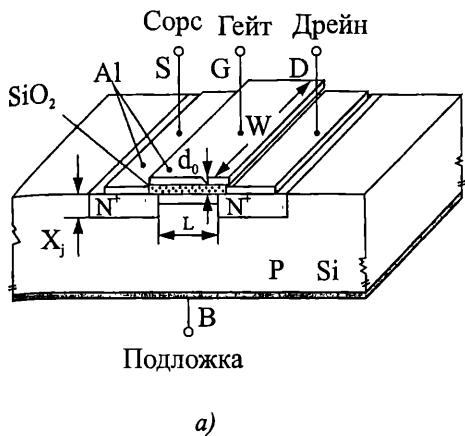
Полевите транзистори, освен като активни елементи, могат да се използват и като управляеми линейни резистори с широки граници на промяна на съпротивлението – от 100Ω до $10 \text{ M}\Omega$, малка времеконстанта и малък шум.

Основните параметри на полевите транзистори с управляващ PN преход са праговото напрежение (напрежението на запущване) U_T , максималният дрейнов ток I_{DSS} , максималната стръмност g_{m0} , минималното съпротивление на канала R_0 , (съпротивлението дрейн-сорс при нулеви напрежения на електродите), изходното съпротивление r_0 , входният ток I_{GSS} , максимално допустимото напрежение дрейн-гейт $U_{DG\max}$, максимално допустимата разсейвана мощност P_{\max} , граничната честота f_T , входният капацитет $C_{вх}$, проходният капацитет $C_{пр}$, изходният капацитет $C_{изх}$, коефициентът на шума $F_{ш}$.

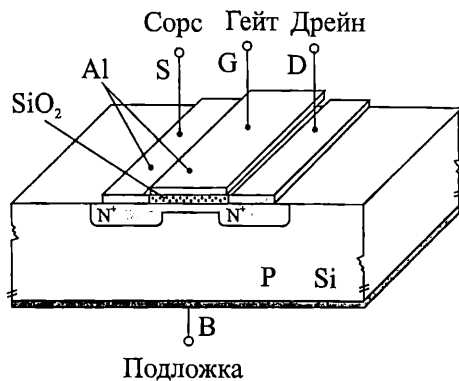
5.3. MOS транзистори

5.3.1. Устройство и принцип на действие

Принципната структура на MOS транзистор с N индуциран канал е показана на фиг. 5.9а. В полупроводников монокристал с P тип проводимост, с относително голямо съпротивление, са създадени (обикновено чрез дифузия) две силно легирани области с противоположен тип проводимост (N^+). Повърхността между дифузионните области е покрита (чрез термично окисляване) с *тънък* ($0,01$ – $0,1 \mu\text{m}$) *слой силициев двуокис* (SiO_2), върху който е нанесен провеждащ електрод-гейт. Първоначално гейтът се е правил от метал (алуминий), а сега най-често е от полисилиций. Чрез метализация (посредством омичен контакт) на двете дифузионни области са направени изводи от сорса (едната дифузионна област) и дрейна (другата област).



а)



б)

Фиг. 5.9. MOS транзисторни структури

а – структура на MOS транзистор с *N* индуциран канал;

б – структура на MOS транзистор с *N* вграден канал

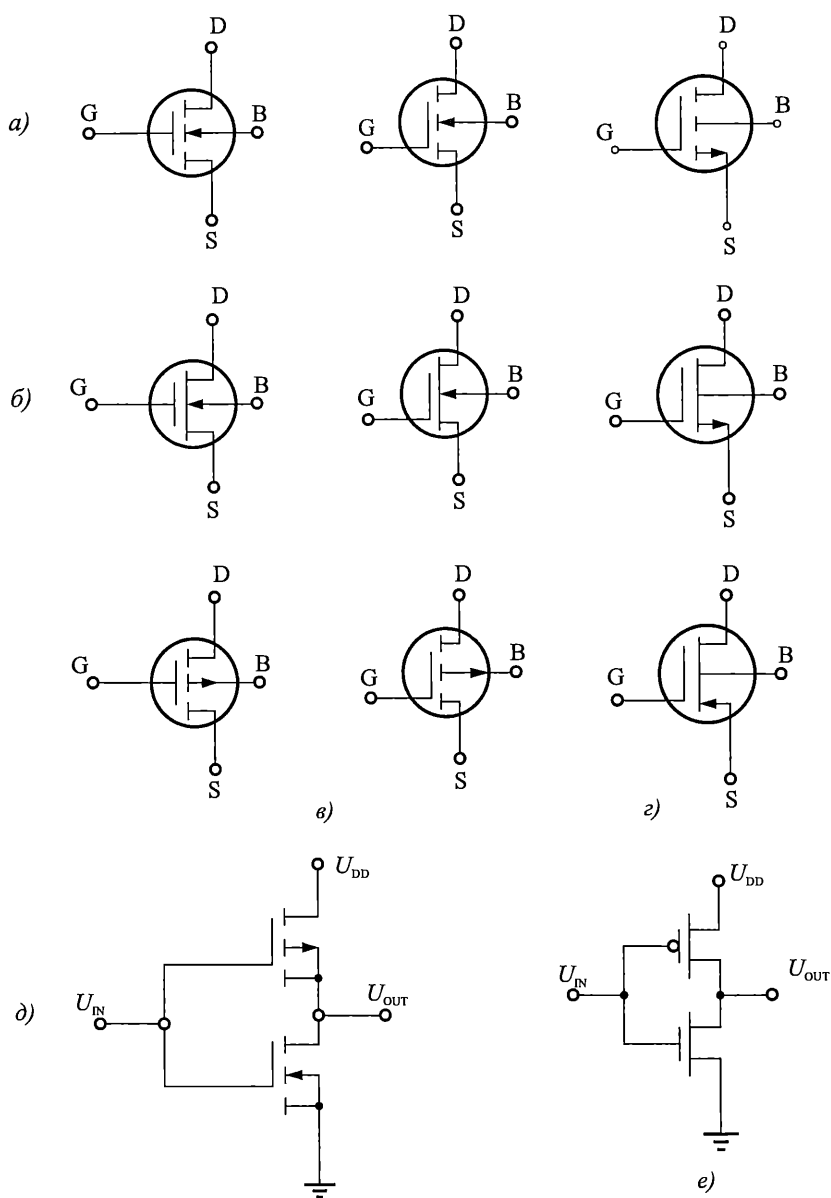
Според начина на създаване на канала MOS транзисторите са с *индуциран* и с *вграден* канал. В MOS транзисторите с индуциран канал (фиг. 5.9а) проводимият канал на повърхността на подложката под гейта, свързващ областите на сорса и дрейна, се създава при прилагане на напрежение с определена полярност и големина между гейта и подложката. Дължината на канала L е от порядъка на $0,05\text{--}10\ \mu\text{m}$, а широчината W е $0,2\text{--}500\ \mu\text{m}$. При транзисторите с вграден (собствен) канал (фиг. 5.9б) проводимият канал под гейта е формиран по технологичен начин. Според типа на проводимостта на канала MOS транзисторите са с *P* и *N* тип канал.

Използваните условни графични означения на MOS транзистори с *N* индуциран канал са дадени на фиг. 5.10а, с *N* вграден канал – на фиг. 5.10б, с *P* индуциран канал – на фиг. 5.10в и с *P* вграден канал – на фиг. 5.10г. Както виждате, допустимо е поставянето на стрелка както на подложката (*B*), така и на сорса (*S*). **Обърнете внимание, че стрелката на сорса показва действителната посока на тока във веригата дрейн-сорс (както стрелката в емитера на биполярния транзистор показва посоката на тока във веригата колектор-емитер).** При представяне на електрическите схеми на интегралните схеми обикновено се използват опростени означения, както е показано на фиг. 5.10д и фиг. 5.10е.

Обект на следващи разглеждания е MOS транзистор с *N* индуциран канал.

Принципът на действие на MOS транзистора се основава на полевия ефект – възможността за променяне на проводимостта на канала между сорса и дрейна чрез напрежение, приложено на гейта.

Когато на гейта не е подадено напрежение, във веригата дрейн-сорс не протича ток, тъй като тя представлява два последователно свързани и насрещно включени диода, единият от които винаги е запушен (фиг. 5.11).



Фиг. 5.10. Условни графични означения на MOS транзистори

а – допустими условни графични означения на MOS транзистор с N индуциран канал;

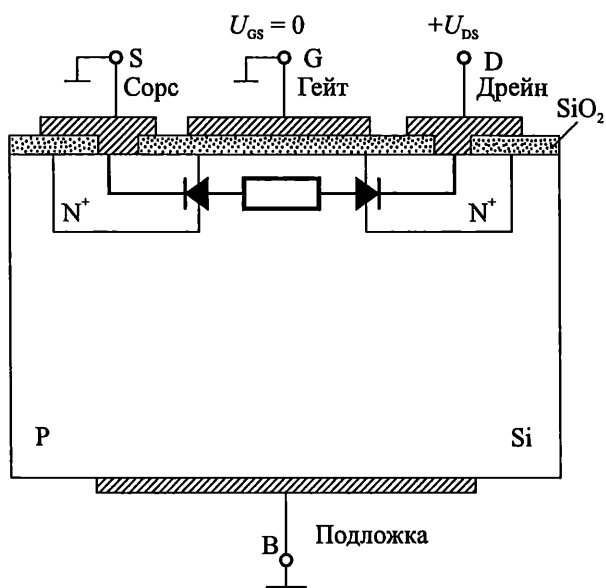
б – допустими условни графични означения на MOS транзистор с N вграден канал;

в – допустими условни графични означения на MOS транзистор с P индуциран канал;

г – условно графично означение на MOS транзистор с P вграден канал;

д – CMOS инвертор с използване на условните графични означения на MOS транзисторите;

е – опростено означение на CMOS инвертор, използвано в интегралните схеми



Фиг. 5.11. Еквивалентна схема на MOS транзистор при $U_{GS} = 0$

При подаване на положително напрежение на гейта на MOS транзистор с N индуциран канал дупките от повърхностния слой на P подложката се отблъскват във вътрешността. Електроните от обема на подложката (и от N^+ дифузионните области) се привличат към разделителната граница силиций – силициев двуокис. В приповърхностния слой на подложката под гейта се образува *N тип проводящ слой*, свързващ областите на сорса и дрейна, наречен *инверсен слой* или *канал*. Ако между сорса и дрейна се приложи напрежение (плюс на дрейна, минус на сорса), през инверсияния слой между сорса и дрейна ще протече ток. Големината на този ток може да се управлява ефективно чрез промяна на гейтовото напрежение.

Свойствата на MOS транзистора зависят както от геометричните му размери L и W , така и от параметрите на технологията, като например нива на легиране, дебелина на тънкия гейтов окис и др. На практика технологичните параметри са предварително зададени (от използваната технология) и не могат да се променят. Проектантите на схеми могат да варират само с размерите на канала L и W , за да се получат елементи с оптимални свойства за конкретните приложения.

5.3.2. MOS структура

За да се разбере принципът на работа и свойствата на MOS транзистора, трябва да се познаят физическите процеси в структурата метал-окис-полупроводник (фиг. 5.12). Да разгледаме идеална MOS структура. Приема се, че работата за отделяне на електроните е еднаква за полупроводника и метала, диелектрият е идеален и могат да съществуват заряди само в метала и полупроводника (тип P).

Ако на металния управляващ електрод се подаде отрицателно напрежение, на граничната повърхност Si-SiO₂ се натрупват дупки, като се образува обогатен слой. Този режим се нарича *режим на обогатяване (акумулация)*.

При подаване на положително напрежение към металния електрод основните токоносители в подложката – дупките, се отблъскват навътре в обема ѝ. На повърхността се образува слой с намалена концентрация на дупки – *обеднен слой*. Намиращите се в него неподвижни "оголени" йонизирани акцепторни атоми образуват фиксиран отрицателен обменен заряд Q_B . Този режим се нарича *режим на обедняване*.

Времето за образуване на обеднен слой, т. е. времето за екстракция на основните токоносители от повърхността на полупроводника под гейта към обема τ_c , е много малко ($\tau_c = 10^{-12} - 10^{-15}$ s).

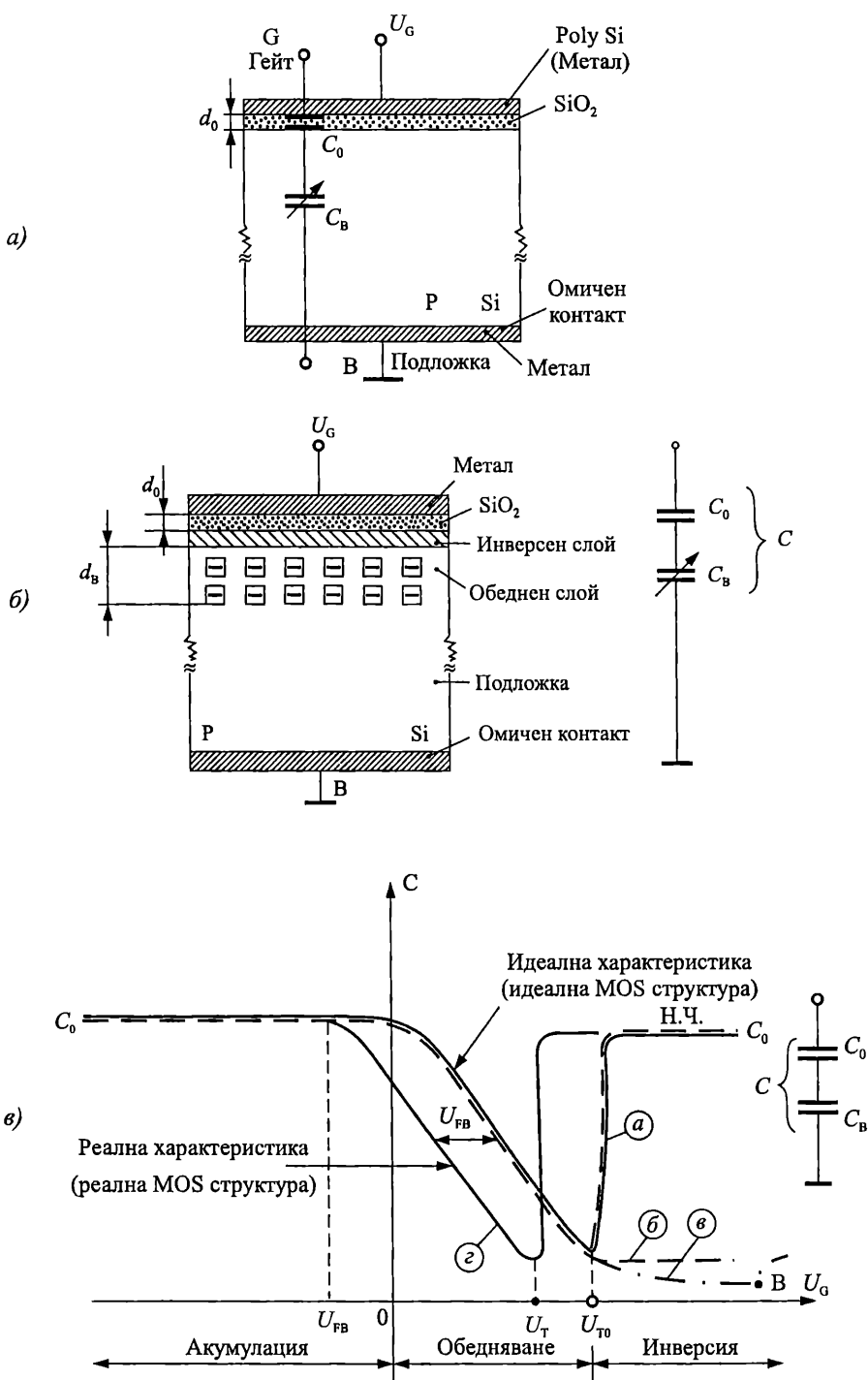
При по-нататъшното увеличаване на положителното напрежение на гейта U_G към разделителната граница Si-SiO₂ се привличат електрони, генерирани в обема на обеднения слой. Постепенно в приповърхностния полупроводников слой се натрупват електрони и се създава инверсен слой (*режим на инверсия*). Инверсният слой е с много малка дебелина – 5–10 nm. Времето за образуването му се определя от времето за генерация – рекомбинация в обеднения слой τ_a и е относително голямо ($\tau_a \approx 0,2$ s при $N_A \sim 10^{15}$ cm⁻³).

Трябва специално да се обърне внимание, че при MOS транзисторите с N индуциран канал електроните, образувачи инверсия канал, преминават в канала от N⁺ областите на сорса и дрейна, поради което за тях времето t_a е много малко.

Напрежението върху гейта, при което в полупроводниковата подложка се създава инверсен слой, се нарича прагово напрежение на идеалната MOS структура – U_{T0} . То уравнирява (компенсира) създадените от него отрицателен заряд на обеднения слой в подложката Q_B (през специфичния капацитет на тънкия гейтов окис C_0) и заряда на електроните в инверсия канал – $2\phi_F$:

$$(5.12) \quad U_{T0} = \frac{Q_B}{C_0} + 2\phi_F,$$

където $C_0 = \frac{\xi_0 \xi_{SiO_2}}{d_0}$ е специфичният капацитет на тънкия гейтов окис, d_0 – дебелина на SiO₂, ξ_0 – диелектрична константа на вакуум, ξ_{SiO_2} – диелектрична константа на SiO₂, а ϕ_F – потенциал на Ферми.



Фиг. 5.12. Структура метал-окис-полупроводник
 а – общ случай; б – напрежение на гейта по-голямо от праговото;
 в – волт-фарадна характеристика на идеална и реална MOS структура

В реалната MOS структура трябва да се отчетат и някои допълнителни фактори, определящи равновесното състояние на повърхността на полупроводниковата подложка, които влияят върху големината (и знака) на праговото напрежение.

Поради разликата в отделителните работи на материала на гейта и на полупроводниковата подложка (Si) между тях (през слоя SiO₂) се извършва обмен на електрони. В равновесно състояние се установява контактна потенциална разлика φ_{MS}. Големината и знакът ѝ зависят от материала на гейта и типа и нивото на легиране на полупроводниковата подложка.

В изолационния слой на реалната MOS структура и на интерфейса Si-SiO₂ винаги съществуват електрически заряди. Описанието им е извън рамките на настоящото разглеждане. Приемаме, че определящо влияние оказват фиксирани в окиса и интерфейса окис-полупроводник положителни заряди с плътност Q_{SS}. Те индуцират съответен отрицателен заряд на повърхността на полупроводника.

За да се компенсира влиянието на контактната потенциална разлика φ_{MS} и положителните заряди в окиса на гейта Q_{SS}, на реалната MOS структура трябва да се подаде напрежение, наречено напрежение на изправяне на зоните – U_{FB}. (Нарича се така, защото при него енергийните зони на повърхността на полупроводника са "plosки", хоризонтални, тъй като това напрежение е компенсирало всички паразитни заряди и повърхността на подложката е както при идеалната MOS структура.):

$$(5.13) \quad U_{FB} = \pm \varphi_{MS} - \frac{Q_{SS}}{C_0}.$$

Праговото напрежение на реалната MOS структура U_T се определя от праговото напрежение на идеалната MOS структура U_{T0} и напрежението на изправяне на зоните U_{FB}:

$$(5.14) \quad U_T = U_{T0} + U_{FB}.$$

Като се отчетат изразите (5.12) и (5.13), за праговото напрежение на MOS структурата с P подложка (N индуциран канал) се получава:

$$(5.15) \quad U_T = \pm \varphi_{MS} - \frac{Q_{SS}}{C_0} + \frac{Q_B}{C_0} + 2\varphi_F.$$

Праговото напрежение на MOS структурата с N подложка (P индуциран канал), като се сменят знаците на величините Q_B и φ_F е:

$$(5.16) \quad U_T = \pm \varphi_{MS} - \frac{Q_{SS}}{C_0} - \frac{Q_B}{C_0} - 2\varphi_F.$$

Праговото напрежение U_T е от порядъка на части от волта до няколко волта.

Пример

Да изчислим праговете напрежения на две еднакви MOS структури с P и N индуциран канал с концентрация на примесите в подложката N_B = 10⁻¹⁵ ато-

ма/cm³, дебелина на гейтовия окис $d_0 = 0,1 \mu\text{m}$, контактна потенциална разлика между материала на гейта и подложката $\phi_{\text{MS}} = -0,3 \text{ V}$ и плътност на повърхностните заряди в окиса $\frac{Q_{\text{SS}}}{q} = 10^{11}$ атома/cm². Напомняме, че $n_i = 1,45 \cdot 10^{10}$ атома/cm³ (за Si); $\xi_0 = 8,854 \cdot 10^{-14} \text{ F/cm}$; $\xi_{\text{Si}} = 11,8$; $\xi_{\text{SiO}_2} = 3,9$; $q = 1,602 \cdot 10^{-19} \text{ q}$; $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J}^\circ\text{K}$.

Решение

$$C_0 = \frac{\xi_0 \xi_{\text{SiO}_2}}{d_0} = \frac{8,854 \cdot 10^{-14} \cdot 3,9}{10^{-5}} = 3,45 \cdot 10^{-8} \text{ F/cm}^2;$$

$$\phi_{\text{T}} = \frac{kT}{q} = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{1,602 \cdot 10^{-19}} = 0,02584 \text{ V};$$

$$2\phi_{\text{F}} = 2 \frac{kT}{q} \ln \frac{N_{\text{B}}}{n_i} = 2 \cdot 0,0258 \cdot \ln \frac{10^{15}}{1,45 \cdot 10^{10}} = 0,576 \text{ V};$$

$$Q_{\text{B}} = \sqrt{2\xi_0 \xi_{\text{Si}} q N_{\text{B}} |2\phi_{\text{F}}|} = \sqrt{2 \cdot 8,854 \cdot 10^{-14} \cdot 11,8 \cdot 1,602 \cdot 10^{-19} \cdot 10^{15} \cdot 0,576} \approx 1,39 \cdot 10^{-8} \text{ F/cm};$$

$$U_{\text{T0}} = \frac{Q_{\text{B}}}{C_0} + 2\phi_{\text{F}} = \frac{1,39 \cdot 10^{-8}}{3,45 \cdot 10^{-8}} + 0,576 \approx 0,98 \text{ V};$$

$$U_{\text{FB}} = \pm\phi_{\text{MS}} - \frac{Q_{\text{SS}}}{C_0} = -0,3 - \frac{10^{11} \cdot 1,602 \cdot 10^{-19}}{3,45 \cdot 10^{-8}} = 0,76 \text{ V}.$$

MOS структура с P индуциран канал:

$$U_{\text{T}} = U_{\text{T0}} + U_{\text{FB}} = -0,98 - 0,76 = -1,74 \text{ V}.$$

MOS структура с N индуциран канал:

$$U_{\text{T}} = U_{\text{T0}} + U_{\text{FB}} = 0,98 - 0,76 = 0,22 \text{ V}.$$

По-пълна информация за свойствата на MOS структурата дава зависимостта на капацитета \hat{u} от напрежението на гейта (волт-фарадната характеристика), показана на фиг. 5.12в. За обясняването \hat{u} трябва да се има предвид, че общият капацитет на системата C се състои от два последователно свързани капацитета – капацитет на диелектрика (C_0) и капацитет на обемния заряд на обеднената област (C_{B}) (фиг. 5.12а и фиг. 5.12б):

$$(5.17) \quad \frac{1}{C} = \frac{1}{C_0} + \frac{1}{C_{\text{B}}},$$

където специфичният капацитет на тънкия гейтов окис C_0 е:

$$(5.18) \quad C_0 = \frac{\xi_0 \xi_{\text{SiO}_2}}{d_0},$$

като ξ_0 е диелектричната константа на вакуума; ξ_{SiO_2} – диелектрична константа на изолатора под гейта, в случая SiO₂; d_0 – дебелина на изолатора под гейта.

Специфичният капацитет на обеднения слой C_B е:

$$(5.19) \quad C_B = \frac{\xi_0 \xi_{Si}}{d_B},$$

като ξ_{Si} е диелектричната константа на силициевата подложка; d_B – дебелина на обеднения слой.

При ниска честота на променливия сигнал, с който се измерва капацитетът, системата е в равновесие във всеки момент от времето (крива *a* от фиг. 5.12*в*). Отрицателното напрежение на гейта съответства на обогатяване на повърхността (режим на обогатяване) и общият капацитет C се определя от капацитета на диелектрика C_0 . При положително напрежение на гейта се създава обеднен слой. С увеличаване на напрежението дебелината на обеднения слой нараства и съответно капацитетът му C_B намалява, поради което общият капацитет C намалява. При достигане на праговото напрежение U_T се създава инверсен слой, който екранира действието на обеднената област. Общият капацитет C рязко нараства и клони към C_0 .

При висока честота ($f > \frac{1}{\tau_a}$) на променливия сигнал (крива *b* от фиг. 5.12*в*)

неосновните токоносителни носители нямат време да се натрупат под повърхността и да създадат инверсен канал. Капацитетът на обеднената област C_B определя общия капацитет C .

В импулсен режим (крива *в*) обедненият слой се разширява, без да се образува инверсен канал, като общият капацитет продължава да намалява (до точката В, където възниква лавинен пробив).

MOS кондензаторите се използват широко в MOS техниката като дискретни (за контрол на производствените процеси, сензори и др.) и интегрални (прибори със зарядна връзка и др.) елементи.

5.3.3. Статични характеристики на MOS транзисторите

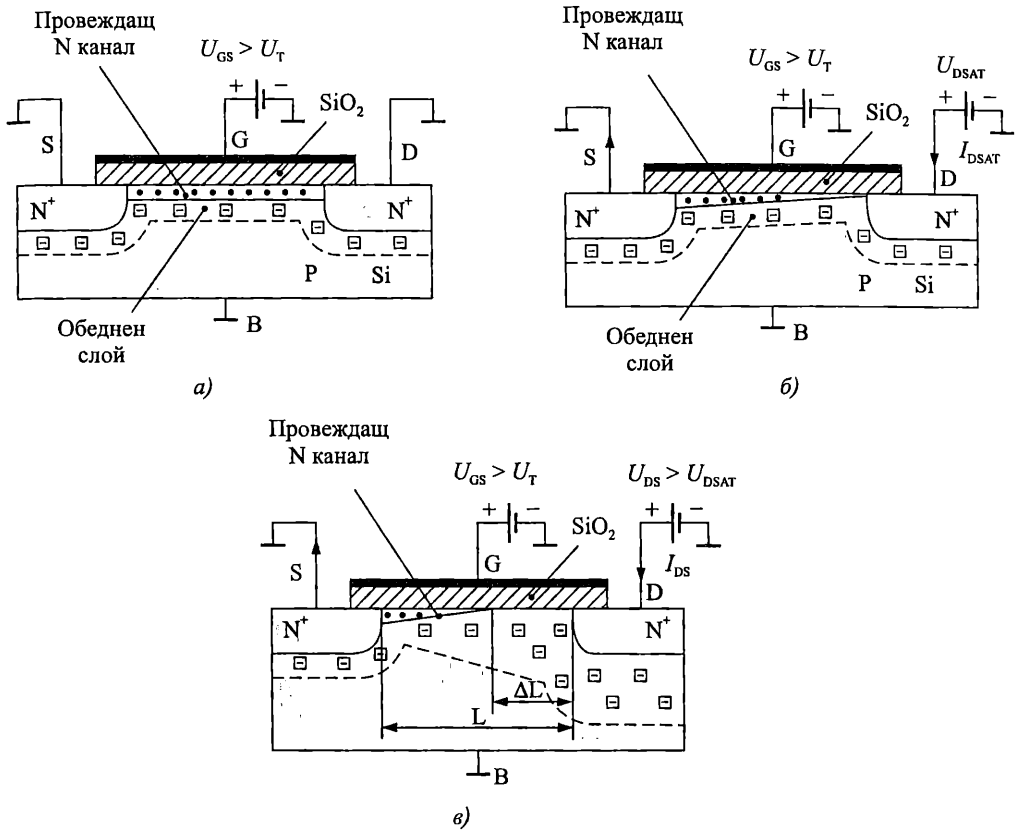
Принципът на действие на MOS транзистор с N индуциран канал е илюстриран на фиг. 5.13. Да приемем, че сорсът и подложката са свързани на едно нулево напрежение на гейта липсва индуциран канал и при подаване на напрежение дрейн-сорс ток не протича – транзисторът е запушен. Ако $U_{GS} \geq U_T$, под гейта се индуцира провеждащ канал (фиг. 5.13*а*), свързващ областите на сорса и дрейна. При подаване на напрежение U_{DS} във веригата дрейн-сорс протича ток I_D .

Праговото напрежение на MOS транзистора с индуциран канал се дефинира като напрежението, подадено между гейта и сорса (сорсът е свързан на едно нулево напрежение с подложката), при което в подложката се индуцира канал и във веригата дрейн-сорс протича определен минимален ток I_{D0} .

На практика праговото напрежение се измерва при зададен дрейнов ток (например $I_{D0} = 1 \mu A$ при $U_{DS} = 2 V$).

Семейството изходни статични характеристики на MOS транзистора са зависимостите $I_D = f(U_{DS})$ при $U_{GS} = const$. На фиг. 5.14 са показани изходните статични волт-амперни характеристики на MOS транзистор с N индуциран ка-

нал. В тях се различават три области: линейна (омична, триодна) област, област на насищане (пентодна) и област на пробив.



Фиг. 5.13. Принцип на работа на MOS транзистора
 а – създаден проводим канал; б – на границата на насищането;
 в – в режим на насищане

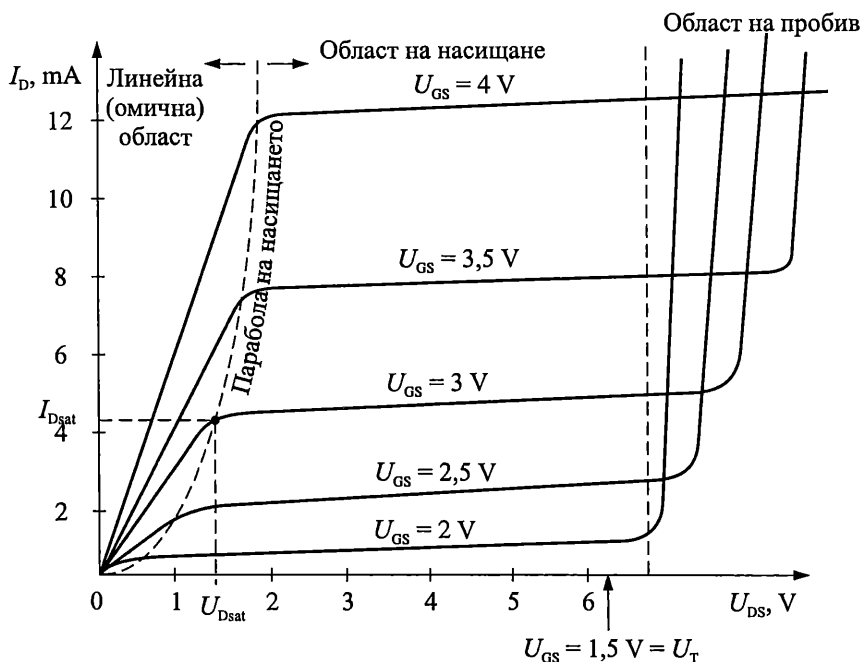
В линейната област с увеличаване на напрежението на дрейна U_{DS} изходният ток I_D нараства линейно. Протичането на дрейновия ток предизвиква пад на напрежението върху омичното съпротивление на канала. С увеличаване на дължината на канала от сorsa към дрейна нараства съпротивлението му, като естествено нараства и пада на напрежението върху него. Действащото напрежение гейт-сорс (което индуцира канала) е разлика между постоянното напрежение гейт-подложка и нарастващия от сorsa към дрейна пад на напрежение върху съпротивлението на канала. В резултат напрежението U_{GS} , което създава канала, намалява от сorsa към дрейна и поради това намалява и сечението на проводящия канал. При достигане на някакво напрежение, наречено напрежение на насищане

$$(5.20)$$

$$U_{Dsat} = U_{GS} - U_T$$

каналът в областта до дрейна се "прищипва", защото индуциращото го напреже-

ние в тази точка става равно на праговото (фиг. 5.13б). По-нататъшното увеличаване на U_{DS} води до насищане на тока I_D . Това е областта на насищане (или пен-тодната област). В нея с увеличаване на U_{DS} каналът се скъсява, като приложеното върху него напрежение не се променя и остава равно на U_{Dsat} . То определя постоянния ток I_{Dsat} . Разликата $\Delta U_D = U_{DS} - U_{Dsat}$ е напрежението върху обеднената област с дължина ΔL (фиг. 5.13в). Протичането на ток в обеднената област (ΔL от фиг. 5.13в) се дължи на екстракцията на електроните от канала и дрейфовото им придвижване през обеднената област до дрейна от електрическото поле, което съществува в тази област (аналогично на преминаването на токоносителите през обратно поляризирания колекторен преход в биполарния транзистор).



Фиг. 5.14. Изходни волт-амперни статични характеристики

Дрейновият ток се описва със следните приблизителни зависимости:

- за линейната област – при $|U_{DS}| < |U_{GS} - U_T|$

$$\begin{aligned}
 (5.21) \quad I_D &= \frac{\mu_{\text{eff}} C_0 W}{L} \left[(U_{GS} - U_T) U_{DS} - \frac{1}{2} U_{DS}^2 \right] = \\
 &= K \left[(U_{GS} - U_T) U_D - \frac{1}{2} U_{DS}^2 \right], \\
 I_D &= K \left(U_{GS} - U_T - \frac{1}{2} U_{DS} \right) U_{DS};
 \end{aligned}$$

- за областта на насищане – при $|U_{DS}| \geq |U_{GS} - U_T|$

$$(5.22) \quad I_D = \frac{K}{2} (U_{GS} - U_T)^2,$$

където μ_{eff} е ефективната повърхностна подвижност на основните токоносители в канала, L – дължина на канала, W – широчина на канала, C_0 – специфичния капацитет на тънкия гейтов окис.

Специфичната стръмност K е

$$(5.23) \quad K = KP \frac{W}{L},$$

където факторът на стръмността KP е:

$$(5.24) \quad KP = \mu_{\text{eff}} C_0.$$

Границата между линейната област и областта на насищане, наречена параболата на насищането, се получава от (5.21) при условието за насищане $U_{\text{Dsat}} = U_{\text{GS}} - U_{\text{T}}$ (фиг. 5.14):

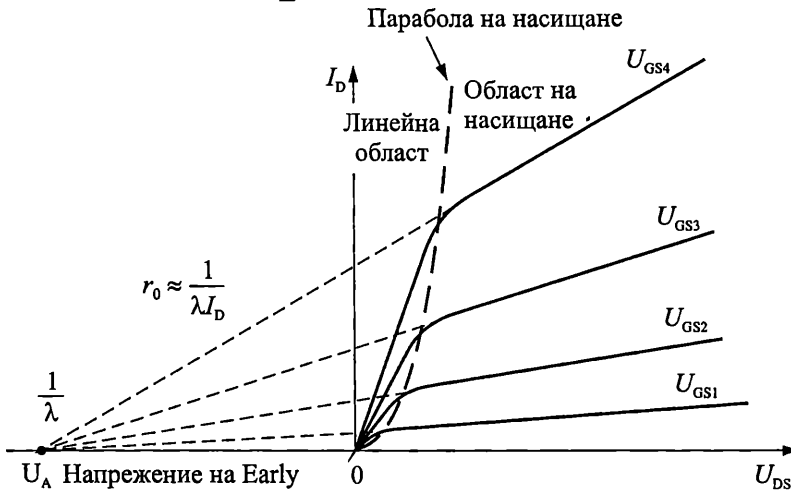
$$I_{\text{D}} = \frac{K}{2} U_{\text{Dsat}}^2.$$

В режим на насищане дрейновият ток нараства слабо с увеличаването на U_{DS} (фиг. 5.15), т. е. изходното съпротивление не е безкрайност:

$$I_{\text{D}} = \frac{K}{2} (U_{\text{GS}} - U_{\text{T}})^2 (1 + \lambda U_{\text{DS}}).$$

Тук коефициентът λ определя изходното съпротивление на транзистора и е от порядъка на $\lambda = 0,05 \div 0,005 \text{ V}^{-1}$. За инженерни изчисления може да се използва приблизителната формула:

$$\lambda \approx \frac{0,1}{L}, \text{ V}^{-1}, \text{ където } L \text{ е в } \mu\text{m}.$$



Фиг. 5.15. Изходно съпротивление в областта на насищане

Пример

Да изчислим дрейновия ток на MOS транзистор с N индуциран канал в режим на насищане при гейтови напрежения 0, 1, 2, 3, 4 и 5 V, ако $L = 2 \mu\text{m}$, $W = 160 \mu\text{m}$, $KP = 50 \mu\text{A/V}^2$ и $U_{\text{T}} = 2 \text{V}$.

Решение

Използваме уравнение (5.23), за да определим K :

$$K = KP \frac{W}{L} = 50 \frac{160}{2} = 4 \text{ mA/V}^2.$$

Дрейновият ток при насищане е:

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

Замествайки със съответните числени стойности получаваме:

$$\text{За } U_{GS} = 5 \text{ V}, I_D = 18 \text{ mA};$$

$$U_{GS} = 4 \text{ V}, I_D = 8 \text{ mA};$$

$$U_{GS} = 3 \text{ V}, I_D = 2 \text{ mA};$$

$$U_{GS} = 2 \text{ V}, I_D = 0 \text{ mA};$$

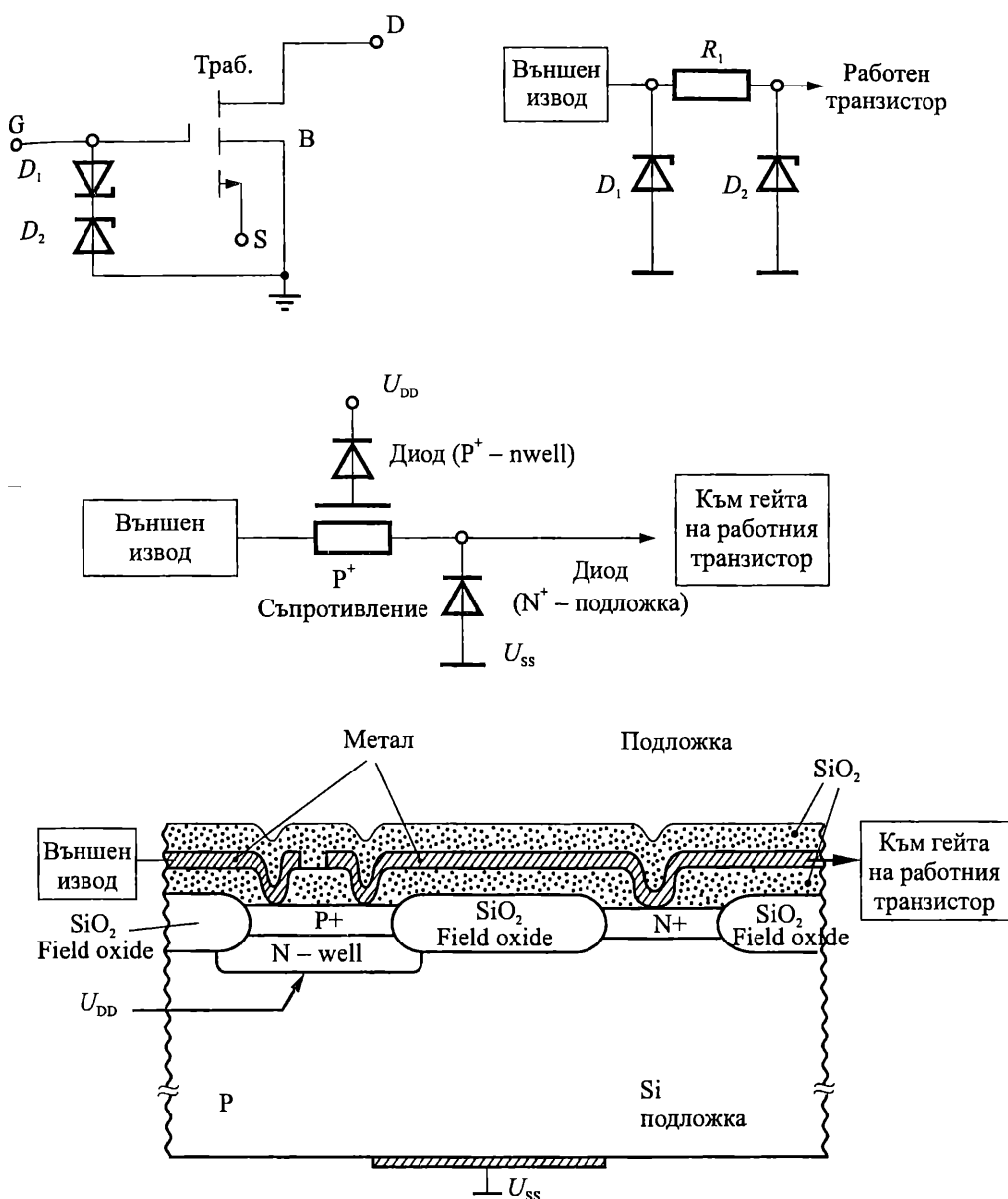
$$U_{GS} = 1 \text{ V}, I_D = 0 \text{ mA}.$$

При $U_{GS} = 1$ и 2 V , $I_D = 0 \text{ mA}$, тъй като $U_{GS} < U_T$.

При големи напрежения на дрейна в MOS транзистора настъпват пробиви, като механизмът им има следния характер:

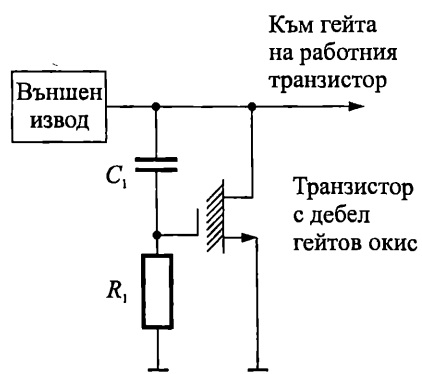
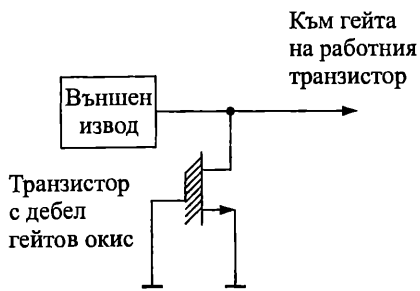
- Пробив, обусловен от лавинното умножение на токоносителите в канала поради ударна йонизация. Нормално преди пробива транзисторът е отпушен и тече дрейнов ток. Пробивът е "мек", т. е. токът увеличава плавно стойността си.
- Електрически пробив на прехода дрейн-подложка. Обикновено настъпва, когато транзисторът е запушен или тече малък дрейнов ток. Големината на пробивното напрежение зависи от потенциала на гейта. Пробивът е "рязък".
- Вторичен пробив. Ако при пробив във веригата дрейн-сорс в характеристиката на транзистора възникне участък с отрицателно съпротивление, между сорса и дрейна може да се образува тънък проводим канал и да се развие вторичен пробив.
- Пробив на диелектрика под гейта, който е характерен при MOS структурите и води до необратимо разрушаване на елемента. MOS транзисторът има изключително голямо входно съпротивление (10^9 – $10^{16} \Omega$). Всеки заряд (най-често електростатичен), попаднал на гейта, се задържа там продължително време. Поради малката дебелина на окисния слой дори неголеми заряди създават голям интензитет на електрическото поле и възможност за пробив. За предотвратяване на пробива се вземат мерки за защита по схемен и организационен път.

Схемната защита на MOS транзистора се осъществява посредством включване между гейта и подложката на елемент с прагово напрежение на отпушване, по-ниското от пробивното напрежение и по-високо от праговото напрежение на работния транзистор. Като такъв елемент могат да се използват ценеров диод – фиг. 5.16, друг MOS транзистор с дебел окис под гейта (с високо прагово напрежение) – фиг. 5.17 и др.

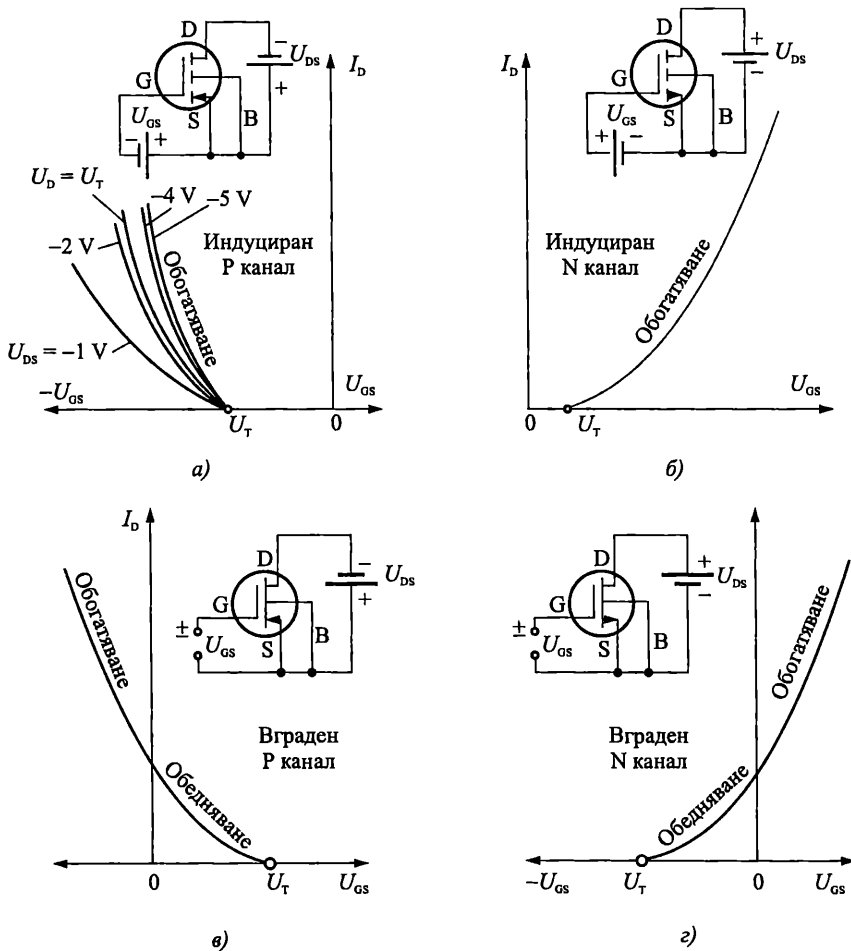


Фиг. 5.16. Електростатична защита на MOS транзистор с ценерови диоди

Организационните мерки включват спазването на специални правила при производството, съхранението, транспорта и работата с MOS транзистори. Принципът тук е предварително заземяване на всички обекти (включително хората – оператори), до които MOS транзисторите биха могли да се докоснат.



Фиг. 5.17. Електростатична защита на MOS транзистор с друг MOS транзистор с дебел гейтов окис



Фиг. 5.18. Предавателни волт-амперни характеристики на MOS транзистори
 а – MOS транзистор с P индуциран канал; б – MOS транзистор с N индуциран канал;
 в – MOS транзистор с P вграден канал; г – MOS транзистор с N вграден канал

Характеристиките на предаване (проходните характеристики) се изразяват със зависимостите $I_D = f(U_{GS})$ при $U_{DS} = const$. На фиг. 5.18 са показани предавателните характеристики на MOS транзистори с P и N индуциран и вграден канали.

При MOS транзисторите с вграден канал във веригата дрейн-сорс протича ток и при нулево напрежение на гейта. При подаване на положително напрежение на гейта (за N вграден канал) концентрацията на основните токоносители в канала (електроните) се увеличава и дрейновият ток нараства (режим на обогатяване) – фиг. 5.18г. При отрицателно напрежение на гейта намалява концентрацията на електроните в канала и дрейновият ток също намалява (режим на обедняване). При определена стойност на напрежението U_{GS} наречено *прагово напрежение* или *напрежение на запушване* – U_T , каналът се запушва и дрейновият ток приема определена минимална стойност.

5.3.4. Основни електрически параметри

Прагово напрежение U_T

То е основен параметър на MOS транзисторите. Определя се от конструктивно-технологичните параметри на структурата.

Пример

Да определим праговите напрежения на N каналните и P каналните MOS транзистори за стандартна 0,4 μm CMOS технология, за която $d_0 = 80 \text{ \AA}$, $\frac{Q_{SS}}{q} = 10^{11} \text{ атома/cm}^2$, $N_A = 5 \cdot 10^{15} \text{ атома/cm}^2$ и $\varphi_{MS} = -0,6 \text{ V}$ – за N канален транзистор; $N_D = 4 \cdot 10^{16} \text{ атома/cm}^2$ и $\varphi_{MS} = -0,1 \text{ V}$ – за P канален транзистор.

Решение

$$C_0 = \frac{\xi_0 \xi_{\text{SiO}_2}}{d_0} = \frac{8,854 \cdot 10^{-14} \cdot 3,9}{8 \cdot 10^{-7}} = 0,4316 \cdot 10^{-6} \text{ F/cm}^2.$$

N канален MOS транзистор:

$$2\varphi_F = 2 \frac{kT}{q} \ln \frac{N_B}{n_i} = 2 \cdot 0,0258 \cdot \ln \frac{5 \cdot 10^{15}}{1,45 \cdot 10^{10}} = 0,659 \text{ V};$$

$$Q_B = \sqrt{2\xi_0 \xi_{\text{Si}} q N_B |2\varphi_F|} = \sqrt{2 \cdot 8,854 \cdot 10^{-14} \cdot 11,8 \cdot 1,602 \cdot 10^{-19} \cdot 5 \cdot 10^{15} \cdot 0,659} = 3,32 \cdot 10^{-8} \text{ F/cm};$$

$$U_{T0} = \frac{Q_B}{C_0} + 2\varphi_F = \frac{3,32 \cdot 10^{-8}}{43,16 \cdot 10^{-8}} + 0,659 = 0,736 \text{ V};$$

$$U_{FB} = \pm \varphi_{MS} - \frac{Q_{SS}}{C_0} = -0,6 - \frac{10^{11} \cdot 1,602 \cdot 10^{-19}}{0,4316 \cdot 10^{-6}} = -0,637 \text{ V}.$$

$$U_T = U_{T0} + U_{FB} = 0,736 - 0,637 = 0,099 \text{ V}.$$

P канален MOS транзистор:

$$2\varphi_F = 2 \frac{kT}{q} \ln \frac{N_B}{n_i} = -2.0,0258 \cdot \ln \frac{4 \cdot 10^{16}}{1,45 \cdot 10^{10}} = -0,766 \text{ V};$$

$$Q_B = \sqrt{2\xi_0 \xi_{Si} q N_B |2\varphi_F|} = -\sqrt{2,8,854 \cdot 10^{-14} \cdot 11,8,1,602 \cdot 10^{-19} \cdot 4 \cdot 10^{16} \cdot 0,766} = -10,13 \cdot 10^{-8} \text{ F/cm};$$

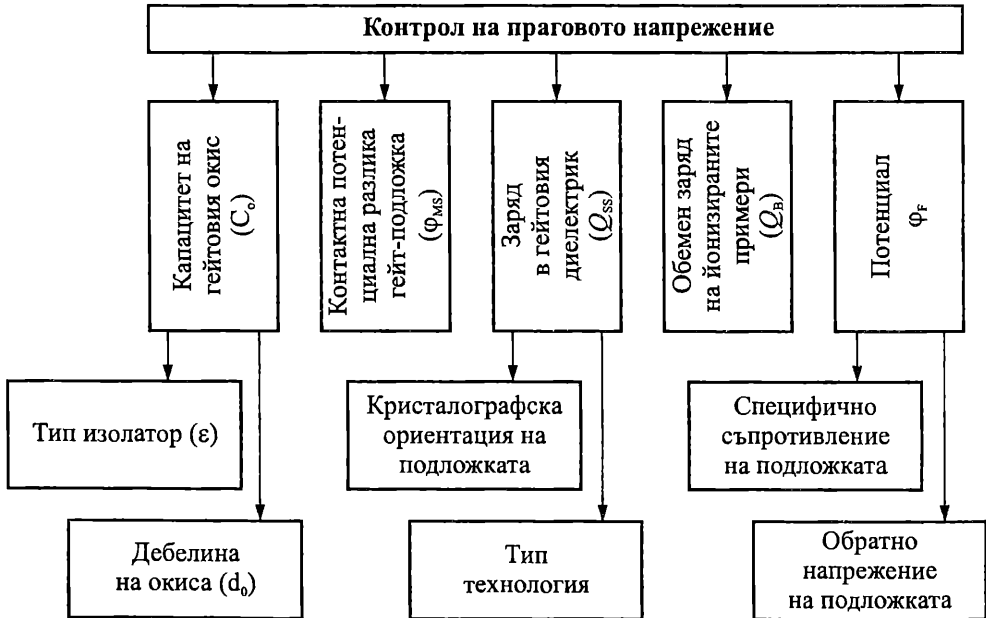
$$U_{T0} = \frac{Q_B}{C_0} + 2\varphi_F = -\frac{10,13 \cdot 10^{-8}}{0,4316 \cdot 10^{-6}} - 0,766 = -1,0 \text{ V};$$

$$U_{FB} = \pm \varphi_{MS} - \frac{Q_{SS}}{C_0} = -0,1 - \frac{10^{11} \cdot 1,602 \cdot 10^{-19}}{0,4316 \cdot 10^{-6}} = -0,137 \text{ V}.$$

$$U_T = U_{T0} + U_{FB} = -1,0 - 0,137 = -1,137 \text{ V}.$$

Виждале, че N и P MOS транзисторите имат различни по абсолютна стойност прагови напрежения. За правилното функциониране на схемите е необходимо праговете им напрежения да са с еднакви (близки) абсолютни стойности. За изравняването им при изготвянето на елементите се провеждат допълнителни технологични операции.

Изразите (5.15) и (5.16) показват основните фактори, с които може да бъде контролирана големината на праговото напрежение. Най-често използваните са показани на фиг. 5.19. Целта е конструирането на MOS транзистори с точно контролируемо, малко по абсолютна стойност прагово напрежение, близко до напрежението на отпушване на биполарните транзистори.



Фиг. 5.19. Фактори, определящи праговото напрежение на MOS транзистора

Увеличаването на специфичното съпротивление на подложката предполага по-лесна инверсия на повърхността ъ чрез намаляване на потенциала φ_F и обемния заряд Q_B . Фиксираният заряд на йонизираните примеси Q_B може да бъде намален чрез йонна имплантация на примеси със знак, обратен на основните. Контактната потенциална разлика гейт-подложка се променя с избора на подходящ материал за гейта. Например вместо алуминий да се използва подходящо легиран полисилиций. Увеличаването на капацитета на окиса под гейта C_0 се постига с намаляване на дебелината му и избора на диелектрик с по-голяма диелектрична константа – например Si_3N_4 .

Пример

За да оценим влиянието на дебелината на гейтовия окис върху праговото напрежение, нека определим големината му при различни дебелини на окиса – 0,1 μm и 1 μm за идеална MOS структура, използвайки примера от параграф 5.3.2.

Решение

- при $d_0 = 0,1 \mu\text{m}$:

$$U_{T0} = \frac{Q_B}{C_0} + 2\varphi_F = \frac{1,39 \cdot 10^{-8}}{3,45 \cdot 10^{-8}} + 0,576 = \mathbf{0,98 \text{ V}};$$

- при $d_0 = 1 \mu\text{m}$:

$$C_0 = \frac{\xi_0 \xi_{\text{SiO}_2}}{d_0} = \frac{8,854 \cdot 10^{-14} \cdot 3,9}{10^{-4}} = 0,345 \cdot 10^{-8} \text{ F/cm}^2;$$

$$U_{T0} = \frac{Q_B}{C_0} + 2\varphi_F = \frac{1,39 \cdot 10^{-8}}{0,345 \cdot 10^{-8}} + 0,576 = \mathbf{4,6 \text{ V}}.$$

Електрическият заряд на повърхностните състояния Q_{SS} се намалява с подходящ избор на кристалографската ориентация на подложката, технологичния режим и др.

Праговото напрежение U_T зависи и от напрежението U_{SB} , което поляризира прехода сорс-подложка в обратна посока.

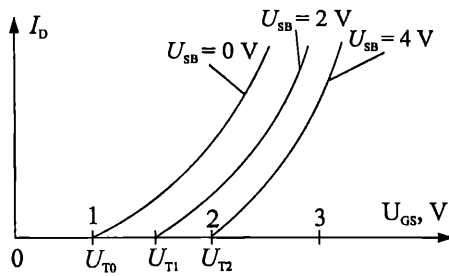
В този случай подложката играе ролята на втори управляващ електрод по отношение на канала. Праговото напрежение се определя от израза:

$$(5.25) \quad U_T = U_{T0} + \gamma (\sqrt{2\varphi_F + U_{SB}} - \sqrt{2\varphi_F}),$$

където U_{T0} е праговото напрежение при $U_{SB} = 0$, а параметърът на ефекта на подложката γ ($\gamma \approx 0,5 \div 0,9 \text{ V}^{-1/2}$) е:

$$\gamma = \frac{1}{C_0} \sqrt{2q\xi_{\text{Si}}N_A}.$$

Промяната на праговото напрежение U_T в зависимост от напрежението U_{SB} е показана на фиг. 5.20.



Фиг. 5.20. Зависимост на праговото напрежение от напрежението U_{SB}

Стръмност на предавателната характеристика g_m (S)

Дефинира се чрез израза:

$$(5.26) \quad g_m = S = \left. \frac{dI_D}{dU_{GS}} \right|_{U_{DS} = \text{const}} \approx \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \Big|_{U_{DS} = \text{const}}$$

Стръмността е характерен параметър, изразяващ усилвателните свойства на MOS транзистора. За двете области на работа се определя по формулите:

$$(5.27) \quad g_m = \frac{\mu_{\text{eff}} C_0 W}{L} U_{DS} = KP \frac{W}{L} U_{DS} - \text{в линейната (триодната) област};$$

$$(5.28) \quad g_m = \frac{\mu_{\text{eff}} C_0 W}{L} (U_{GS} - U_T)(1 + \lambda U_{DS}) = KP \frac{W}{L} (U_{GS} - U_T)(1 + \lambda U_{DS}) -$$

в областта на насищане (пентодната област).

Ако $\lambda U_{DS} \ll 1$, за областта на насищане

$$g_m = KP \frac{W}{L} (U_{GS} - U_T) = \sqrt{2KP \frac{W}{L} I_D}$$

Както се вижда стръмността е пропорционална на квадратен корен от постоянния ток I_D в работната точка и зависи от геометричните размери на транзистора.

Пример

Да определим стръмността на MOS транзистор при работа в линеен режим и режим на насищане, ако $KP = 50 \mu\text{A}/\text{V}^2$, $W = 160 \mu\text{m}$, $L = 2 \mu\text{m}$, $U_T = 2 \text{V}$, $U_{DS} = 0,5 \text{V}$ и $I_D = 2 \text{mA}$.

Решение

За линеен режим на работа:

$$g_m = KP \frac{W}{L} U_{DS} = 50 \frac{160}{2} 0,5 = 2 \text{ mS}$$

При насищане:

$$g_m = \sqrt{2KP \frac{W}{L} I_D} = \sqrt{2 \cdot 50 \cdot 10^{-6} \frac{160}{2} 2 \cdot 10^{-3}} = 4 \text{ mS}$$

Стръмността на транзисторите, използвани като усилвателни елементи се увеличава чрез увеличаване на специфичната им стръмност K :

$$K = \frac{\mu_{\text{eff}} C_0 W}{L} = KP \frac{W}{L}.$$

Дрейновият ток зависи както от напрежението гейт-сорс, така и от напрежението сорс-подложка. Напрежението гейт-сорс контролира вертикалното електрическо поле, което регулира проводимостта на канала и от там дрейновия ток. От друга страна напрежението сорс-подложка променя праговото напрежение U_T , което променя дрейновия ток, когато U_{GS} е постоянно. Така подложката действа като втори гейт, като този ефект се нарича ефект на подложката. Да отбележим, че подложката на MOS транзистора обикновено е свързана постоянно със захранването (считано като земя по променлив ток). На извода на сорса, обаче, може да има приложено значително променливо напрежение, при което се променя общото напрежение U_{SB} , следователно праговото напрежение и дрейновия ток. Поради това, когато напрежението U_{SB} не е постоянно, трябва да се използват две стръмности. Едната е свързана с главния гейт – g_m , а другата g_{mb} е свързана с подложката като втори управляващ гейт. За най-честия случай на приложение – областта на насищане:

$$g_{mb} = \frac{dI_D}{dU_{SB}} = -KP \frac{W}{L} (U_{GS} - U_T)(1 + \lambda U_{DS}) \frac{dU_T}{dU_{SB}}.$$

От (5.25)

$$\frac{dU_T}{dU_{SB}} = - \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_F + U_{SB}}}.$$

Ако $\lambda U_{DS} \ll 1$, за g_{mb} окончателно се получава:

$$g_{mb} = \frac{\gamma KP \frac{W}{L} (U_{GS} - U_T)}{2\sqrt{2\phi_F + U_{SB}}} = \gamma \sqrt{\frac{KP \frac{W}{L} I_D}{2(2\phi_F + U_{SB})}}.$$

Отношението

$$\frac{g_{mb}}{g_m} = \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_F + U_{SB}}}$$

е важно за практическите приложения и е от порядъка на $0,1 \div 0,3$, т. е. стръмността на основния гейт g_m е $3 \div 10$ пъти по-голяма от стръмността на подложката g_{mb} .

Динамично изходно съпротивление

$$(5.29) \quad r_0 = R_{DS} = \left. \frac{dU_{DS}}{dI_D} \right|_{U_{GS} = \text{const}} \approx \left. \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D} \right|_{U_{GS} = \text{const}}.$$

Определя се от изходните характеристики:

- в линеен режим

$$r_0 = \frac{1}{K(U_{GS} - U_T - U_{DS})} \approx \frac{1}{K(U_{GS} - U_T)}, \text{ за малки } U_{DS}.$$

- в пентоден режим

$$r_0 = \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{V_A}{I_D}, \text{ (при } \lambda I_D \ll 1, V_A \approx \frac{1}{\lambda} \text{)}.$$

👉 Пример

Да определим изходното съпротивление на MOS транзистор при работа в линеен режим и режим на насищане, ако $KP = 50 \mu\text{A}/\text{V}^2$, $W = 160 \mu\text{m}$, $L = 2 \mu\text{m}$, $U_T = 2 \text{V}$, $U_{GS} = 3 \text{V}$, $I_D = 2 \text{mA}$ и $\lambda = 0,1$.

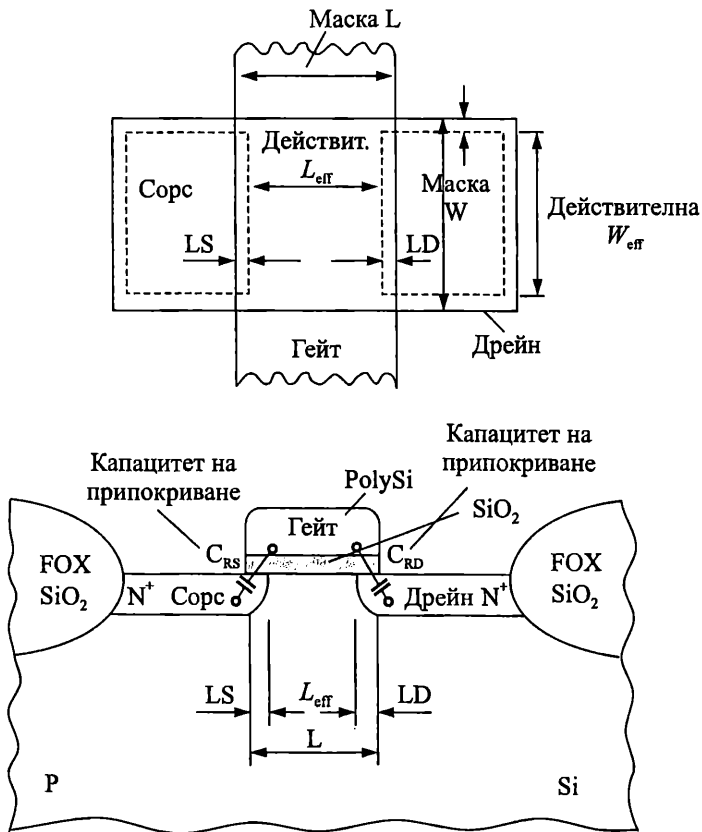
Решение

За линеен режим

$$r_0 \approx \frac{1}{K(U_{GS} - U_T)} = \frac{1}{50 \frac{160}{2} (3 - 2)} = 0,25 \text{ k}\Omega.$$

В режим на насищане

$$r_0 = \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{1}{0,1 \cdot 2 \cdot 10^{-3}} = 5 \text{ k}\Omega.$$



Фиг. 5.21. Капацитети от припокриване на гейта със сорса и дрейна

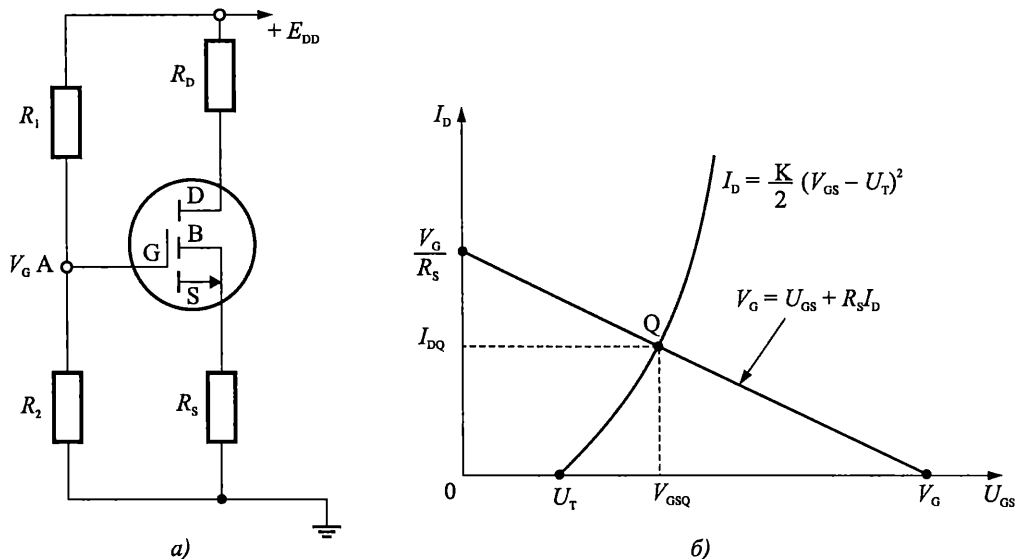
- **Входен ток.** Има малка стойност ($10^{-13} - 10^{-8}$ А). Дължи се на утечки през диелектрика и по повърхността.

- **Входно съпротивление по постоянен ток.** То е изключително голямо – $10^9 - 10^{16} \Omega$.

- **Капацитети C_{GS} , C_{GD} и C_{DS} .** Определят се от собствения капацитет гейт-канал, капацитетите от припокриването на гейта с областите на сорса и дрейна (фиг. 5.21) и паразитните капацитети.

5.3.5. Схема за постояннотоково захранване на MOS транзистори

Практическа схема за автоматично установяване на постояннотоковия режим е показана на фиг. 5.22а. Тя е приложима за дискретни елементи за получаване на необходимата работна точка, която е относително независима от параметрите на транзистора.



Фиг. 5.22. Постояннотоково захранване на MOS транзистор
 а – практическа схема за постояннотоково захранване на MOS транзистор;
 б – графично определяне на постояннотоковата работна точка

От схемата на фиг. 5.22а за потенциала на точката А се получава:

$$(5.30) \quad V_G = \frac{E_{DD}}{R_1 + R_2} R_2.$$

Този потенциал може да се изрази като:

$$(5.31) \quad V_G = U_{GS} + R_S I_D,$$

което е уравнение на права (товарна права).

Дрейновият ток в най-често използвания режим на насищане е:

$$(5.32) \quad I_D = \frac{K}{2} (U_{GS} - U_T)^2.$$

Търсената работна точка е решението на системата уравнения (5.31) и (5.32).

На фиг. 5.22б е показано графичното определяне на постояннотоквата работна точка.

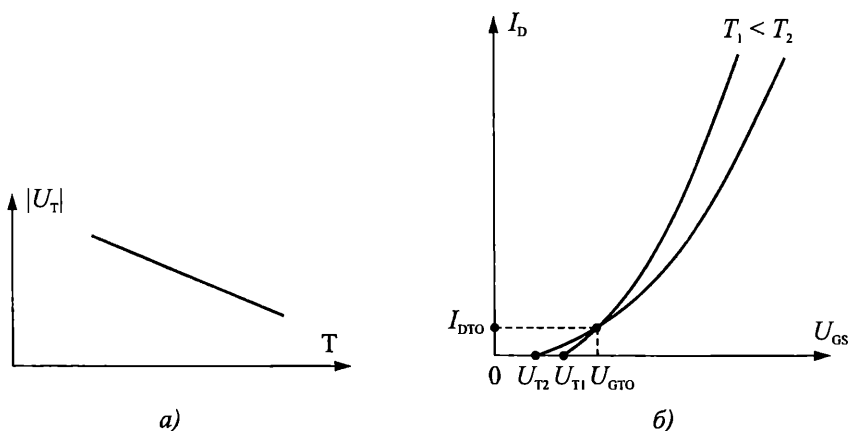
Напрежението U_{DS} може да се изчисли според равенството:

$$(5.33) \quad U_{DS} = E_{DD} - (R_D + R_S)I_D.$$

5.3.6. Влияние на температурата

Температурата влияе на много параметри и характеристики на MOS транзистора. Основно влияние оказва температурната зависимост на подвижността на токоносителите в канала μ_{eff} и праговото напрежение U_T . При определени условия измененията са противоположни и е възможна взаимната им компенсация, т. е. наличието на термостабилна точка, както при полевите транзистори с управляващ PN преход (вж. т. 5.23).

Температурната зависимост на праговото напрежение е сложна и зависи от конструктивно-технологичните параметри на транзисторната структура. За повечето практически приложения обикновено се приема, че около стайната температура праговото напрежение намалява линейно с увеличаване на температурата със стръмност $-0,5 \div -4 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ – фиг. 5.23а.



Фиг. 5.23. Влияние на температурата

а – върху праговото напрежение; б – върху предавателните характеристики

Нормално температурният коефициент на дрейновия ток при малки напрежения на гейта, близки до праговото, е положителен, а при големи – отрицателен.

На фиг. 5.23б е показано влиянието на температурата върху предавателните характеристики на MOS транзистор с N индуциран канал.

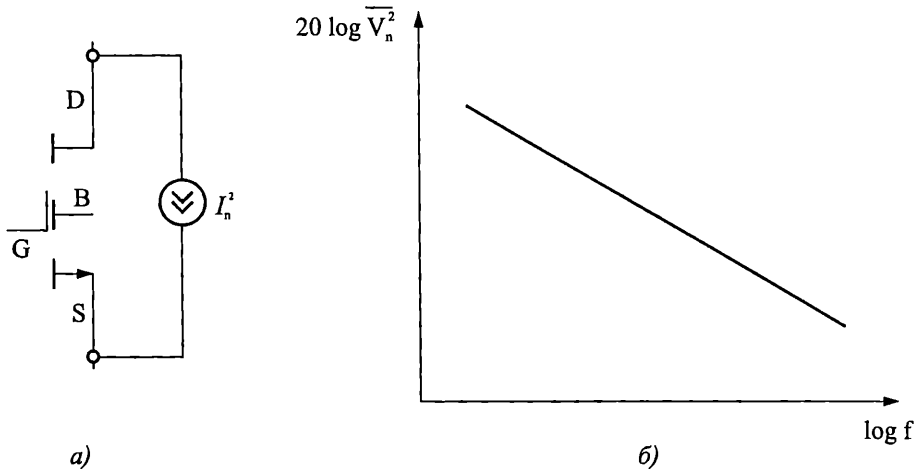
5.3.7. Шумови свойства

MOS транзисторите превъзхождат значително биполярните транзистори по шумови характеристики и се доближават до полевите транзистори с управляващ PN преход. Основните източници на шум в MOS транзисторите са два – топлинен шум и нискочестотен шум.

Топлинният шум се генерира във всяко омично съпротивление. Основният шум в MOS транзистора е топлинният шум, генериран в канала. За транзистор с дълъг канал в областта на насищане този шум може да се моделира като генератор на ток, включен между изводите на сорса и дрейна (фиг. 5.24а), със спектрална плътност:

$$(5.34) \quad \overline{I_n^2} = 4kT\gamma g_m.$$

Коефициентът γ е равен на 0,75 за транзистори с дълъг канал. При късоканалните транзистори е по-голям (например $\gamma = 1,5$ за $L = 0,25 \mu\text{m}$). Омичните области на MOS транзистора, които имат крайно съпротивление (областите на гейта, сорса и дрейна) също въвеждат топлинен шум. Той зависи от легирането на подложката и стръмността на транзистора. Спектралната му плътност е постоянна в широк честотен интервал.



Фиг. 5.24. Шумове в MOS транзистора

а – топлинен шум в MOS транзистора; б – спектрална плътност на Фликер-шума

Друг източник на шум е **фликер шума**. Интерфейсът между гейтовия окис и силициевата подложка има много свободни енергийни нива – генерационно-рекомбинационни центрове. Тъй като токоносителите, определящи дрейновия ток се движат близо до повърхността, някои от тях по случаен закон се захващат от тези центрове, след което ги напускат, въвеждайки "фликер" шум в дрейновия ток. Този шум зависи от "чистотата" на повърхността Si-SiO₂ и е различен за всяка конкретна технология. Той може да се моделира като източник на напрежение, свързано серийно на гейта и се определя с израза:

$$(5.35) \quad (V) \overline{U_n^2} = \frac{K}{C_{ox}WL} \cdot \frac{1}{f},$$

където K е константа, зависеща от технологията и е от порядъка на $10^{-25} \text{V}^2\text{F}$.

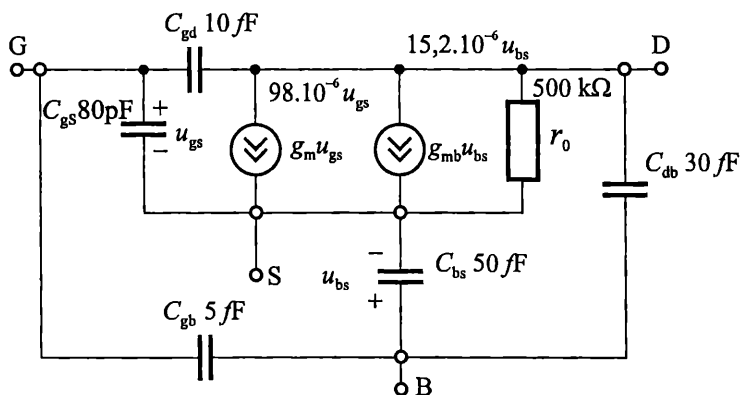
Както е показано на фиг. 5.24б, спектралната плътност на шума е обратно пропорционална на честотата. За това фликер шума се нарича още нискочестотен шум. В действителност фликер шума е много по-сложен, но това излиза извън рамките на настоящия курс.

MOS транзисторите са по-устойчиви на радиация от полевите транзистори с PN преход. Това се дължи на факта, че при полевите транзистори с PN преход радиацията влияе не само върху проводимостта на канала, но и върху обратния ток на управляващия преход. Допълнителна устойчивост на MOS транзисторите създава и екранирането на канала от металния (проводящия) електрод на гейта.

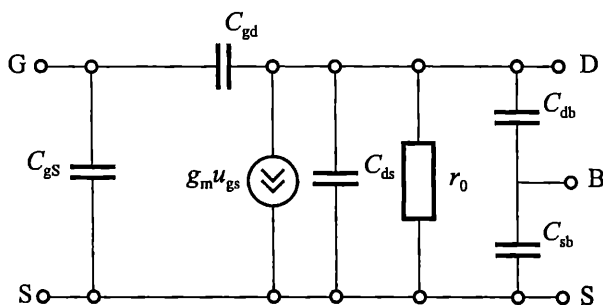
5.3.8. Честотни свойства

За променливотоков анализ на схеми с MOS транзистори могат да се използват еквивалентните схеми, показани на фиг. 5.8.

При необходимост от отчитане на напрежението U_{SB} за по-точни изчисления се използва схемата от фиг. 5.25а. По-простият ѝ вариант е даден на фиг. 5.25б. Посочените стойности на елементите са примерни.



а)



б)

Фиг. 5.25. Малосигнални еквивалентни схеми при високи честоти

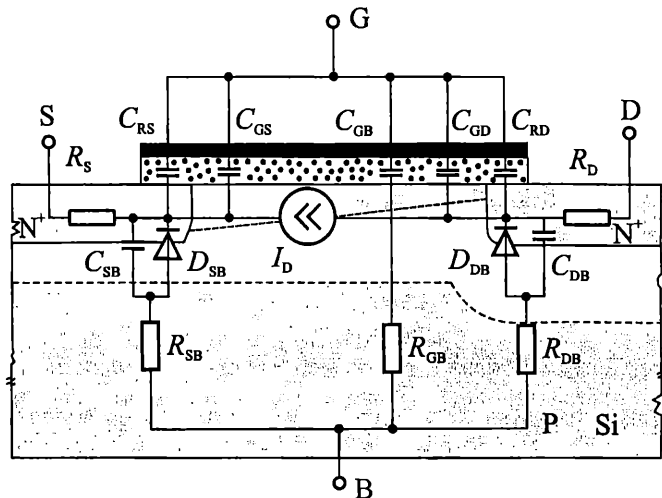
а – еквивалентна схема с отчитане на напрежението u_{BS} ;

б – еквивалентна схема при високи честоти

Честотните и импулсни характеристики на MOS транзистора се определят от времето за преминаване на токоносителите през канала и от времето за презареждане на собствените и паразитните капацитети на структурата.

Времето за преминаване на токоносителите през канала е много малко. Бързодействието на MOS транзистора се определя основно от времето за презареждане на кондензаторите му.

На фиг. 5.26 е показана еквивалентна схема на MOS транзистор, подходяща за анализ на преходните процеси при превключване.



Фиг. 5.26. Еквивалентна схема на MOS транзистор

Кондензаторите C_{GS} и C_{GD} представят разпределения капацитет на гейта по отношение на канала. Те са свързани с времето за преминаване на токоносителите през канала. Големините им зависят от постояннотоковия режим.

$$(5.36) \quad C_{GS} \approx C_{GD} \approx \frac{C_0 WL}{2} \text{ – за триоден режим;}$$

$$(5.37) \quad C_{GS} \approx \frac{2}{3} C_0 WL; C_{GD} = 0 \text{ – за пентоден режим.}$$

Кондензаторите C_{RS} и C_{RD} на схемата представят капацитетите от препокриването на гейтовия електрод с областите на сорса и дрейна.

Елементите C_{SB} , D_{SB} , R_{SB} и C_{DB} , D_{DB} , R_{DB} представят PN преходите сорс-подложка и дрейн-подложка.

Генераторът на ток I_D представя дрейновия ток, задаващ постояннотоковия режим на работа на елемента.

Важно значение, особено при интегралните MOS структури имат паразитните капацитети между електродите, на съединителните проводящи шини и др., които трябва да се отчетат допълнително.

Голямо влияние за реалното бързодействие на MOS транзистора оказва проходният му капацитет $C_{\text{прох.}} = C_{GD} + C_{RD}$, който според ефекта на Милер се привежда към входа, увеличен с коефициента на усилване по напрежение $|A_U|$:

$$(5.38) \quad C_{\text{вх.действащ}} = C_{\text{прох.}}(1 + |A_U|).$$

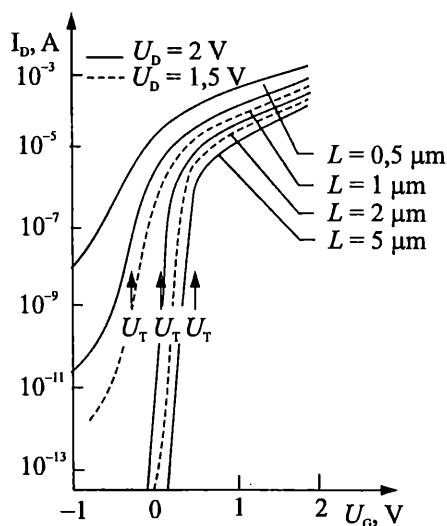
Тъй като входното съпротивление е голямо и обикновено външните резистори са високоомни, времеконстантите на зарядните вериги са големи. Бързодействието се ограничава и от относително ниските стойности на стръмността g_m .

5.3.9. Особенности при MOS транзистори с малки геометрични размери

До сега при разглеждането на принципа на действие и свойствата на MOS транзисторите беше използван силно опростен модел, основаващ се на редица допускания. Той отразява правилно основните принципи на действие на MOS елементите и може да се приложи с успех за анализ на структури с голяма дължина на канала (над $2 \mu\text{m}$). При намаляване на размерите на съвременните MOS транзистори дължината на канала е значително по-малка от $1 \mu\text{m}$. В този случай класическата теория, основана на т. нар. "плавно приближение", е свързана с редица неточности. Необходимо е допълнително отчитане на някои важни физически явления и ефекти като:

Подпрагови токове

Ако напрежението на гейта на MOS транзистора е по-малко от праговото и повърхността на силициевата подложка е в състояние на слаба инверсия, през транзистора протича малък дрейнов ток, наречен подпрагов. Подпраговата област от характеристиките е важна за MOS транзисторите, работещи в цифрови схеми, защото този режим съответства на запушеното състояние на транзистора и влияе върху преходния процес при превключване на транзисторния ключ. В този случай структурата сорс-канал-дрейн може да се разглежда като биполярен NPN транзистор (фиг. 5.29.3). Токът в канала се определя главно от дифузията на токоносителите.



Фиг. 5.27. Подпрагови характеристики на MOS транзистор с различна дължина на канала

В транзисторите с дълъг канал подпруговият ток не зависи от дрейновото напрежение (за $U_D > 3 kT/q$), а се определя само от напрежението на гейта. При транзисторите с къс канал утечният ток зависи от напрежението на дрейна (фиг. 5.27). От фигурата се вижда, че характеристиките им имат друга форма (при $L < 1 \mu\text{m}$). Тук праговото напрежение U_T е определено като онова напрежение на гейта, за което дрейновият ток превишава някаква зададена стойност (например 10^{-8} А). При MOS транзисторите с къс канал праговото напрежение зависи от дължината на канала и от дрейновото напрежение.

Ограничаване на дрейфовата скорост на токоносителите в канала

Дебелината на провеждащия канал в MOS транзисторите е малка (5 – 10 nm). Затова подвижността на токоносителите в канала е по-малка (1/2 до 1/3) от подвижността им в обема на полупроводника и зависи от интензитетите на надлъжното и напречното електрически полета.

Надлъжното електрическо поле в канала се създава от напрежението дрейн–сорс. При голям интензитет на електрическото поле се проявява ефектът на насищане на дрейфовата скорост на токоносителите (за MOS транзистори от Si). Това е особено забележимо при транзисторите с малки размери и води до намаляване на напрежението и тока на насищане. В този случай токът на насищане $I_{D\text{sat}}$ е пропорционален не на квадрата, а на първата степен на гейтовото напрежение т. е. линейно.

Напречното електрическо поле се създава от напрежението на гейта. То предизвиква разсейване на токоносителите на повърхността Si-SiO₂ и в крайна сметка се намалява подвижността им.

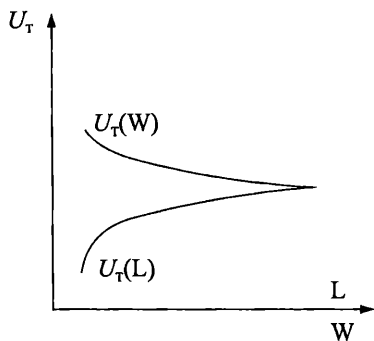
Влиянието на надлъжното и напречно електрически полета върху големината на дрейновия ток може да се отчете, като в изразите (5.21) и (5.22) ефективната подвижност на токоносителите в канала μ_{eff} се замени с израза

$$\mu_{\text{eff}} = \frac{\mu_0}{[1 + \theta_G (U_{GS} - U_T)](1 + \theta_D U_{DS})},$$

където μ_0 е ефективната подвижност на токоносителите при слаби полета, а θ_G и θ_D са емпирични коефициенти.

Зависимост на праговото напрежение от размерите на канала

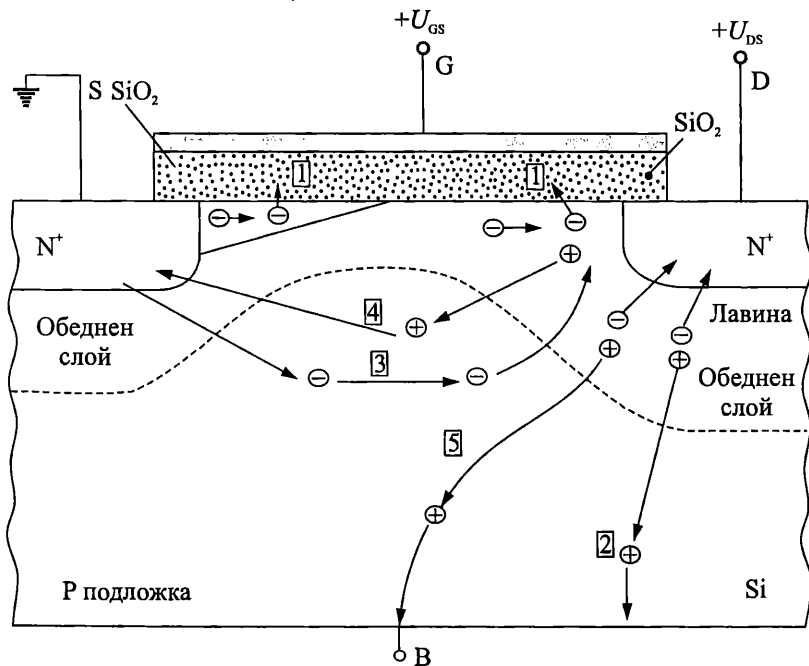
Едномерният модел за праговото напрежение, описан в т. 5.3.2, отчита само влиянието на вертикалното електрическо поле на гейта. В действителност върху обемния заряд в областта на канала влияят PN преходите сорс-подложка и дрейн-подложка. Това влияние е забележимо, когато дебелината на преходите стане съизмерима с размерите на канала. Без да се навлиза в по-нататъшни подробности, може да се отбележи най-общо, че намаляването на дължината на канала на MOS транзистора води до намаляване на праговото му напрежение, а намаляването на широчината на канала води до увеличаване на праговото напрежение (фиг. 5.28).



Фиг. 5.28. Влияние на дължината и широчината на канала на MOS транзистора върху праговото му напрежение

Ефекти на "горещи" електрони

Ако се разгледа по-подробно електрическото поле до дрейновия електрод на MOS транзистора ще се установи, че то е максимално в областта, където дрейновият PN преход се намира под гейта. Електроните в канала или в обеднената област, които преминават през силното електрическо поле, могат да придобият висока енергия, т. е. те се превръщат в "горещи". Някои от "горещите" електрони могат да проникнат в окисния слой под гейта и да предизвикат гейтов ток. Захващането на "горещи" токоносители от уловките в гейтовия окис предизвиква неуправляеми локални изменения на праговото напрежение и може да доведе до необратими изменения в характеристиките на MOS транзистора – фиг. 5.29.



Фиг. 5.29. Ефекти на "горещи" електрони

- 1 инжектирани електрони в окиса; 2 ток през подложката от дупки;
- 3 ток през подложката от електрони; 4 дупки, достигащи до сorsa;
- 5 утечен ток на прехода

Високоенергийните "горещи" електрони могат също така да предизвикат лавинообразно образуване на двойки електрон-дупка в обеднената област до дрейна. Те увеличат утечния ток през подложката на MOS транзистора и в крайна сметка могат да доведат до пробив в структурата. За MOS транзисторите с къси канали са характерни някои специфична механизми на пробив. Сложните взаимни връзки между физичните ефекти външно се проявяват в зависимост на пробивните характеристики на елементите не само от конструктивно-технологичните особености на структурата, но и от комбинациите от напрежения, приложени на отделните електроди.

Влияние върху свойствата на MOS транзисторите с къс канал оказва ефектът на "надлъжното" обедняване. Външно този ефект се изразява в появата на значителен утечен ток между сорса и дрейна при напрежения, по-малки от напреженията на лавинен пробив. "Надлъжното" обедняване настъпва при такова взаимодействие между обеднените области на сорсовия и дрейновия преходи, при което се намалява потенциалната бариера между сорса и дрейна и протича обемен ток. Видът на волт-амперната характеристика съответства на тази на "мек" (плавен) пробив. В някои случаи ефектът на "надлъжното" обедняване ограничава минималната дължина на канала на MOS транзисторите.

5.3.10. Разновидности на MOS транзистори

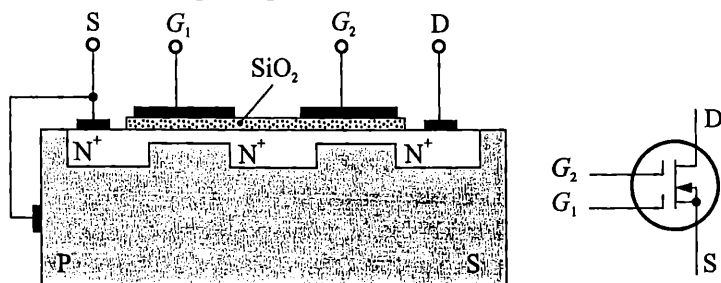
Двугейтов транзистор. Структурата и схемното означение на двугейтов транзистор с N вграден канал са показани на фиг. 5.30. В средната част на канала е формирана силно легирана N област, наречена остров. Двугейтовият транзистор може да се разглежда като два MOS транзистора, свързани последователно (каскадно). Островът е дрейн за първия и сорс за втория транзистор без външен извод. Двата транзистора са еднакви в конструктивно отношение. Токът, протичащ през транзистора, може да се управлява и чрез двата гейта. Наличието на втория гейт (G_2) намалява проходния капацитет (гейт 1-дрейн), а увеличава изходното съпротивление и коефициента на усилване:

$$C_{GD1} \approx \frac{C_{GD1}}{\mu_1},$$

$$R_{DS} \approx \mu_1 R_{DS1},$$

$$\mu \approx \mu_1^2.$$

където C_{GD1} , R_{DS1} и μ_1 са параметрите на един от двата еднакви транзистора.



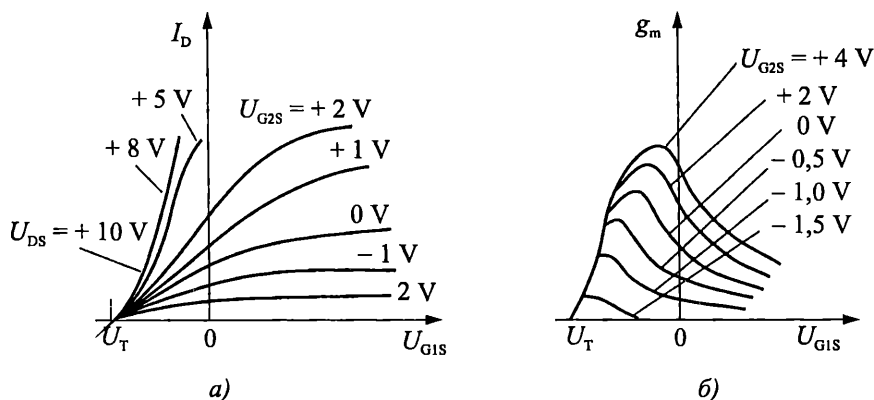
Фиг. 5.30. Двугейтов MOS транзистор с N вграден канал

Нормален работен режим на двугейтовия транзистор е този, при който двата съставни транзистора работят в пентоден режим. За това е необходимо да са изпълнени условията:

$$U_{G2} \geq 2|U_T| \text{ и } U_D \geq 3|U_T|.$$

Проходните характеристики са показани на фиг. 5.31а. Видът им зависи от стойността на напрежението на втория гейт. При големи U_{G2S} те са квадратични. С намаляването на U_{G2S} те променят формата си – стават S-образни. В средната част имат неголям линеен участък, в който се работи при усилвателните схеми.

Стръмността по първи гейт g_m има максимум (фиг. 5.31б), когато вторият транзистор е на границата на пентодната област.



Фиг. 5.31. Характеристики на двугейтов транзистор

Изходните характеристики са подобни на тези на класически MOS транзистор. В областта на насищане имат по-малък наклон поради по-голямото си изходно съпротивление.

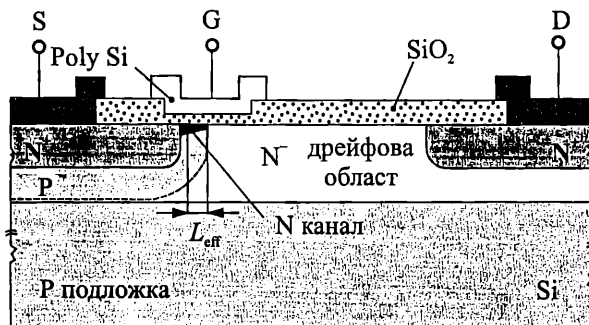
Аналитичните изрази на характеристиките на двугейтовия транзистор се получават от системата уравнения за двата съставни транзистора с отчитане на равенството на дрейновите им токове.

Двойнодифузен MOS транзистор (DMOS транзистор). Това е транзистор с добри усилвателни и честотни свойства, постигнати чрез намаляване дължината на проводящия канал. Минималната дължина на канала при стандартната конструкция на MOS структурата се определя от възможностите на фотолитографския процес и е части от микрона.

Основната идея при изготвянето на различни конструкции двойнодифузионни MOS транзистори е следната. През един и същ "прозорец" в окиса при сорса се извършват две последователни дифузии за създаване на P и N^+ области. Дължината на канала L_{eff} се определя от разликата между двете области. По такъв начин по не сложен технологичен път се създават структури с точно контролирани дължини на канала от порядъка на 0,1–1 μm . (За получаване на такива елементи може да се използва и двукратна йонна имплантация.)

Примерна конструкция на хоризонтален DMOS транзистор е показана на фиг. 5.32. Трябва да се обърне внимание, че непосредствено до канала е разпо-

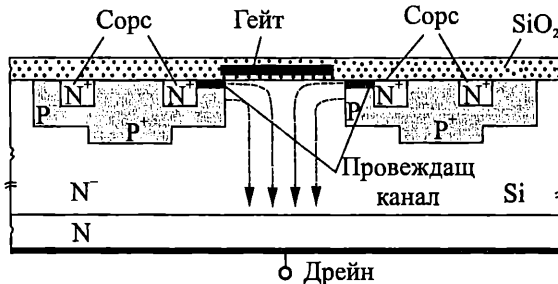
ложена нисколегирана N^- дрейфова област. Когато се приложи напрежение между дрейна и сорса и гейтовото напрежение е по-голямо от праговото, електроните преминават от сорса през късия канал до дрейна, прекосявайки дрейфово N^- областта, където има създадено силно електрическо поле. Малката дължина на канала подобрява честотните свойства и стръмността на транзистора. Наличието на слабо легирана N^- област позволява работа с високи работни напрежения. Особеност в конструкцията на DMOS транзистора е, че гейтът не се съвместява с N^+ областта на дрейна. Това намалява проходния капацитет C_{GD} , повишавайки допълнително бързодействието.



Фиг. 5.32. Хоризонтален DMOS транзистор

Недостатъци на разгледаната структура са трудният контрол на точната стойност на праговото напрежение, влошеният подпрагов участък на характеристиките, лошото използване на повърхността на полупроводниковата пластина.

DMOS транзистор с вертикален дрейн е показан на фиг. 5.33.

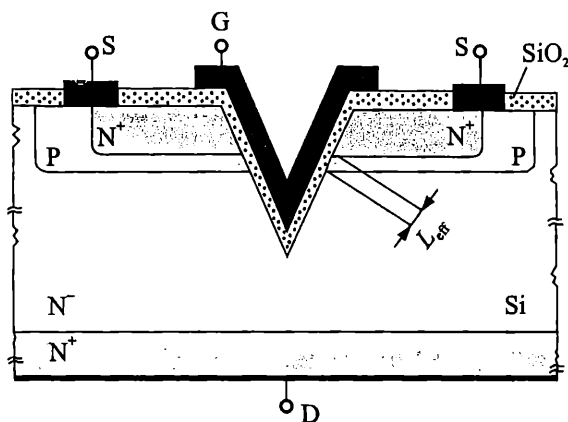


Фиг. 5.33. DMOS транзистор с вертикален дрейн

При него освен описаните достойнства на двойнодифузионните транзистори се постига и по-добро използване на повърхността на полупроводниковата подложка. Разработени са различни конструкции на мощни MOS транзистори. Формата на областите в хоризонтална посока е разнообразна (хексагонална, квадратна и др.). По принцип мощните елементи се състоят от много подходящо свързани структури, разположени върху обща подложка, включително интегрирани защитни елементи против свръх напрежения и др. Произвеждат се транзистори с пробивни напрежение до 2000 V, превключвани токове до 500 A, относително

малки времена на превключване, добра температурна устойчивост, възможност за директно свързване в паралел, липса на вторичен пробив.

MOS транзистор с V-образна канавка (VMOS транзистор). Структурата му е показана на фиг. 5.34. Характеризира се с малка дължина на канала $L_{\text{eff}} \approx 0,1 \mu\text{m}$, определена от V-образната канавка. Електродът на дрейна се намира от долната страна на структурата, а електродите на сorsa и гейта – от горната страна. За да се получи V-образната канавка, се използва свойството анизотропност на силиция при ецване в различни кристалографски направления. N провеждащият канал се индуцира в P областта до V-образната канавка. Описаните структури могат лесно да се свързват паралелно една с друга, което позволява създаването на мощни превключвателни елементи. Степента на интеграция (броят на елементите на 1 cm^2) на транзисторите с V-образна канавка с многоканална или много елементна геометрия е висока, защото на горната повърхност са разположени само два електрода. Вертикално разположената дрейфова N^- област осигурява високо пробивно напрежение и малък проходен капацитет гейт-дрейн. Съществено предимство на структурата е малкото съпротивление в провеждащо състояние.

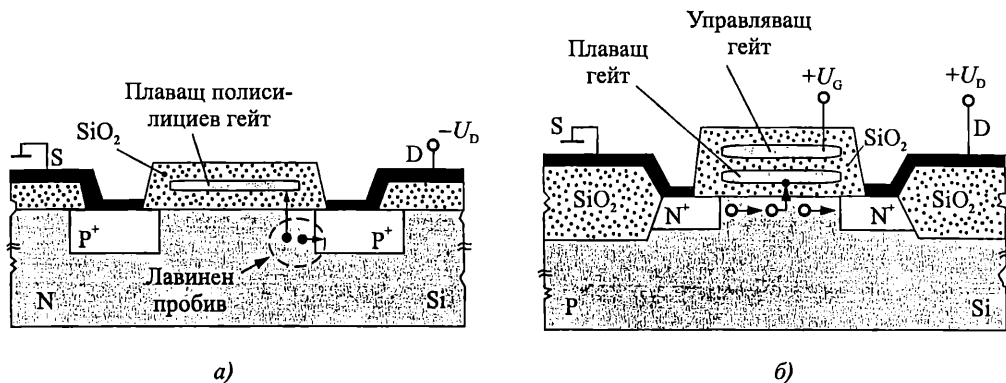


Фиг. 5.34. VMOS транзистор

MOS транзистори, използвани като енергонезависими елементи за памети. Тези транзистори служат като основни запомнящи клетки при изготвянето на полупроводникови постоянни памети с електрическо програмиране (EPROM). Известни са още и като MOS транзистори с регулируемо прагово напрежение.

MOS транзистор с "плаващ" потенциал на гейта (FAMOS). На фиг. 5.35а е показана структурата на FAMOS транзистор, реализиран по технологията полисилициев гейт с P канал. Поликристалният силициев гейт е изолиран от подложката с тънък слой SiO_2 , а отгоре също е изолиран с дебел слой окис. След изготвянето на транзистора върху гейта практически няма заряд, под него липсва канал и структурата е непроводяща. Ако на дрейна по отношение на подложката се подаде отрицателен импулс с достатъчно голяма амплитуда, в прехода дрейн-подложка възниква лавинен пробив, електроните с голяма енергия могат да пре-

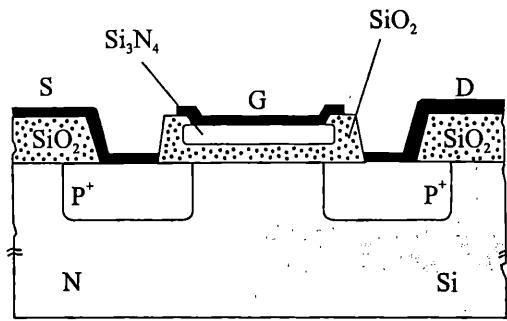
одолеят потенциалната бариера на тънкия окис и да попаднат върху изолирания гейт. Отрицателният заряд от инжектираните "горещи" електрони на гейта индуцира P проводим канал между сorsa и дрейна или намалява праговото напрежение. Въведената по такъв начин информация (зарядът от електрони върху гейта) може да бъде съхранявана дълго време (по изчисления до 40 години) и без електрическо захранване. Изтриването ѝ първоначално се е осъществявало чрез облъчване на структурата с ултравиолетови лъчи, при което електроните в гейта придобиват допълнителна енергия и преминават обратно от гейта в подложката.



Фиг. 5.35. MOS транзистор с плаващ потенциал на гейта
 а – P канален транзистор; б – N канален транзистор

N канален MOS транзистор с плаващ потенциал на гейта с електрическо записване и изтриване на информацията (FGMOS). Структурата му е показана на фиг. 5.35б. Особеност е наличието на два, разположени един над друг, полисилициеви гейта – "плаващ" и управляващ. Зареждането на плаващия гейт с електрони се осъществява по следния начин. Подават се положителни импулси с голяма амплитуда на гейта и дрейна. Образува се инверсен канал с голяма токова плътност. Част от електроните придобиват достатъчна енергия за преодоляване на потенциалната бариера на тънкия окис и попадат върху "плаващия" гейт. Отрицателно зареденият "плаващ" гейт повишава праговото напрежение на структурата. Връщането в начално състояние става чрез подаване на подходящо напрежение на управляващия гейт. Тези транзистори са основа за изграждане на EPROM памети.

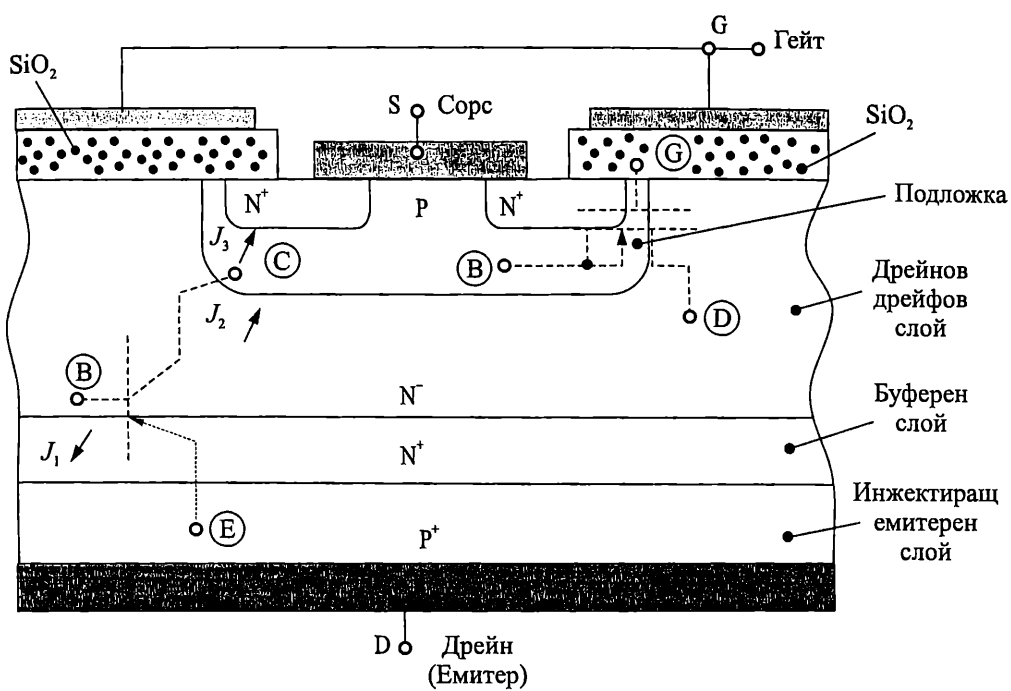
MIS транзистор с двоен диелектрик. В транзисторите с двуслоен диелектрик под гейта най-често се използва комбинацията $\text{Si}_3\text{N}_4\text{-SiO}_2$. Такава структура се нарича MNOS (метал-нитрид-окис-силиций). Напречен разрез на MNOS транзистор е показан на фиг. 5.36. Особеност на двуслойния диелектрик е, че границата между тънкия окис SiO_2 и дебелия слой Si_3N_4 се характеризира с голяма плътност на уловките. Тези уловки могат да се запълнят с електрони чрез прилагане на положително напрежение на гейта, с което се намалява праговото напрежение на структурата. "Записаната" информация (т. е. зарядът на захванатите от уловките електрони) се запазва продължително време.



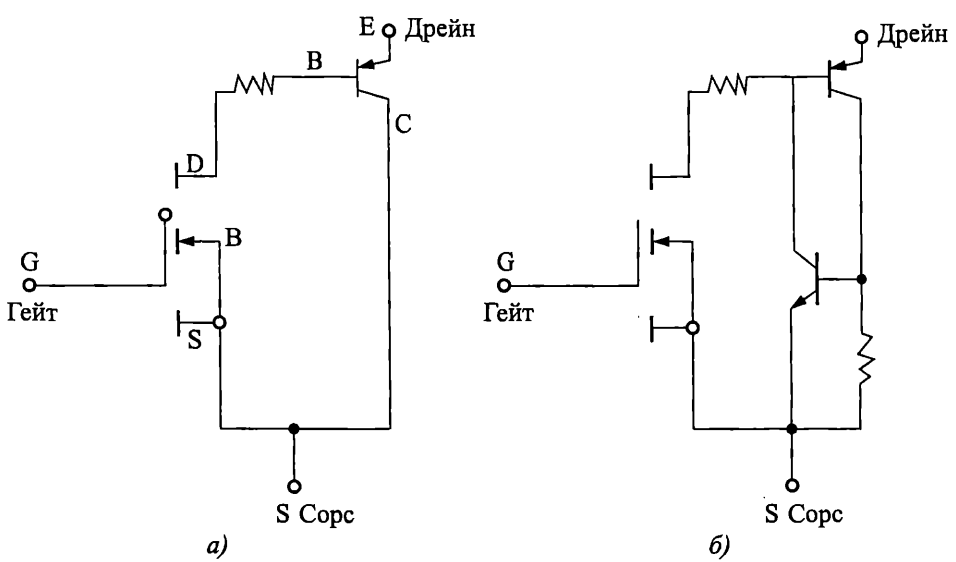
Фиг. 5.36. MIS транзистор с двоен диелектрик

IGBT транзистори. Биполярните и MOS транзисторите притежават характеристики, които в някои аспекти се допълват едни други. Биполярните транзистори имат малки загуби в проводимо състояние, специално за приборите с голямо пробивно напрежение и големи токове, но са с големи времена на превключване, особено при запусване. MOS транзисторите могат да се превключват по-бързо, но имат по-големи загуби в статично състояние, характерно за приборите с пробивно напрежение над няколко хиляди волта. Чрез интегриране на тези два елемента в един кристал се получава схема, или нов елемент, притежаващ добрите характеристики на биполярните и MOS транзистори.

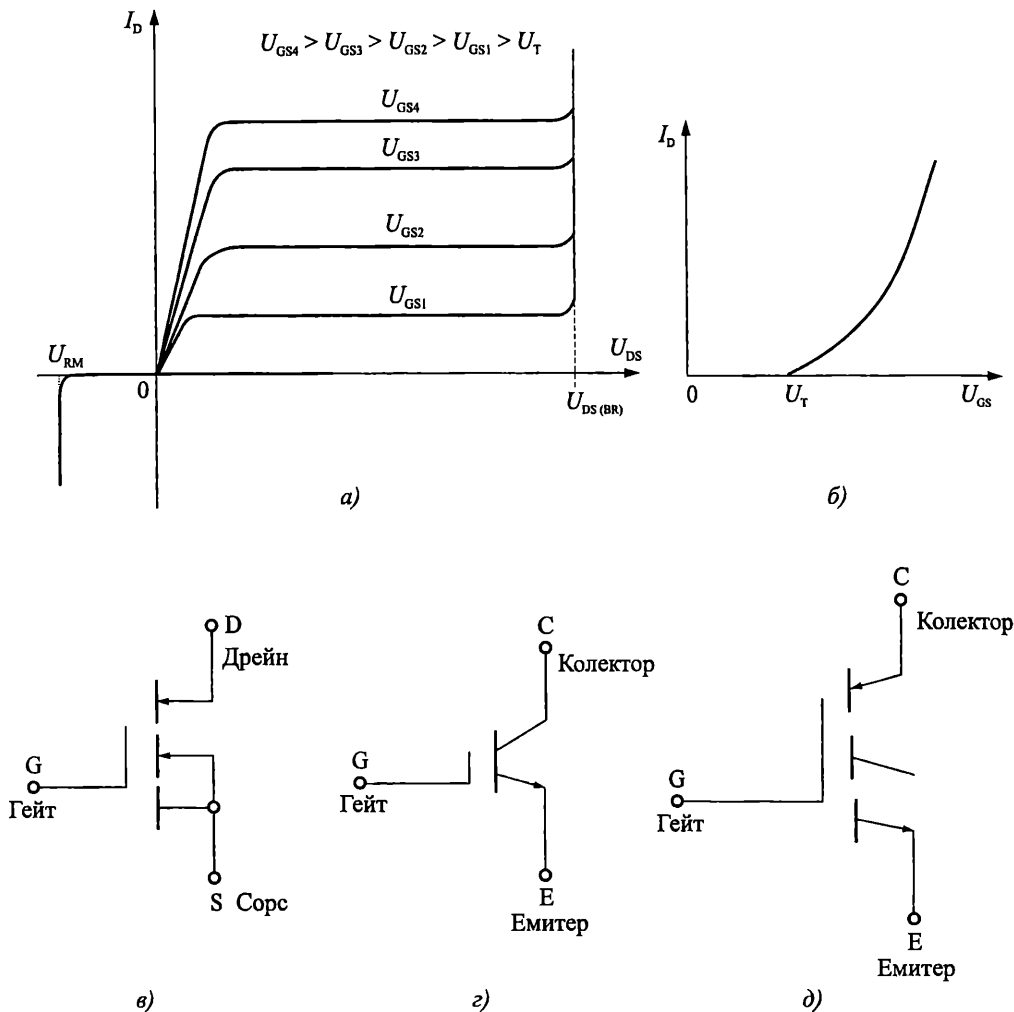
Вертикалната структура на IGBT транзистор (Insulated Gate Bipolar Transistor) с N канал е показана на фиг. 5.37. Тя прилича на структурата на вертикален DMOS транзистор (фиг. 5.33), като е добавен последния P⁺ слой. Така тя може да се разглежда като съставена от два елемента – MOS транзистор с N индуциран канал (N⁺ сорс с накъсо свързана P подложка и N⁻ дрейн) и PNP биполярен транзистор (P⁺ емитер, N⁻ база и P колектор, който е и подложка на MOS транзистора). Еквивалентната схема е представена на фиг. 5.38а, а на фиг. 5.38б е показана по-подробна схема, съдържаща съществуващата паразитна тиристорна структура. Напрежението гейт-сорс контролира състоянието на елемента. Когато напрежението U_{GS} е по-малко от праговото U_T , няма индуциран канал между дрейна и сорса на MOS транзистора и IGBT транзисторът е запушен (в непроводящо състояние). При $U_{GS} > U_T$ създаденият N канал свързва N⁺ сорса и N⁻ дрейна на MOS транзистора и протича ток от електрони. Натрупваните в N⁺ слоя електрони намаляват потенциалната бариера на прехода J_1 (емитерен за PNP транзистора), който се отпусва. Така биполярният PNP транзистор се отпусва и IGBT транзисторът преминава в проводящо (отпуснено) състояние. Допълнителната инжекция от P⁺ слоя към дрейна (N⁻ слоя) на MOS транзистора намалява силно съпротивлението на елемента и загубите в отпуснено състояние. Изходните характеристиките на N канален IGBT транзистор са дадени на фиг. 5.39а. В права посока те наподобяват изходните характеристики на биполярен транзистор, с изключение на това, че управляващият параметър е входното напрежение, а не входния ток, както е при биполярния транзистор. Предавателните характеристики, дадени на фиг. 5.39б, са идентични на тези, на мощните MOS транзистори.



Фиг. 5.37. Структура на IGBT транзистор



Фиг. 5.38. Еквивалентни схеми на IGBT транзистор
 а – еквивалентна схема за нормални работни условия;
 б – пълна еквивалентна схема с тиристорна структура



Фиг. 5.39. Статични характеристики и условни графични означения на IGBT транзистори
 а – изходни статични характеристики; б – предавателни характеристики;
 в, г, д – условни графични означения на IGBT транзистор

Няма единодушие за условното графично означение на IGBT транзисторите. Някои смятат, че IGBT транзисторът е главно биполярен елемент с гейт като вход – фиг. 5.39г, а други приемат, че IGBT транзисторът е основно MOS елемент – фиг. 5.39в и фиг. 5.39д.

Параметрите на IGBT транзистора като мощен електронен ключ са между тези на биполярните и MOS транзисторите. Той е по-бърз от биполярните транзистори и с по-малки загуби в статичните състояния от MOS транзисторите.

5.4. Особенности на полевите транзистори

Главните достоинства на полевите транзистори, определящи използването им като схемни елементи са:

- Еднополярна (униполярна) проводимост в канала – токът се дължи на движението само на един тип токоносители – основните. Липсва инжекция и екстракция на токоносители.
- Голямо входно съпротивление за постоянен ток ($10^8 - 10^{16} \Omega$) и малък входен ток ($10^{-7} - 10^{-15} \text{ A}$). Управяват се с напрежение. Голямото входно съпротивление определя голям коефициент на усилване по ток и по мощност. Осигуряват голям коефициент на товароспособност в логическите схеми.
- Универсалност на схемните функции. Полевите транзистори могат да се използват като активни (усилвателни) и пасивни (товарни) електронни елементи. Големината на съпротивлението може да се променя по електрически път. Това дава възможност за изграждане на схеми само от еднотипни елементи (само от полеви транзистори).
- Предавателната им характеристика има квадратичен характер. Поради това стръмността е линейна функция на управляващото напрежение, а това е важно при усилвателни и преобразователни стъпала.
- Наличие на термостабилна точка и отрицателен температурен коефициент на дрейновия ток. Висока температурна стабилност на параметрите. Възможност за работа в широк температурен обхват – от $-200 \text{ }^\circ\text{C}$ до $+200 \text{ }^\circ\text{C}$.
- Нивото на собствените шумове на полевите транзистори е по-ниско от това на биполярните транзистори.
- Повишена устойчивост на различни видове лъчения.
- MOS транзисторът има по-проста структура и заема по-малка площ (до 15 пъти) от тази на биполярния транзистор. Разсейваната мощност на MOS структурата е много малка. При работа транзисторът се самоизолира от подложката. Това позволява създаването на интегрални схеми с голяма плътност на елементите.

Основен недостатък на полевите транзистори е относително малката стръмност и малкото бързодействие в сравнение с биполярните. Разработени са специални структури, конкуриращи биполярните транзистори при високи честоти.



Контролни въпроси

1. Защо когато полевият транзистор с PN преход работи в режим на насищане и каналът се "прищипва", дрейновият му ток не спада до нула?
2. Кои основни параметри на MOS структурата могат да се определят от волт-фарадната ѝ характеристика?
3. Защо реалното бързодействие на MOS транзисторите е по-малко от това на биполярните транзистори?
4. Как ще се променят параметрите на MOS транзистор при намаляване на геометричните му размери К пъти?
5. По какво се различават товарните и активните (усилвателни) MOS транзистори в MOS интегралните схеми?

6.1. Определение и класификация на оптоелектронните елементи

Оптоелектронните елементи излъчват, преобразуват или използват в процеса на работа електромагнитни лъчения във видимия, инфрачервения или ултравиолетовия спектър.

Полупроводниковите оптоелектронни елементи, намиращи широко приложение в електрониката, могат да се класифицират в три основни групи:

- излъчватели (основен представител светодиод) – преобразуват електрическата енергия в лъчиста;
- фотоприемници – преобразуват лъчистата енергия в електрическа;
- оптрони – обединяват източник на лъчиста енергия, оптична среда и фотоприемник.

Тук ще се разгледат само някои въвеждащи понятия в оптоелектрониката, а по-систематични сведения са обект на други курсове.

6.2. Светодиоди

6.2.1. Определение и принцип на действие

Светодиодите са полупроводникови елементи с един *pn* преход, преобразуващи електрическата енергия в енергия на некохерентно светлинно лъчение.

Принципът на действие на светодиодите се основава на процесите на рекомбинация, протичащи при свързване на *pn* преход в права посока.

При включването на *pn* прехода в права посока се осъществява дифузия на електрони от *n* в *p* областта и на дупки от *p* в *n* областта. Дифундираните неосновни токоносители рекомбинират с основните. Това означава, че електроните преминават от по-високо енергийно ниво (зоната на проводимостта) в по-ниско (валентната зона) (фиг. 6.1).

При този процес се отделя енергия във вид на топлина и светлина. В зависимост от вида на полупроводника, при рекомбинацията преобладава единият от двата вида енергия. При светодиодите основната част от енергията се излъчва във вид на фотони. В зависимост от широчината на забранената зона на полупроводника ΔW и особеностите на рекомбинационния процес, това излъчване може да бъде в инфрачервената или във видимата част на спектъра. Зависимостта се дава с израза:

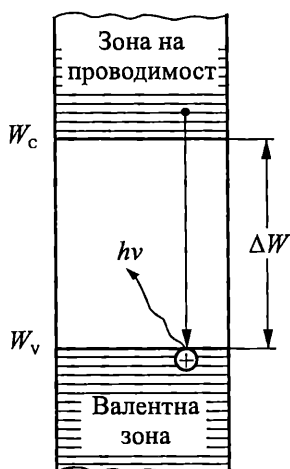
$$(3.1) \quad h\nu = \frac{hc}{\lambda} = \Delta W,$$

където: ΔW е широчината на забранената зона на полупроводника, ν е честотата,

а λ е дължината на вълната на генерираното светлинно излъчване; c е скоростта на светлината, а h е константата на Планк. След преобразуване се получава:

$$(3.2) \quad \lambda = \frac{hc}{\Delta W} \approx \frac{1200}{\Delta W},$$

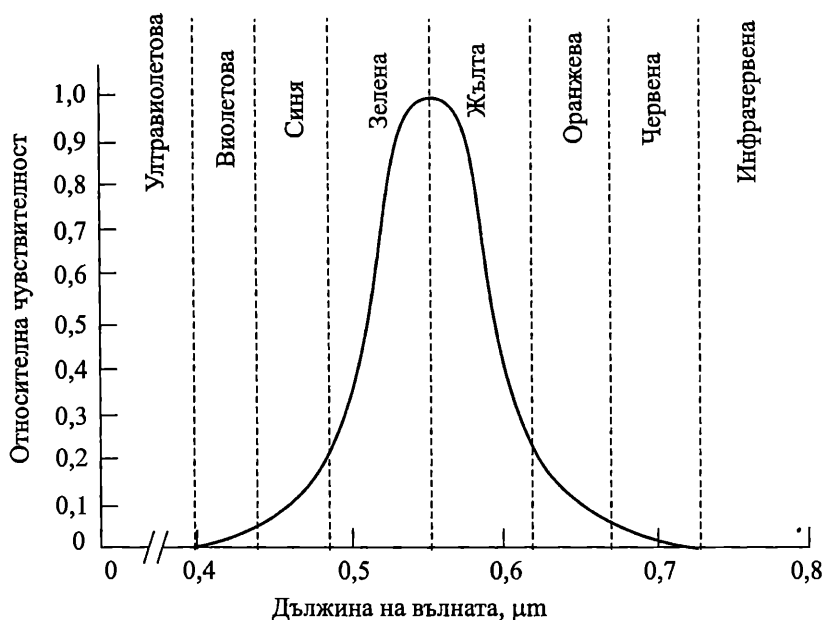
където ΔW е в [eV], а λ се получава в [nm].



От (3.2) следва, че за излъчване във видимата област ($\lambda = 0,38 - 0,76 \mu\text{m}$) полупроводникът трябва да има широчина на забранената зона ΔW между 1,6 eV и 3,1 eV. За съвременните светодиоди се използват главно GaP, SiC, а също и някои твърди съединения – GaAlAs, GaAsP и др. Чрез внасяне на определени примеси в тях се постига различен цвят на светене.

Фиг. 6.1. Схематично представяне на процеса на рекомбинация и генерирането на фотон чрез зонната диаграма на полупроводника

6.2.2. Основни параметри и характеристики



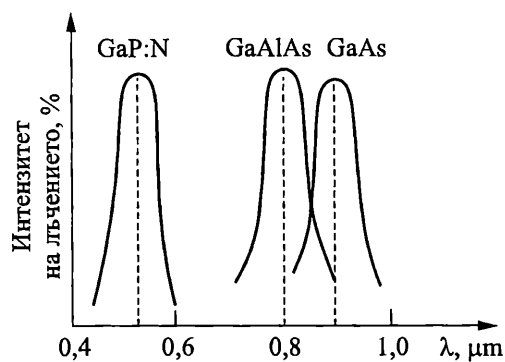
Фиг. 6.2. Относителна чувствителност на човешкото око към светлинните лъчения

Според спектъра на електромагнитното излъчване светодиодите се делят на *инфрачервени* и *индикаторни*. **Индикаторните светодиоди излъчват във**

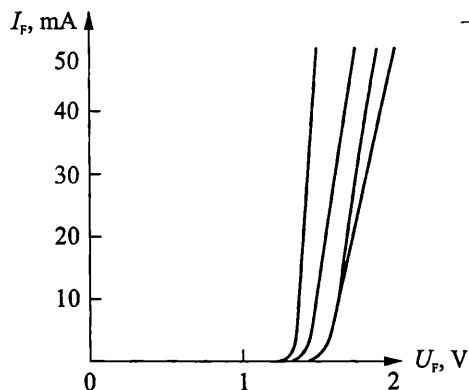
видимия спектър ($\lambda = 0,38 - 0,76 \mu\text{m}$), а инфрачервените – в инфрачервения спектър ($\lambda > 0,76 \mu\text{m}$).

На фиг. 6.2 е показана кривата на чувствителността на човешкото око към светлинните лъчения, а на фиг. 6.3 са показани *спектралните характеристики* на светодиоди, реализирани с различни материали. При промяна на температурата максимумът на тези характеристики се измества приблизително с $0,2 \text{ nm}/^\circ\text{C}$.

На фиг. 6.4 са показани волтамперните характеристики на индикаторни светодиоди, изготвени от различни материали. Поради по-широката забранената зона на тези материали, светодиодите се характеризират със значително по-голям пад на напрежение в права посока от Si и Ge изправителни диоди. Конкретните стойности за различните видове светодиоди се дават в каталозите. Там е оказан и температурният коефициент на напрежението в права посока, който е в диапазона от $-1,3$ до $-2,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$.



Фиг. 6.3. Спектрални характеристики на светодиоди, реализирани с различни материали

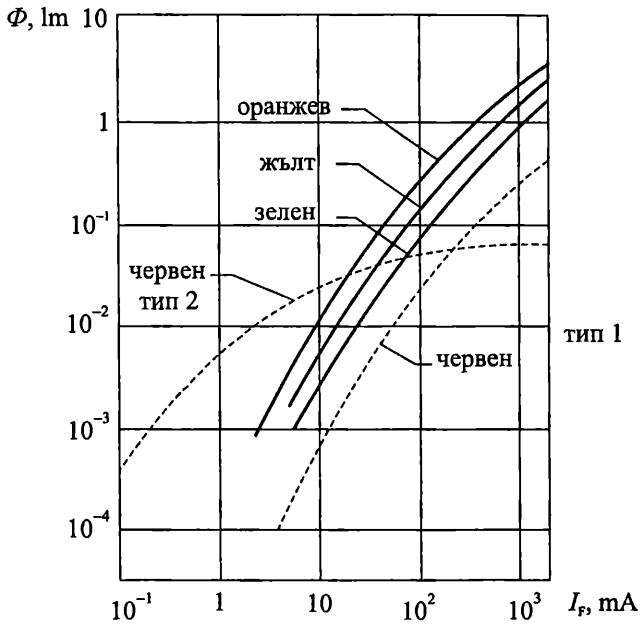


Фиг. 6.4. Волтамперни характеристики на индикаторни светодиоди, изготвени от различни материали

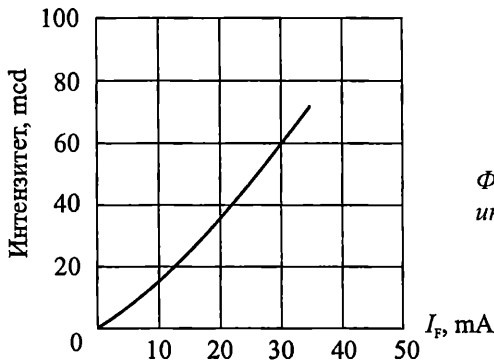
На фиг. 6.5 е показана зависимостта на светлинния поток от тока през диода I_F за светодиоди, реализирани по различни технологии, а на фиг. 6.6 е показана зависимостта на интензитета на излъчване от тока I_F за светодиод MV5752. Общото правило е, че увеличението на тока през диода, води до нарастване на светлинното му излъчване. При избора на конкретния ток през диода трябва да се има пред вид, че интензитет на излъчване от порядъка на $4-5 \text{ mcd}$ е достатъчен за различаване на светенето на светодиода в ярко осветено помещение. Този интензитет се постига обикновено с токове I_F от порядъка на $10-20 \text{ mA}$. Често се практикува захранване с импулсен ток на светодиодите, при което се постига голям интензитет на излъчването, при малки средни стойности на възбуждащата мощност. Интензитета на излъчване на светодиодите отслабва с повишаване на температурата с около $1 \text{ }^\circ\text{C}$.

На фиг. 6.7 са представени примерните *диаграми на насоченост* на три светодиода с различна конструкция на корпуса. Диаграмата на насоченост дава информация за интензитета на излъчената светлина в различни точки от пространството. Най-голямо значение за формиране на пространствения ъгъл на из-

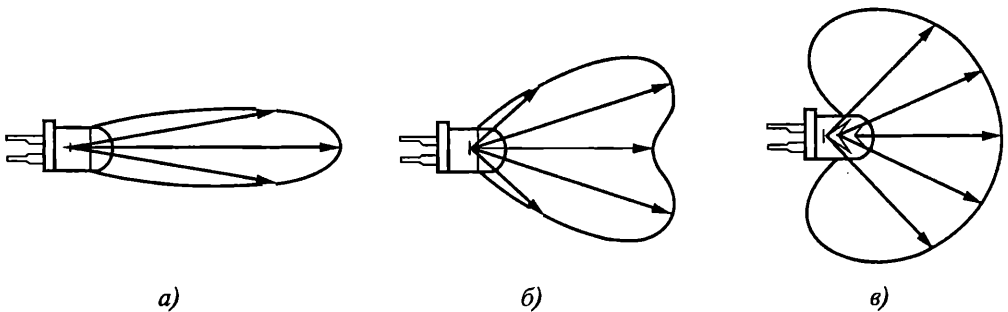
лъчване имат формата и вида на използваната оптическа леща, вградена в корпуса на светодиода.



Фиг. 6.5. Зависимост на светлинния поток от тока през диода за различни светодиоди



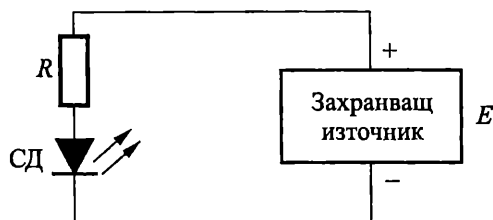
Фиг. 6.6. Зависимост на интензитета на излъчване от тока I_F



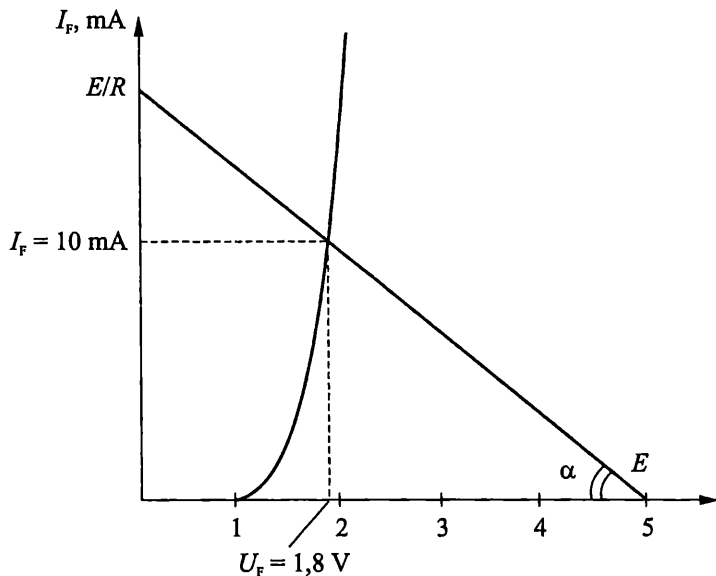
Фиг. 6.7. Примерни диаграми на насоченост на светодиоди с различна конструкция на корпуса

На фиг. 6.8 е показана проста схема за включване на светодиод към захранваща верига. Източникът може да бъде с постоянна положителна стойност на напрежението (диодът ще свети непрекъснато) или да има импулсен характер (светодиодът ще свети само при подаване на положително напрежение). Резисторът R служи за фиксиране на тока през диода, така, че той да излъчва с достатъчна интензивност (вж. фиг. 6.6). На фиг. 6.9 е начертана волт-амперната характеристика на диода и е прекарана товарната права за случай на източник на постоянно напрежение $E = 5 \text{ V}$ и оптимален ток през светодиода $I_F = 10 \text{ mA}$. В случая уравнението на товарната права е от вида:

$$(3.3) \quad I_F = -\frac{U_F}{R} + \frac{E}{R}.$$



Фиг. 6.8. Схема за включване на светодиод към захранваща верига



Фиг. 6.9. Волт-амперна характеристика и товарна права на светодиода

При изчертаването ѝ са използвани две точки. Първата е с координати $(E, 0)$ и съответства на случая $I_F = 0$. Втората се намира върху волт-амперната характеристика на диода, при $I_F = 10 \text{ mA}$. Стойността на резистора R се определя като:

(3.4)

$$R = \frac{1}{\arctg \alpha},$$

където с α е означен ъгълът между товарната права и абсцисата. Стойността на R може да бъде намерена и аналитично, чрез заместване на каталожната стойност на U_F в уравнение (3.3).

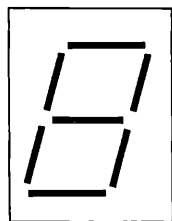
6.2.3. Приложение на светодиодиите

Инфрарчервените светодиоди намират широко приложение като елементи за дистанционно управление, като излъчватели в оптроните, като предаватели на лъчиста енергия в оптични комуникационни връзки.

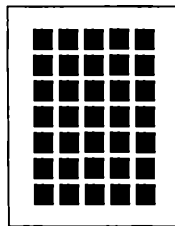
Индикаторните светодиоди излъчват енергия във видимата област на спектъра и се използват главно за визуално представяне на информация. Индикаторите от точков тип се използват за изграждане на информационни табла, рекламни пана и др. Известни са технологии, които позволяват вграждане на светодиоди с различен цвят на светене в един корпус, като управлението се извършва, чрез промяна на захранващото напрежение. Много често група светодиоди се корпусират един до друг и изграждат светодиодна линейка (фиг. 6.10а). Широко приложение в практиката са намерили светодиодните седем-сегментни индикатори (фиг. 6.10б), предназначени главно за цифрова индикация. За представяне на буквено-цифрова информация се използват матрични индикатори съдържащи 35 светодиода, разположени в 5 колони и 7 реда (фиг. 6.10в). Най-често в корпуса на индикаторите се включват и схеми за управлението им, което повишава компактността и надеждността на апаратурата.



а)



б)



в)

Фиг. 6.10. а – светодиодна линейка; б – седем-сегментни индикатори;
в – матрични индикатори

6.3. Фотоприемници

6.3.1. Принцип на действие и класификация

Фотоприемниците преобразуват лъчистата енергия в електрическа. Действието им се основава на генерирането на двойки свободни токоносители

(електрон-дупка) под въздействието на светлинно лъчение с подходяща дължина на вълната. В резултат се повишава електропроводимостта (елементи от фотопроводим тип) или се поражда електродвижещо напрежение (елементи от фотоволтаичен тип).

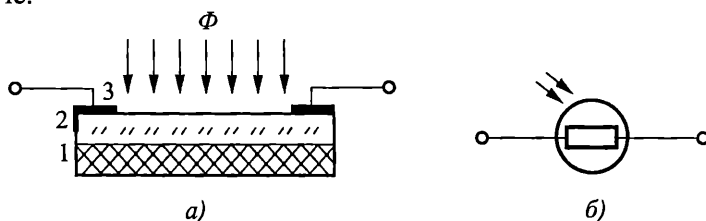
Елементите от фотопроводим тип включват: фоторезистори, фотодиоди, фототранзистори и фототиристори. За тяхното функциониране е необходимо да се осигури подходящото им захранване с външно напрежение.

Фотоелементите са представител на приборите от фотоволтаичен тип. Поради факта, че генерират напрежение, те не се нуждаят от външно захранване.

6.3.2. Фоторезистори

Фоторезисторите са полупроводникови елементи, чието съпротивление намалява при увеличаване на осветеността на неговата повърхност.

Примерната конструкция и символното означение на фоторезистор е показана на фиг. 6.11. Върху изолационна подложка се нанася слой фоточувствителен материал (най-често кадмиев сулфид CaS или кадмиев селенит CdSe), чиято спектрална чувствителност е във видимата област на лъчението. В двата края на слоя се присъединяват метални електроди, които осъществяват електрическата връзка с останалите елементи в схемата. Фоторезисторите обикновено се затварят в метален или пластмасов корпус, като над фоточувствителната част се остава прозорче.



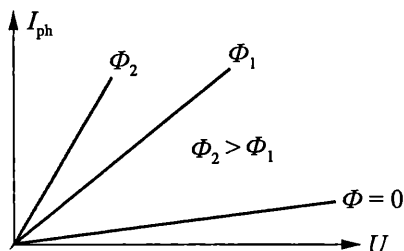
Фиг. 6.11. Примерна конструкция и условно-графично означение на фоторезистор

На фиг. 6.12 е показана примерната волт-амперна характеристика на фоторезистор – $I_{\text{ph}} = f(U) \quad \Phi = \text{const}$. При липса на осветеност ($\Phi = 0$), съпротивлението на фоторезисторите е от няколко десетки килооми до стотици мегаоми, в зависимост от типа им. То се дава в каталозите като *съпротивление на тъмно* R_D . Осветяването на фоторезистора с подходящо лъчение предизвиква разкъсване на ковалентните връзки в полупроводниковия слой, което води до повишаване на концентрацията на свободните токоносители и съответно до многократно нарастване на проводимостта. Връзката между тока и напрежението върху фоторезистора се дава с израза:

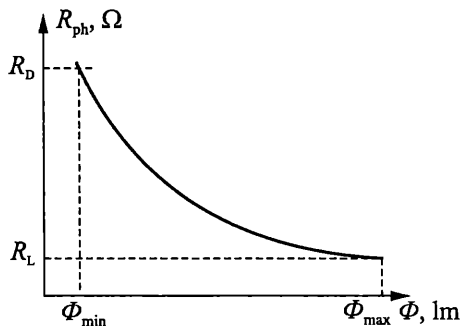
$$(3.5) \quad I_{\text{ph}} = k\Phi U,$$

където с Φ , lm е означен светлинният поток, а коефициентът k , $\mu A/V.lm$ се нарича *специфична интегрална чувствителност*. Характеризира количествено свойствата на фоторезистора при облъчването му с бяла светлина (светлина съдържаща целия спектър на видимата област). Типичните му стойности варират от $100 \mu A/V.lm$ до $100 mA/V.lm$.

На фиг. 6.13 е показана примерната характеристика на преобразуване на фоторезистора – $R_{ph} = f(\Phi)_{U = \text{const}}$. Може да се направи извода, че зависимостта на съпротивлението R_{ph} от осветеността Φ е нелинейна, като при високи нива на осветяване съпротивлението на фоторезистора може да намалее хиляда и повече пъти спрямо съпротивлението на тъмно.

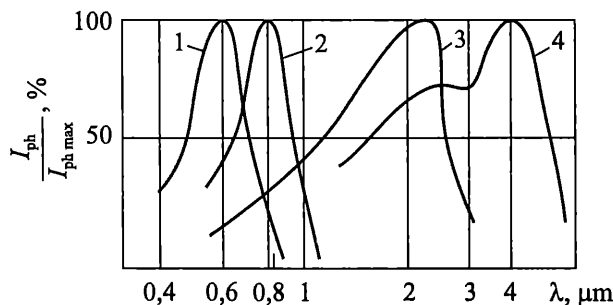


Фиг. 6.12. Примерна волт-амперна характеристика на фоторезистор



Фиг. 6.13. Примерна характеристика на преобразуване на фоторезистор

Фоторезисторите се характеризират със сравнително широка спектрална характеристика, чиито максимум се определя от вида на използвания полупроводников материал (фиг. 6.14).



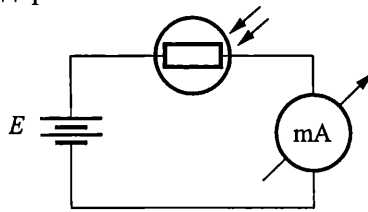
Фиг. 6.14. Спектрални характеристики на различни видове фоторезистори

Фоторезисторите са елементи със сравнително ниско бързодействие. Прекратяването на светлинното въздействие върху тях, предизвиква намаляване на фототока по експоненциален закон. Времето, за което токът през фоторезистора спада e пъти (т. е. с 63 %) от първоначалната си стойност определя времеконстантата τ . Типичните ѝ стойности са в диапазона 10^{-6} – 10^{-3} s.

Други параметри на фоторезисторите са максималния ток, максимално допустимото работно напрежение и максималната разсейвана мощност. Стойностите им се дават в каталозите за всеки конкретен случай.

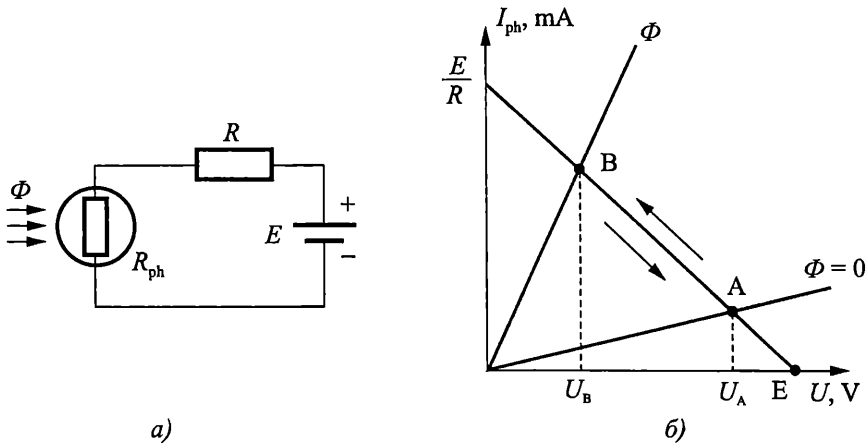
Фоторезисторите намират широко приложение при конструиране на електронни схеми за измерване и управление. Типично приложение е реализацията на светломер (фиг. 6.15). При липса на осветяване, съпротивлението на фоторезистора е много голямо и токът през веригата е приблизително нула. При осветяване, токът започва да расте, което се отчита от милиамперметърът. Негова скала може

да се градуира да показва директно интензитета на светлинния поток.



Фиг. 6.15. Проста схема за реализация на светломер

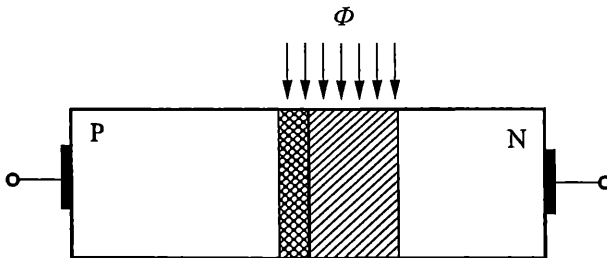
На фиг. 6.16а е показано свързването на фоторезистор в схема за преобразуване на светлинния поток в напрежение, а на фиг. 6.16б е показана товарната права върху волт-амперната му характеристика. В зависимост от осветеността, работната точка се движи между т. А и т. В по товарната права, при което напрежението върху фоторезистора се променя от U_A до U_B .



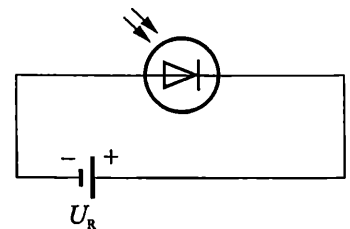
Фиг. 6.16. а – свързване на фоторезистор в схема за преобразуване на светлинния поток в напрежение; б – товарна права

6.3.3. Фотодиоди

Фотодиодите спадат към групата на фотоприемниците с *pn* преход (фиг. 6.17). Принципът им на действие се основава на увеличаване на обратния ток на *pn* прехода при осветяването му.



Фиг. 6.17. Примерна структура на фотодиод



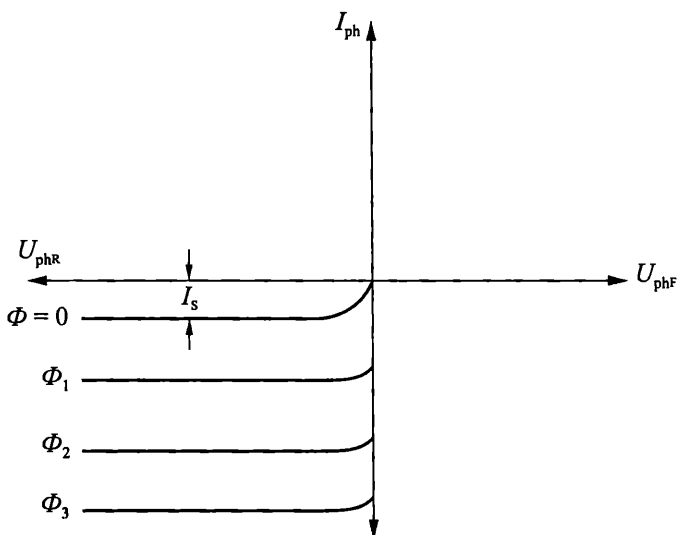
Фиг. 6.18. Свързване на фотодиод в статичен режим

Работата на фотодиода се осигурява чрез подаване на обратно напрежение на прехода (фиг. 6.18).

На фиг. 6.19 е показана волт-амперната характеристика на фотодиод. При липса на осветеност ($\Phi = 0$), през диода тече обратния ток на прехода I_s (ток на тъмно). Когато върху фотодиода попадне светлинна енергия със спектър, съответстващ на спектралната чувствителност на елемента, се генерират двойки електрон-дупка, които повишават многократно обратния ток. Зависимостта на фототока I_{ph} от светлинния поток Φ е линейна:

$$(3.6) \quad I_{ph} = k\Phi,$$

където с k , mA/lm е означен коефициентът на интегрална чувствителност на фотодиода. Тя се намира в границите от 5–25 mA/lm .

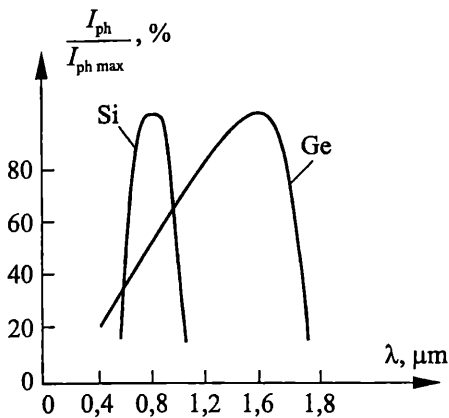


Фиг. 6.19. Волт-амперна характеристика на фотодиод

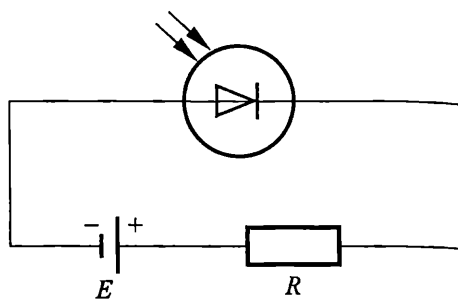
При фотодиодите се дефинира параметъра *прагова чувствителност* – определя се като минималния светлинен поток, при който във веригата се наблюдава изменение на тока, различно от фона на собствения шум.

На фиг. 6.20 са показани *спектралните характеристики* на Si и Ge фотодиоди. Поради по-широката забранена зона на Si, характеристиката на Ge фотодиод е в дясно от характеристиката на Si фотодиод.

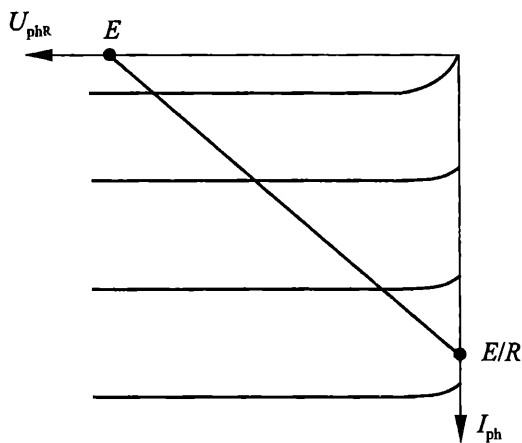
На фиг. 6.21 е показано свързването на фотодиода в схема с товарно съпротивление, а на фиг. 6.22 е начертана товарната права върху волт-амперните характеристики. От фигурата се вижда, че на практика фототока е независим от големината на приложеното обратно напрежение, което ни дава основание да представим фотодиода с опростената еквивалентна схема на фиг. 6.23. Схемата съдържа два източника на ток – първият представя обратния ток на *pn* прехода, а вторият – фототока, чиято стойност е право пропорционална на светлинния поток.



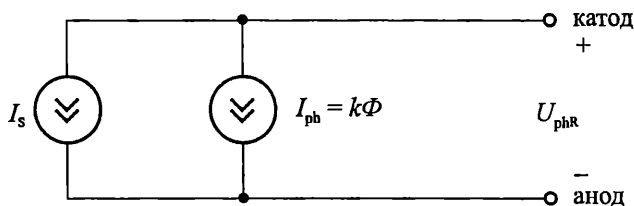
Фиг. 6.20. Спектрални характеристики на Si и Ge фотодиоди



Фиг. 6.21. Свързване на фотодиод в схема с товарно съпротивление



Фиг. 6.22. Товарна права за схемата от фиг. 6.21



Фиг. 6.23. Опростена еквивалентна схема на фотодиод

Фотодиодите се характеризират с най-високо бързодействие от всички фотоприемници. Времената на превключване при тях са в диапазона от 10^{-11} до 10^{-9} s. Това ги прави много подходящи за приложение в схеми, работещи до честоти няколко стотици мегагерца.

PIN фотодиодите са конструктивен вариант на стандартните фотодиоди с pn преход. Характеризират се с подобрени честотни свойства (до няколко десет-

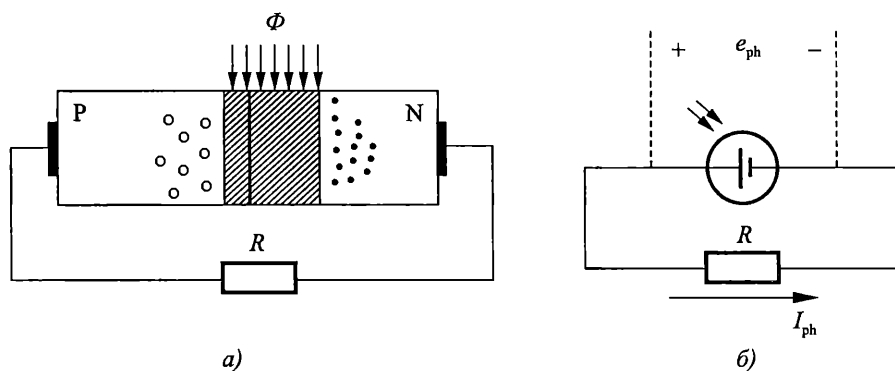
ки гигагерца), повишена чувствителност, по-широка спектрална характеристика и по-нисък собствен шум.

Лавинните фотодиоди са *фотоприемници с вътрешно усилване*. Работят с много малки фототокове, които се усилват, чрез използване на ефекта на ударната йонизация. За целта, на диода се подава обратно напрежение, със стойност близка до пробивното, в резултат на което токоносителите нарастват лавинно и фототокът се увеличава.

6.3.4. Фотоелементи

Полупроводниковите фотоелементи преобразуват светлинната енергия в електрическа. По същество те представляват фотодиоди, работещи без източник на външно напрежение и генериращи собствено електродвижещо напрежение. Този режим на работа на фотодиодите се нарича *фотоелементен* или *фотогенераторен режим*.

Свързването на фотодиода във фотогенераторен режим е показано на фиг. 6.24. В този случай към фотоелемента не се подава външно напрежение. При осветяване, в *pn* прехода и съседните му области се генерират токоносители, които се разделят от вътрешното електрическо поле: електроните се натрупват в *n* областта, а дупките – в *p* областта (фиг. 6.24а). В резултат между тези области възниква допълнителна разлика в потенциалите (фото-е.д.н.) и през резистора *R* протича ток (фиг. 6.24б).

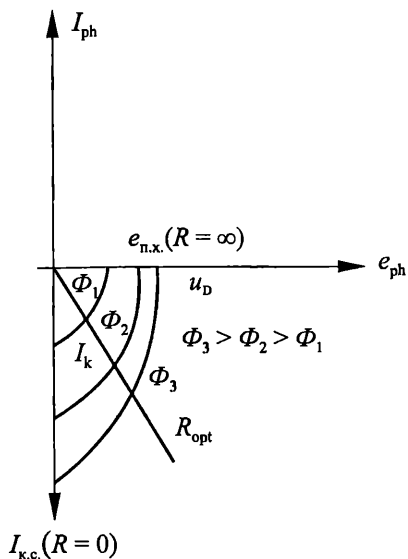


Фиг. 6.24. Свързване на фотодиода във фотогенераторен режим

а – примерна структура; б – полярност на генерираното напрежение и посока на тока

Волт-амперните характеристики на фотоелемента са разположени в четвърти квадрант (фиг. 6.25). Точките на пресичане на характеристиките с оста на напрежение съответстват на напрежението на празен ход ($R = \infty$) при различни осветености. За силициевите фотоелементи максималната стойност на е.д.н. е 0,5–0,55 V. Точките на пресичане с оста на токовете съответстват на стойностите на тока на късо съединение ($R = 0$), които зависят от площта на прехода. В този си участък характеристиките на фотоелемента съвпадат с най-десните точки от характеристиките на фотодиодното свързване ($U_R = 0$). Уравнението на товарната права за фиг. 6.24б е:

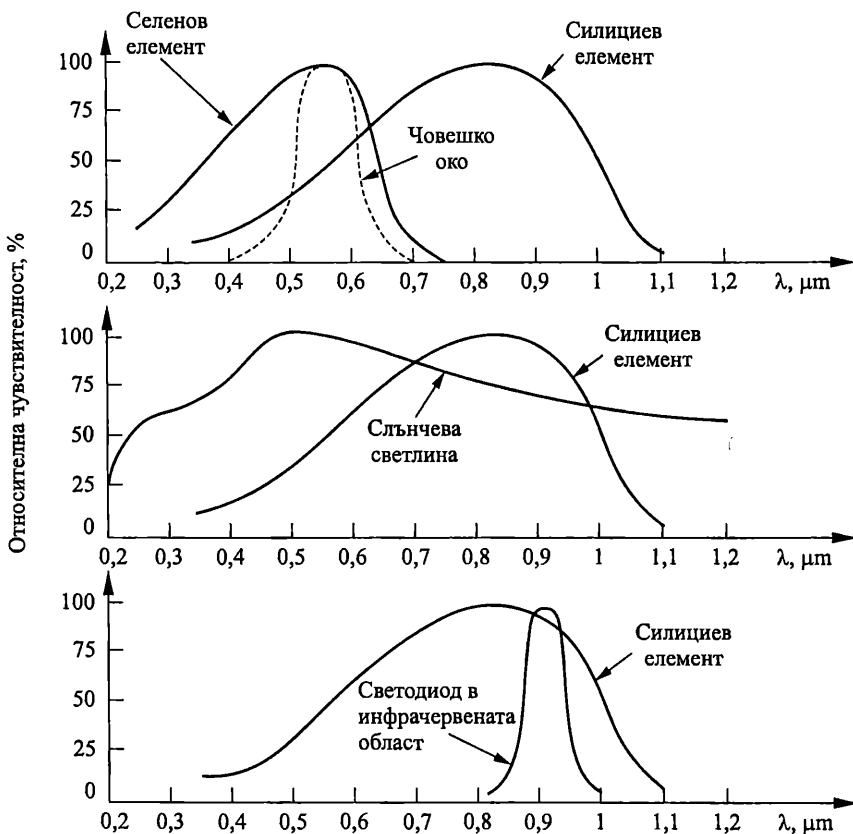
$$(3.7) \quad e_{\text{ph}} = -I_{\text{ph}} R,$$



което означава, че тя минава през центъра на координатната система. Наклонът ѝ зависи от стойността на товарното съпротивление R . За всяка крива от фамилията характеристики съществува оптимална стойност на товарното съпротивление, за която генерираната изходна електрическа мощност $P_{ph} = e_{ph}I_{ph}$ е максимална.

Фиг. 6.25. Волт-амперни характеристики на Si фотоелемент

Фотоелементите се реализират най-често от Se и Si. Спектралните им характеристики са показани на фиг. 6.26.



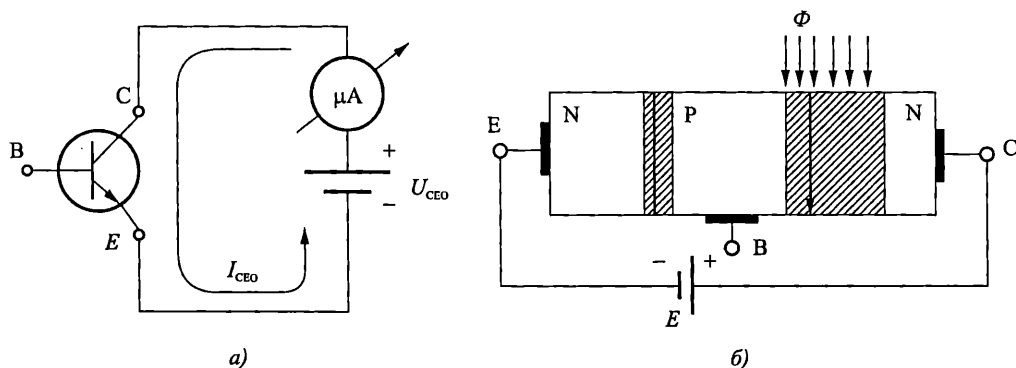
Фиг. 6.26. Спектрални характеристики на фотоелементи и светлинни източници

Селеновите елементи са близки до спектралната характеристика на човешкото око и намират приложение за автоматично експониране във видеоканерите и при устройства за фотоелектрическо управление. Силициевите елементи имат максимум на спектралната характеристика в инфрачервената област и се използват за детекция на инфрачервени лъчи. Независимо от това, че тяхната спектрална характеристика е изместена спрямо спектъра на слънчевата светлина, те се използват и като захранващ източник за космическите апарати, калкулатори и транзисторни приемници. Това се дължи на много по-високия к.п.д. на Si фотоелементи спрямо Se.

Коефициентът на полезно действие на фотоелемента е отношението на максималната мощност, която може да се получи от него, към пълната мощност на лъчистия поток, падаща върху повърхността му. При облъчване с монохроматична светлина, отговаряща на максимума на чувствителността на Si фотоелементи, к.п.д. е около 40–50 %. При преобразуване на слънчевата светлина в електрическа енергия, к. п. д. на силициевите фотоелементи достига около 20 %. Типичните стойности на тока на късо съединение на Si фотоелементи при нормална слънчева осветеност е 20–25 mA/cm², а при оптимален товар – 15–20 mA/cm². Във втория случай (оптимален товар) генерираното напрежение е от порядъка на 0,35–0,4 V. С повишаване на температурата, изходната мощност на фотоелемента намалява. Това се дължи главно на намаляването на напрежението на празен ход (отрицателният температурен коефициент на напрежението в права посока, характерен за полупроводниковите диоди).

6.3.5. Фототранзистори

Както видяхме в гл. 3, при включване на биполярния транзистор, съгласно фиг. 6.27а, през него протича обратен ток $I_{CEO} = (\beta + 1)I_{CBO}$.



Фиг. 6.27. а – схема за определяне на обратния ток I_{CEO} ;

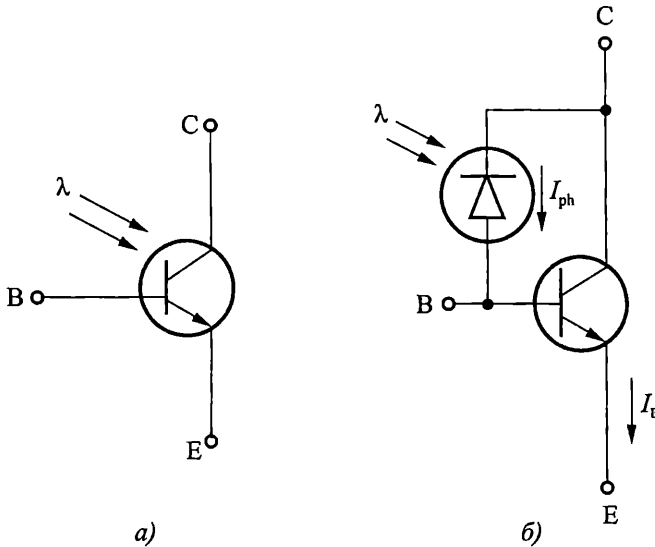
б – примерна конструкция и свързване на фототранзистор в статичен режим

При маломощните и средномощните транзистори, този ток е много малък и обикновено се пренебрегва при анализите и изчисленията на режимите на работа на транзистора. **Принципът на действие на фототранзисторите се основава на увеличаване на тока през обратно свързания колекторен преход, при облъчването му със светлина (фиг. 6.27б).** За целта колекторният преход е отк-

рит за светлината, чрез леща или прозраче, което позволява, при облъчване, в него да се генерират свободни електрони и дупки. Това води до повишаване на обратния ток на колекторният преход (аналогично на фотодиода), а от там и на тока във веригата:

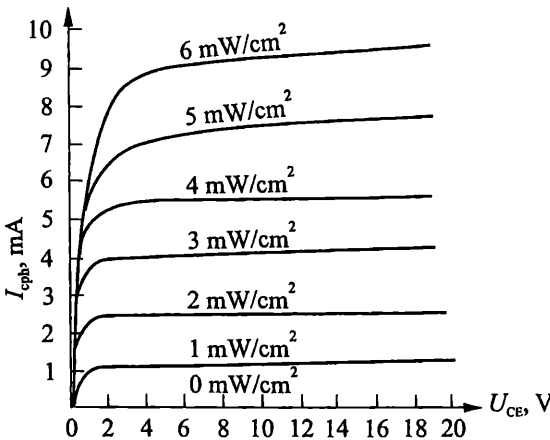
$$(3.8) \quad I_C = (\beta + 1)(I_{ph} + I_{CBO}) = (\beta + 1)I_{ph} + I_{CEO} \approx (\beta + 1)I_{ph}.$$

Следователно, при фототранзистора, фототока на прехода база-колектор се увеличава до няколкостотин пъти. Това означава, че интегралната чувствителност на транзистора е $(\beta + 1)$ пъти по-голяма от тази на фотодиода и може да достигне стотици милиампери на лумен. На фиг. 6.28 са показани условното графично означение и опростената еквивалентна схема на фототранзистор.



Фиг. 6.28. Фототранзистор

а – условно графично означение; б – опростената еквивалентна схема на фототранзистор

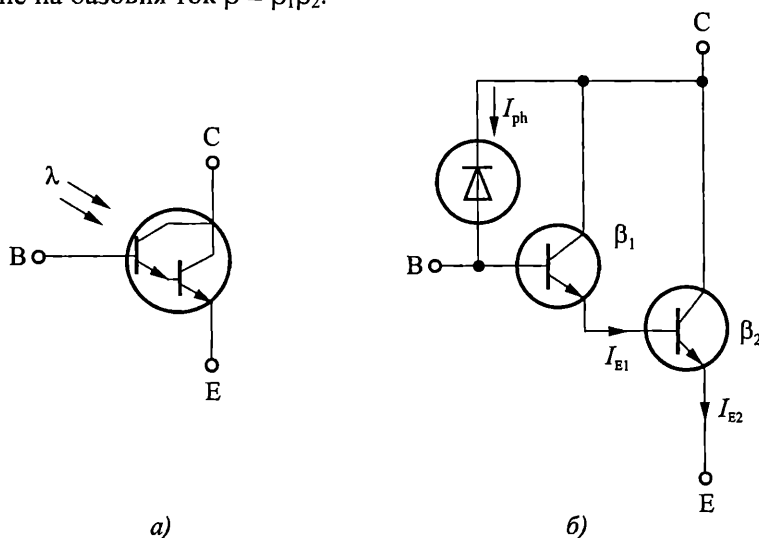


Фиг. 6.29. Волт-амперни характеристики на фототранзистор при отворена база

Волт-амперните характеристики на фототранзистора при отворена база са показани на фиг. 6.29. Те са аналогични на изходните характеристики в схема с общ емитер, но параметърът е светлинният поток, а не токът на базата. При нулева стойност на светлинния поток, токът е равен на I_{CEO} , който се нарича *ток на тъмно*. При увеличаване на осветяването многократно нараства и токът. Трябва да се отбележи, че зависимостта на фототока от ос-

ветеността е нелинейна – по-големите изменения на тока се проявяват при по-големите стойности на осветеността.

Многократно повишаване на интегралната чувствителност на фототранзистора може да се постигне чрез съставен транзистор, свързан по схема Дарлингтон (фиг. 6.30). Такъв транзистор има повишена стойност на коефициента на усилване на базовия ток $\beta = \beta_1\beta_2$.



Фиг. 6.30. Съставен фототранзистор:
а – условно графично означение; б – опростената еквивалентна схема

Фототранзисторът е по-инертен от фотодиода. Висока чувствителност и добро бързодействие се постигат при свързване на фотодиод с високочестотен транзистор, по аналогия с еквивалентната схема от фиг. 6.28б.

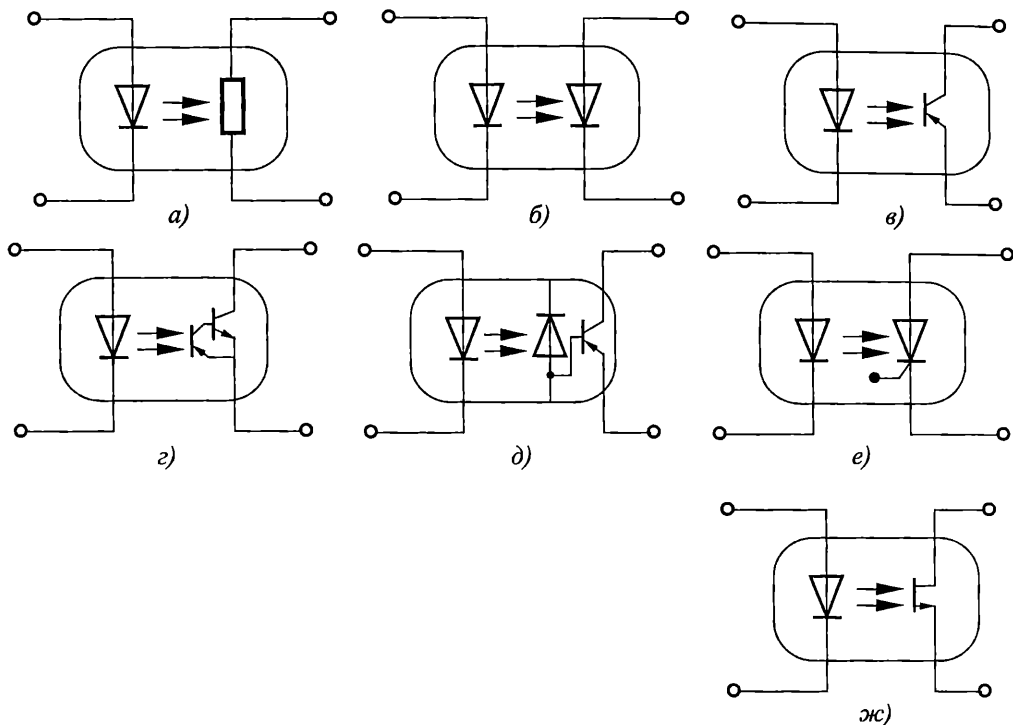
Фототранзисторите намират приложение главно като датчици за автоматиката и като фотоприемници в оптроните. При тях базовият извод може да се свърже допълнително към външно напрежение, което повишава възможностите за управление на тока във веригата.

В практиката, освен биполярни, се използват и полеви фототранзистори.

6.3.5. Фототиристори

Фототиристортът се отличава от обикновения тиристор по това, че слой p_2 е открит за външното светлинно лъчение (фиг. 6.31). При осветяването му концентрацията от електрони и дупки се повишава, което довежда до отпушване на колекторния преход и превключване на тиристора. На фиг. 4.12 са показани волт-амперната характеристика и условното графично означение на фототиристор. Колкото по-голям е светлинният поток, при толкова по-ниско напрежение се включва тиристорът.

Фототиристорите се използват като бързи безконтактни превключватели за големи напрежения и мощности.

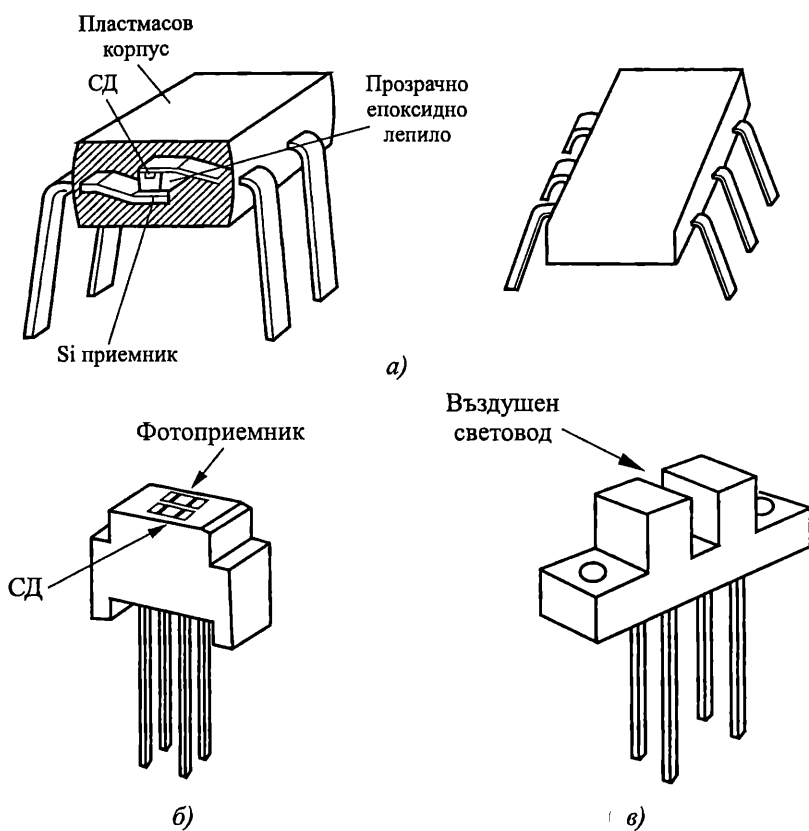


Фиг. 6.32. Условно графично означение на оптрони
а – с фоторезистор; *б* – с фотодиод; *в* – с фототранзистор;
г – със съставен транзистор; *д* – с фотодиод и транзистор;
е – с фототиристор; *ж* – с полеви фототранзистор

Оптроните са основни елементи на оптоелектронните схеми. Използването им за предаване на информация има съществени предимства. Най-важните от тях са:

- липса на електрическа връзка между входа и изхода;
- широка лента на пропускане в честотния обхват от звуковите до инфрачервените и светлинните вълни (от нула до 10^{13} – 10^{14} Hz);
- възможност за галванично разделяне на електрически вериги;
- висока шумоустойчивост на оптичния канал (не се влияе от външни електромагнитни полета);
- еднопосочност на потока информация и отсъствие на обратно въздействие на фотоприемника върху източника на излъчване;
- възможност за директно управление от съвременните микропроцесорни интегрални схеми.

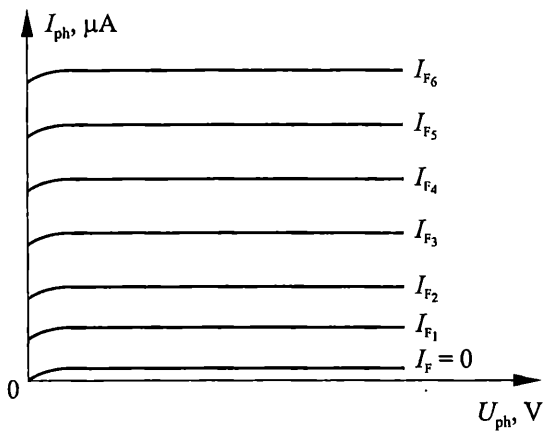
Конструктивно излъчвателят и приемникът в оптроните се вменстват в общ корпус и се заливат с оптически прозрачна смола. Трите най-разпространени конструкции на оптрони (с вътрешен канал за подаване на светлината, с отражателен канал и с въздушен световод) са показани на фиг. 6.33.



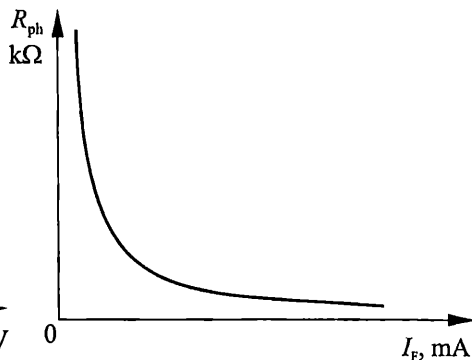
Фиг. 6.33. Основни конструкции на оптрони
 а – с вътрешен канал за подаване на светлината; б – с отражателен канал
 в – с въздушен световод

Статичните характеристики на оптроните са:

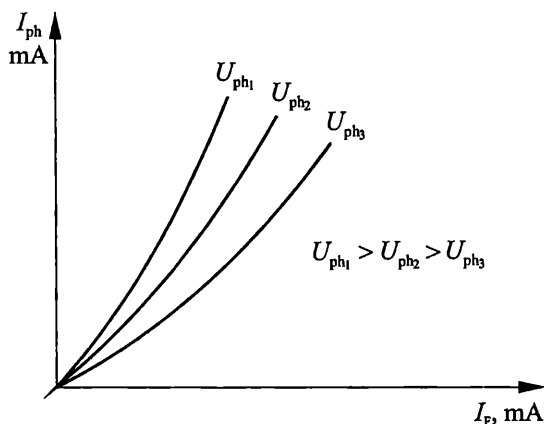
- Входни характеристики $I_F = f(U_F)$ – съвпадат със волт-амперната характеристика на използвания светодиод (вж. фиг. 6.4).
- Изходни характеристики $I_{ph} = f(U_{ph})$ при $I_F = \text{const}$. Получават се от съответните изходни характеристики на фотоприемника, чрез заместване на параметъра за осветеност Φ , lm с тока през светодиода I_F , mA. На фиг. 6.34 е показана примерната изходна характеристика на фотодиоден оптрон.
- Предавателни характеристики – представят връзката между изходния ток на фотоелемента и входния ток на светодиода, при параметър изходното напрежение. На фиг. 6.35 е показана предавателната характеристика на фоторезисторен оптрон $R_{ph} = f(I_F)$, на фиг. 6.36 – на фотодиоден оптрон $I_{ph} = f(I_F)U_{ph} = \text{const}$ и на фиг. 6.37 – фототранзисторен оптрон $I_{Cph} = f(I_F)_{U_{CE}=\text{const}}$.



Фиг. 6.34. Примерна изходна характеристика на фотодиоден оптрон



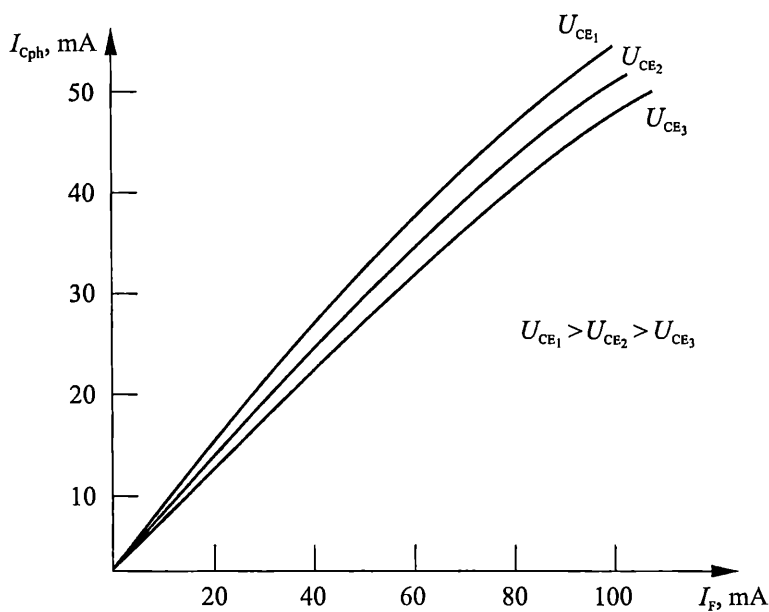
Фиг. 6.35. Примерна предавателна характеристика на фоторезисторен оптрон



Фиг. 6.36. Примерна предавателна характеристика на фотодиоден оптрон

Основните параметри на оптроните са:

- Ток на тъмно I_{phDARK} , който протича през изхода при липса на входен ток. Стойността му е близка до нула.
- Коефициент на предаване на тока – дефинира отношението между изходния и входния ток при фотодиодите и фототранзисторите. Обикновено се изразява в проценти. За фотодиодните оптрони максималните му стойности са около няколко процента, докато при фототранзисторните типичните му стойности са между 30–40 %.
- Бързодействие на оптроните се дава от времето на включване t_{on} и времето на изключване t_{off} . В зависимост от конкретния оптрон, тези стойности се променят от няколко десетки наносекунди до стотина микросекунди. Най-голямо бързодействие имат фотодиодните оптрони.



Фиг. 6.37. Примерна предавателна характеристика фототранзисторен оптрон

Оптроните намират много широко приложение в системите на автоматиката и телеуправлението, за галванично развързан интерфейс в медицинската техника, като елементи на свръхскоростните оптически комуникационни системи, в компютърните системи и др.

? Контролни въпроси

1. На кой физически ефект се основава принципът на действие на светодиода?
2. Сравнете свойствата и приложението на инфрачервените и индикаторните светодиоди.
3. Дефинирайте характеристикните параметри на фотодиода във фотодиоден фотогенераторен режим.
4. Защо фотодиодът има най-голямо бързодействие?
5. Защо чувствителността на фототранзистора е по-голяма от тази на фотодиода?
6. Какви са предимствата и недостатъците на оптроните?

7.1. Основни понятия и класификация на интегралните схеми

В своето развитие елементната база на електрониката, компютърната, комуникационната, изчислителната техника и автоматиката преминава през няколко поколения. Към първото поколение се отнасят различните типове електронни лампи, към второто – дискретните полупроводникови елементи, към третото – интегралните схеми и към четвъртото – функционалните елементи и модули.

Микроелектронните изделия могат условно да бъдат разделени на три групи: интегрални схеми, функционални устройства и конструктивно – спомогателни изделия.

Интегралната схема е микроелектронно изделие с определена функция на събиране, преобразуване, обработка и съхранение на информация, чиито елементи са свързани помежду си така, че от гледна точка на проектиране, производство, контрол, пласмент и приложение се разглеждат като единно цяло.

Функционалните устройства служат за преобразуване, съхраняване и обработка на информация, като тяхното действие се основава на директното използване на различни физични явления и ефекти (оптични, йонни, магнитни, акустични, топлинни и др.). Към тях се отнасят и бързо развиващите се в последните години микро-електромеханични системи (MEMS – Micro Electromechanical Systems).

Конструктивно-спомогателните изделия са предназначени за монтаж на интегралните схеми и функционалните устройства в блокове и апаратури. Това са разнообразни цокли, многослойни печатни платки, микроконтакти, микро-превключватели и др.

Обемът на публикуваната информация за проектирането, производството, свойствата и приложението на интегралните елементи и схеми е толкова огромен, че в тази глава ще разгледаме накратко само някои основни класически принципи и подходи. Обект на следващи разглеждания ще бъдат само силициевите интегрални схеми, тъй като считаме, че в обозримо бъдеще силицият ще бъде най-широко използвания материал в микроелектрониката.

През 1958 г. независимо един от друг Jack Kilby от Texas Instruments и Robert Noyce от Fairchild Semiconductor предлагат интегрална схема, която съдържа биполярни и MOS транзистори, резистори, кондензатори и връзките между тях, работеща като функционална схема и изпълнена в един полупроводников монокристал (чип). В началото (през шейсетте години) интегралните схеми са съдържали стотина елементи, като минималният размер на транзисторите е бил около 25 μm . С развитието на микроелектронните технологии минималният размер на отделните елементи е намалявал драматично, като

в същото време броят на елементите в един чип и функционалните му възможности рязко са нараствали. Сега (2006 г.) минималните размери са под 40 nm (за сравнение диаметърът на човешкия косъм е около 40–80 μm), като в един чип има над няколкостотин милиона елементи.

Интегралните схеми се класифицират според различни признаци и критерии:

Според предназначението:

- аналогови – за преобразуване и обработка на сигнали, изменящи се като непрекъснати функции на времето;
- цифрови – за преобразуване и обработка на сигнали, изменящи се като дискретни функции на времето;
- смесени – цифрово-аналогови и аналогово-цифрови;
- оптоелектронни – за преобразуване и обработка на оптични и електрически сигнали;
- свръхвисокочестотни (СВЧ) – за преобразуване и обработка на свръхвисокочестотни сигнали.

Според степента на интеграция, характеризираща количеството елементи, влизащи в състава на интегралната схема:

- с малка степен на интеграция – до 100 елемента;
- със средна степен на интеграция – до 1000 елемента;
- с голяма степен на интеграция (големи интегрални схеми – ГИС) – до 10 000 елемента;
- със свръхголяма степен на интеграция (свръх големи интегрални схеми – СГИС) – над 10 000 елемента.

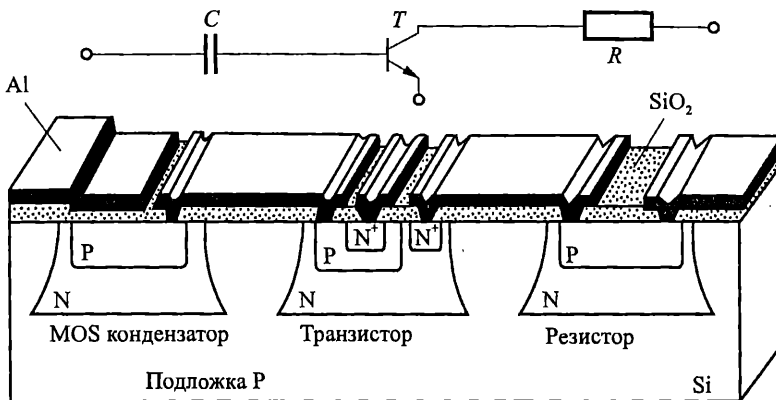
Според типа на основните активни елементи:

- биполярни интегрални схеми;
- MOS интегрални схеми;
- смесени (комбинирани) интегрални схеми – Bi MOS интегрални схеми съдържат биполярни и MOS елементи.

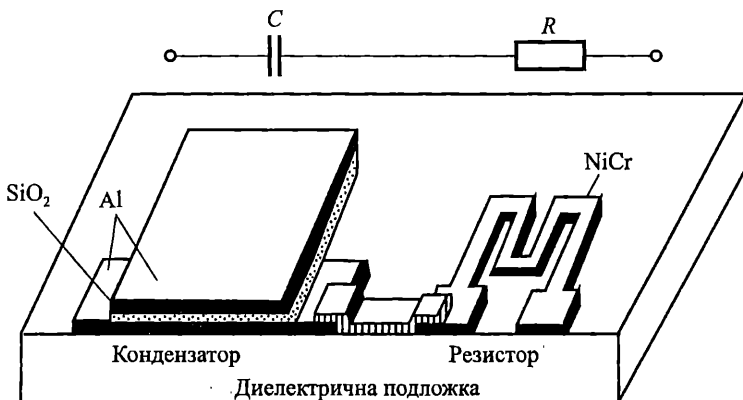
Според конструктивно-технологични признаци:

- полупроводникови (монолитни) интегрални схеми – всички техни елементи и между елементни връзки са изготвени в обема и на повърхността на полупроводников монокристал (фиг. 7.1). Материалът на активната подложка може да бъде силиций, галиев арсенид и др.;
- слойни интегрални схеми – елементите и връзките между тях са изпълнени във вид на слоеве, нанесени върху подложка от изолационен материал (фиг. 7.2). Според начина на отлагане на слоевете и дебелината им слойните ИС се разделят на тънкослойни и дебелослойни;
- хибридни интегрални схеми – съставени са от слойни елементи и елементи със самостоятелно конструктивно оформление (фиг. 7.3). Най-често представляват комбинация от слойни пасивни елементи и дискретни безкорпусни активни (диоди, транзистори, интегрални схеми) и пасивни (резистори, кондензатори) елементи. Електрическите връзки

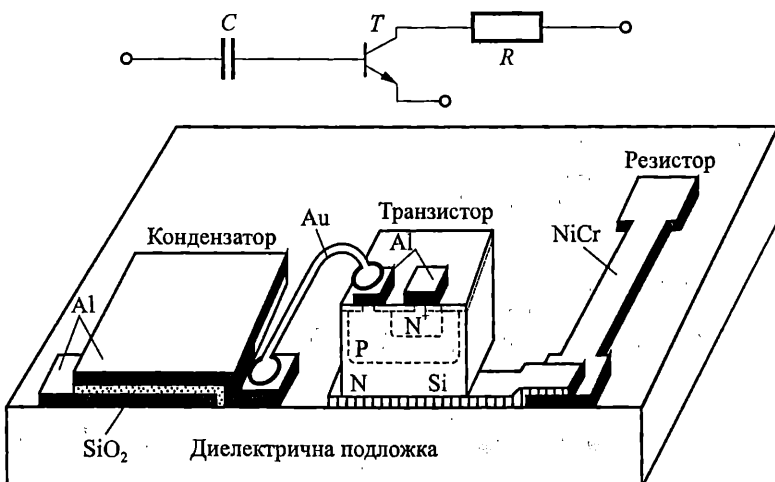
между елементите и кристалите се осъществяват със слоен или полу-проводников монтаж;



Фиг. 7.1. Структура на полупроводникова интегрална схема



Фиг. 7.2. Структура на слойна интегрална схема



Фиг. 7.3. Структура на хибридна интегрална схема

- съвместени интегрални схеми – активните елементи са формирани в обема на полупроводников монокристал, а пасивните елементи са нанесени чрез слойна технология върху изолираната повърхност на същия кристал.

Според броя на кристалите, затворени в един корпус:

- еднокристални (едночипови) ИС;
- многокристални (многочипови) ИС.

Според начина на защита от външни въздействия:

- корпусни – интегралните схеми се затварят в корпуси;
- безкорпусни – подложките с елементите или кристалите се заливат със защитен компаунд.

Според употребата:

- универсални – стандартни интегрални схеми с широко предназначение;
- специализирани.

Според обема на производство и начина на проектиране:

- стандартни интегрални схеми;
- интегрални схеми по поръчка, които се разделят на:
 - схеми със стандартни клетки;
 - матрични базови кристали;
 - програмируеми матрици.

7.2. Елементи на слойните и хибридните интегрални схеми

7.2.1. Слойни резистори

Слойните резистори представляват съпротивителен слой с определена широчина и дебелина, в двата края на който са формирани контактни площадки за осъществяване на връзката им с останалите елементи на схемата, посредством други слоеве с малко съпротивление.

Според дебелината и технологията на нанасяне на слоя резисторите се делят на *тънкослойни* и *дебелослойни*.

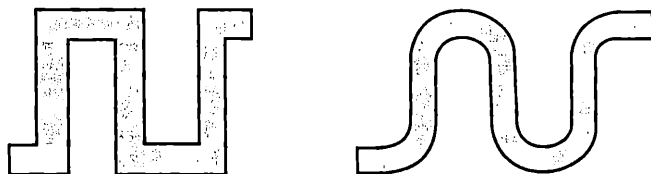
Основни параметри на слойните резистори са:

- номинална стойност на съпротивлението R ;
- толеранс на съпротивлението – $\frac{\Delta R}{R}$;
- температурен коефициент на съпротивлението $\text{TKR} = \frac{\Delta R}{R} \frac{1}{\Delta T}$;
- разсейвана мощност P_R ;
- коефициент на стареене;
- надеждност;
- работен температурен интервал и др.

Тънкослойните резистори се изготвят от метал (хром, тантал, паладий), метални сплави (нихром NiCr), силициди (химични съединения на силиций с

метали), кермети (металокерамики – механични смеси от метал и диелектрик) и др. *Дебелослойните резистори* се изготвят от пастообразни смеси, съставени от високо проводима съставка (паладий, сребро), изолационна съставка (стъклен прах), пластификатори и разтворители.

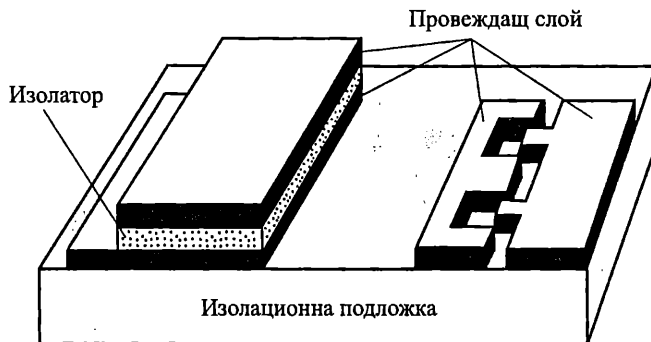
Характерна особеност на *слойните резистори* е възможността за коригиране на стойността на съпротивлението. При стъпковата корекция се прегарят метални мостчета, които дават накъсо отделни участъци на съпротивлението. Плавната корекция се осъществява чрез променяне на формата на резистивния слой – механично или топлинно отнемане (с електронен или лазерен лъч) на част от него или променяне на специфичното му съпротивление. Формата на слойните резистори може да бъде правоъгълна или по-сложна (напр. тип меандър, змиевидна и др. – фиг. 7.4) за реализиране на големи стойности на съпротивлението.



Фиг. 7.4. Топология на слойни резистори

7.2.2. Слойни кондензатори

Структурата на слойните кондензатори е показана на фиг. 7.5. Те имат конструкцията на плосък кондензатор (състоящ се от *долен (метален), диелектричен и горен (метален) слоеве* или се използва капацитетът между две паралелно разположени и подходящо оформени слойни проводими шини.



Фиг. 7.5. Структура на слойни кондензатори

Отделните слоеве на кондензатора се правят по тънкослойната или дебелослойна технология.

Основните параметри на слойните кондензатори са:

- номинална стойност на капацитета C ;
- толеранс на капацитета $\frac{\Delta C}{C}$;

- допустимо работно напрежение U_{\max} ;
- качествен фактор на кондензатора Q , обратно пропорционален на тангенса на ъгъла на загубите $\operatorname{tg} \delta$;
- точно съпротивление R_{yt} ;
- температурен коефициент на капацитета $TКC = \frac{\Delta C}{C} \frac{1}{\Delta T}$;
- коефициент на стареене;
- обхват на работните честоти и др.

Толерансът на кондензатора зависи от параметрите на изолационния слой и от топологичните размери и може да бъде значителен.

Слойният кондензатор, както и слойният резистор, допускат донастройване на номиналната стойност на капацитета, респективно съпротивлението.

Като диелектричен слой се използват SiO , GeO , SiO_2 , Al_2O_3 , Ta_2O_5 , TiO_2 , борносиликато стъкло и др.

Основните характеристики на слойните елементи се определят от параметрите и топологията на структурата и свойствата на използваните материали, които от своя страна силно зависят от начина на нанасянето им.

7.3. Елементи на биполярните интегрални схеми

7.3.1. Проблеми при интегрирането на биполярни елементи.

Видове изолации

Всички елементи на полупроводниковите интегрални схеми се изготвят едновременно, чрез единен технологичен процес, в обема на полупроводников монокристал. Те са свързани електрически помежду си чрез общата полупроводникова подложка. За да се осигури нормалното функциониране на схемата е необходимо да се осигури добра електрическа изолация между елементите ѝ.

Качеството и рандеманът¹ на интегралните схеми, разширяването на функционалните им възможности и повишаването на степента на интеграция се определят в значителна степен от методите за изолация на елементите.

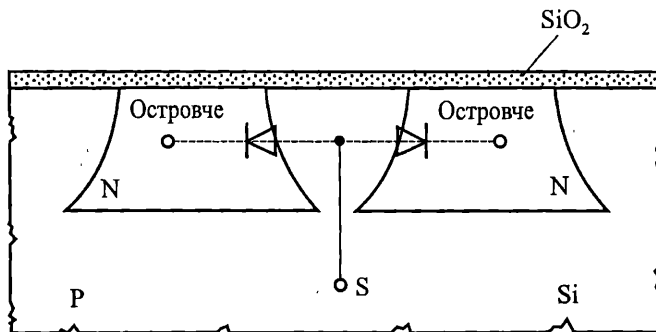
Осъществяването на електрическа изолация на елементите се състои в създаването на области в полупроводниковия монокристал, изолирани от останалия обем на кристала – т. нар. "островчета". По-нататък във всяко островче се формират по един или няколко елемента на интегралната схема. Към методите за изолация се предявяват редица изисквания за осигуряване на малка площ на изолираните островчета, добра изолация в хоризонтално и във вертикално направление, високи пробивни напрежения, малки паразитни капацитети, липса на утечни токове, температурна и радиационна устойчивост, невисока трудоемкост, съвместимост на материалите и технологичните процеси с базовата технология и др.

¹ Рандеман – процентът на произведените годни интегрални схеми, готови за продажба, спрямо общия брой структури, постъпили за обработка в началото на производството.

Разнообразните методи за изолация на елементите на интегралните схеми могат да бъдат разделени на три групи: с обратно поляризиран PN преход, с диелектрична изолация и комбинирани методи за изолация.

Изолация с обратно поляризиран PN преход

Принципът на този метод се състои в създаването на островчета, оградени с PN преход (фиг. 7.6). При работа на интегралната схема изолиращите преходи са включени в обратна посока. Между всеки два елемента съществуват два насрещно свързани и обратно поляризирани диода. За надеждно запущване на изолиращите PN преходи на подложката (от P тип) се прилага максималният отрицателен потенциал на захранващия източник.



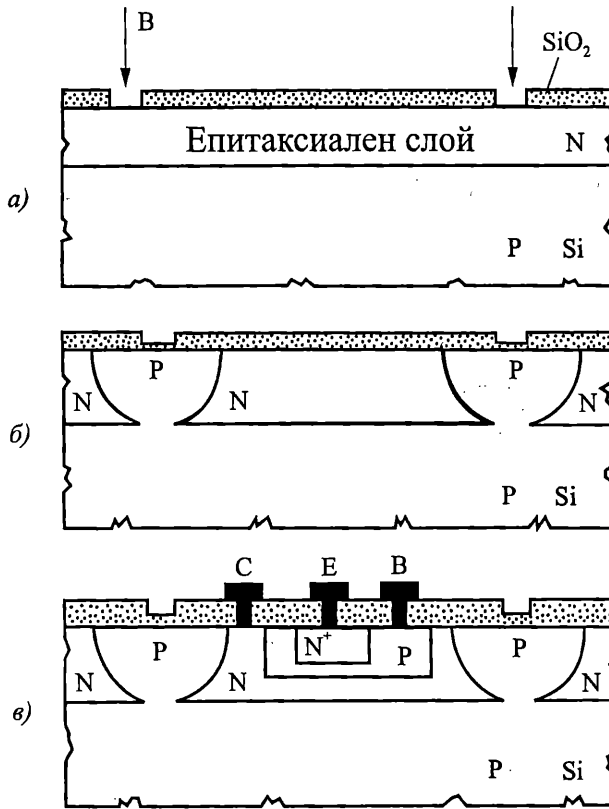
Фиг. 7.6. Принцип на изолация с PN преход

Методът на изолация чрез обратно поляризиран PN преход е често използван при производството на биполарни интегрални схеми. Той има следните предимства – простота и технологичност на процеса, използващ само стандартни технологични операции, висок рандеман и икономичност. Недостатъци са наличието на паразитен бариерен капацитет и утечно съпротивление на PN прехода, зависещи от температурата и радиацията, наличието на паразитни транзистори, влошаващи работата на схемата, понижени честотни свойства, ограничения на поляриността и големината на захранващите напрежения.

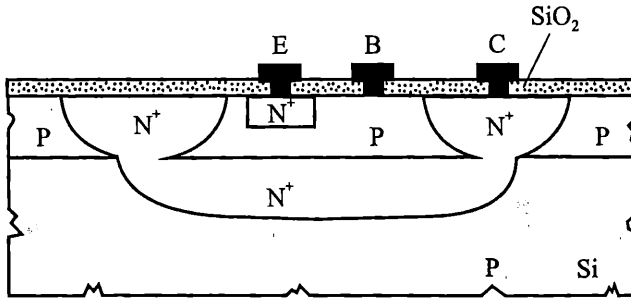
Планарно-епитаксиалният метод за диодна изолация е най-разпространен поради своята технологичност и ниска цена. Върху изходната P силициева подложка израства епитаксиален слой от N тип (фиг. 7.7а). През целия епитаксиален слой до P подложката се извършва локална дифузия на акцептори, наречена разделителна (изолираща) дифузия (фиг. 7.7б). В получените островчета с N проводимост чрез допълнителни операции се формират транзистори (фиг. 7.7в) или други елементи. За подобряване на някои параметри на транзисторите преди епитаксиалното нарастване на N слоя се провежда селективна дифузия на донори за създаване на скрит N⁺ слой.

Методът на колекторна изолираща дифузия позволява да се намали площта на елементите 3–4 пъти в сравнение с класическия планарно-епитаксиален метод, като се съкращава технологичният цикъл, повишава се рандеманът и се намалява цената. Тук скритият N⁺ слой заедно с разделителните N⁺ области образуват областта на колектора (фиг. 7.8). Ограничения на метода са

ниското пробивно напрежение и трудното получаване на тънки епитаксиални слоеве със стабилни параметри.



Фиг. 7.7. Планарно-епитаксиален метод за диодна изолация

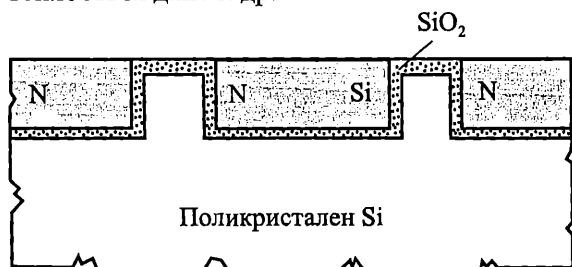


Фиг. 7.8. Структура на транзистор по метода на колекторна изолираща дифузия

Разработени са и други методи за диодна изолация – с базова изолираща дифузия, двойна дифузия, насрещна (двустранна) дифузия, метод на трите фотошаблона и др.

Диелектрична изолация

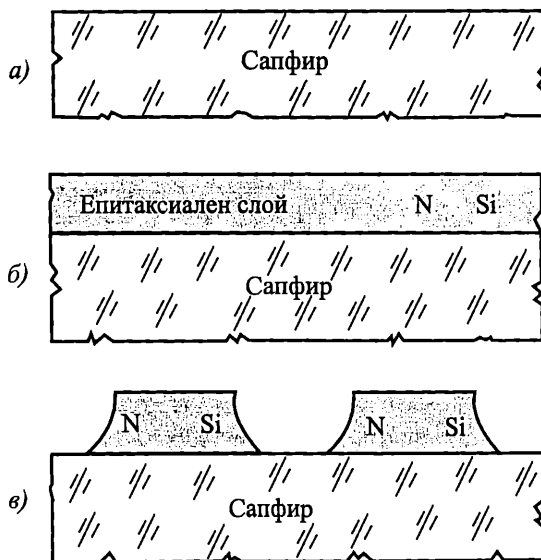
Изолацията между елементите се осъществява от слой диелектрик – най-често SiO_2 или Al_2O_3 , Si_3Ni_4 , SiC , стъкло, керамика, въздух и др. Използването на диелектрична изолация позволява да се изготвят интегрални схеми с подобрени електрически параметри и характеристики в сравнение със схемите с диодна изолация – по-малки паразитни капацитети между елементите (до 2 порядъка), по-малки утечни токове (до 6 порядъка), по-голямо бързодействие, увеличени пробивни напрежения (до няколко стотин волта), по-добра радиационна устойчивост. Основните недостатъци на диелектричната изолация, ограничаващи масовото ѝ използване са сложна и трудоемка технологична реализация (над 30 допълнителни операции), икономическа неефективност, лошо топлоотвеждане и др.



Първият разработен метод за диелектрична изолация е ЕПИК-технологията (фиг. 7.9), която обаче не е получила широко разпространение.

Фиг. 7.9. Структура на диелектрична изолация по ЕПИК-технология

Технологията "силиций върху сапфир" (или технология SOS – Silicon On Sapphire) намира по-голямо приложение при изготвянето на MOS интегрални схеми. Върху специално обработена подложка от сапфир нараства тънък епитаксиален монокристален силициев слой (фиг. 7.10). Чрез селективно ецване се образуват електрически изолирани островчета от силиций, в които се формират елементите на интегралната схема. Тази технология се използва главно при производството на MOS интегрални схеми.

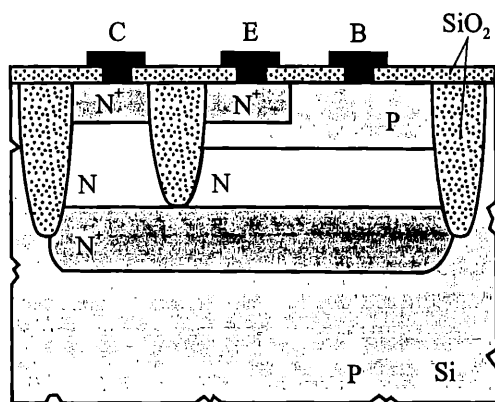


Фиг. 7.10. Технология "силиций върху сапфир"

Комбинирани методи за изолация

Тези методи съчетават използването на изолация с PN преход и диелектрична изолация. Обикновено дънните части на "островчетата" монокристален силиций се изолират от полупроводниковата подложка чрез обратно поляризиран PN преход, а страничните части – чрез диелектрична изолация. По такъв начин се съчетават положителните качества на двата основни метода на изолация.

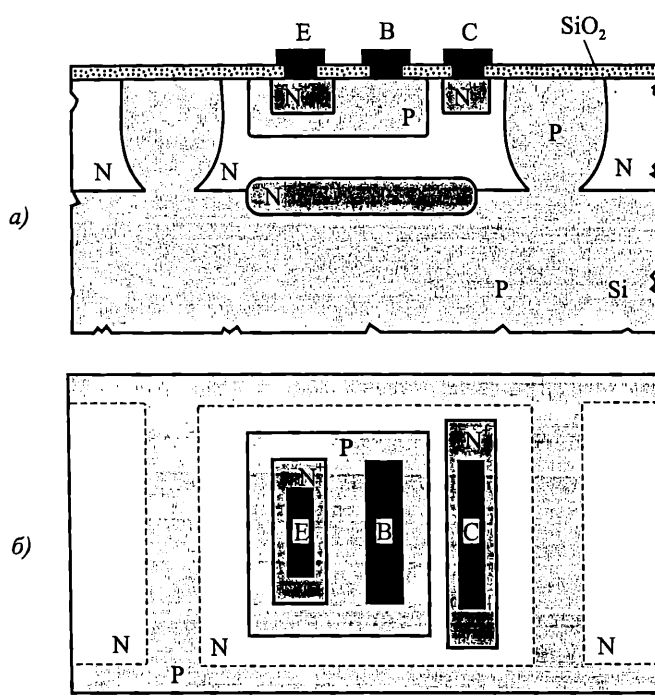
Изопланарната технология (ISOPLANAR) е перспективен метод на комбинирана изолация. Напречно сечение на изопланарен NPN интегрален транзистор е показано на фиг. 7.11. Транзисторът е изолиран от останалите елементи и подложката чрез PN преход (дънната част на колектора) и с диелектрик (страничните части на колектора). Чрез слой диелектрик напречно на повърхността се получава изолация между базата и колектора. Изопланарната технология позволява постигането на голяма плътност на интегралните елементи, тъй като се намаляват почти два пъти размерите на транзисторите в сравнение с класическата планарно-епитаксиална диодна изолация. В резултат на страничната диелектрична изолация на преходите се намаляват паразитните капацитети колектор-подложка и база-колектор.



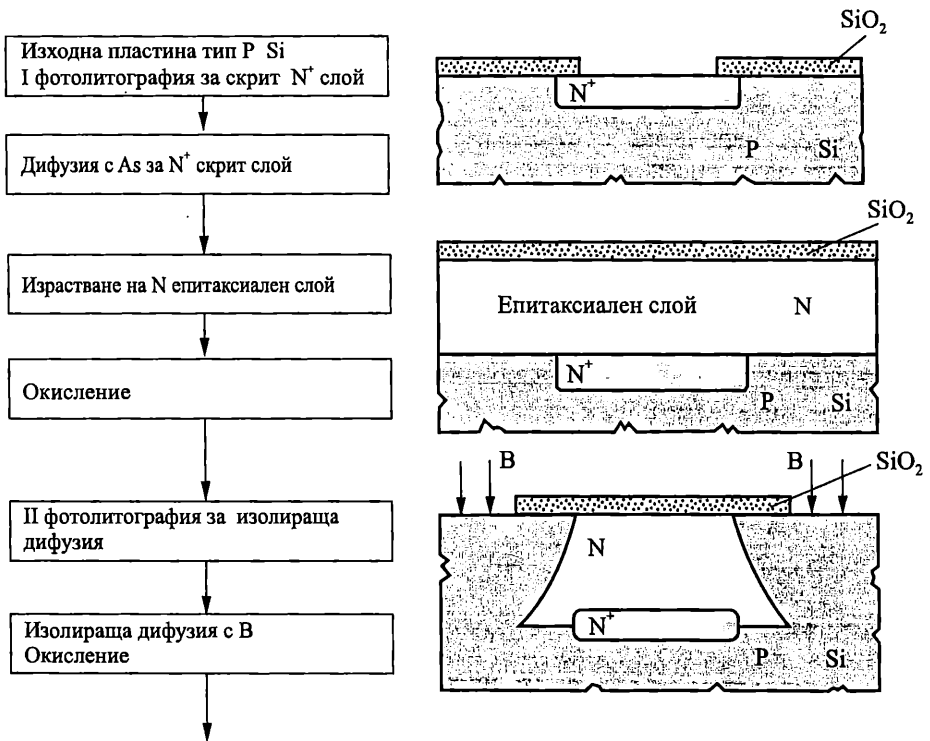
Фиг. 7.11. Структура на изопланарен NPN интегрален транзистор

Разработени са редица варианти на типовите процеси на изопланарната технология (напр. епипланарна технология). Поради многобройните си предимства изопланарната технология е една от най-перспективните за изготвяне на бързодействащи полупроводникови биполярни и MOS интегрални схеми.

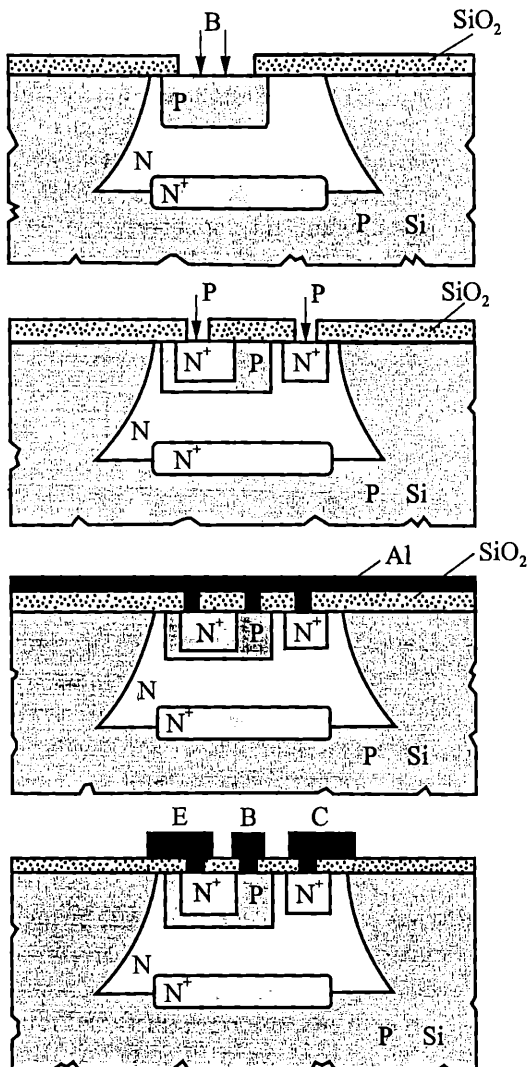
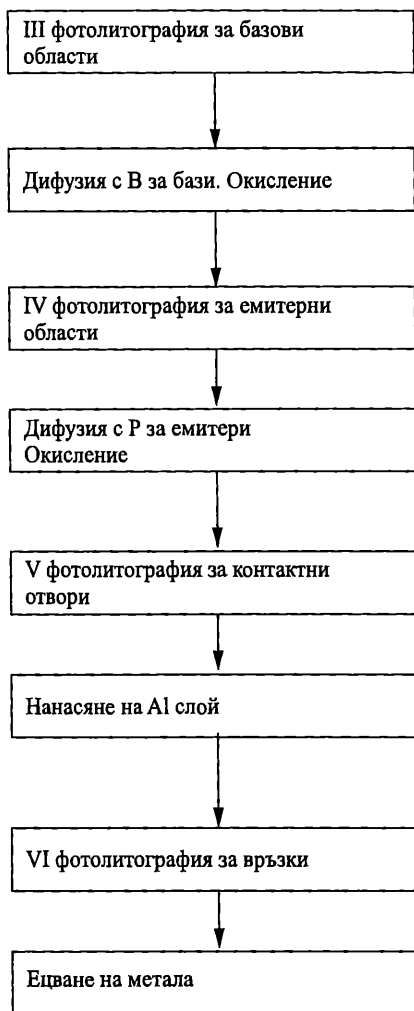
Полипланарната технология се основава на вертикално анизотропно ецване на силиция, при което се формират V-образни разделителни области за между елементна изолация. Тази технология има някои разновидности: V-ATE процес (фиг. 7.12), VIP процес и др. Чрез полипланарната технология се изготвят интегрални схеми, които по интегрална плътност на елементите и електрически характеристики са аналогични на тези, изготвени по изопланарна технология, но имат по-малка площ, използвана за осъществяване на изолацията.



Фиг. 7.13. Напречно сечение и топология на NPN интегрален транзистор



Фиг. 7.14. (продължава на следващата страница)



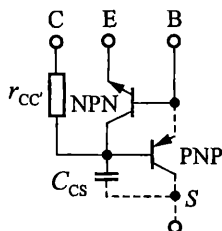
Фиг. 7.14. Технологична последователност за изготвяне на NPN интегрален транзистор

Интегралният NPN транзистор се различава от дискретния планарно-епитаксиален транзистор по необходимостта от изолиране от подложката и извеждане на контакти от емитера, базата и колектора му само от горната страна.

Особеностите на интегралния NPN транзистор в сравнение с дискретния NPN транзистор са следните:

- Изводът на колектора на интегралния транзистор е от горната повърхност на кристала. Колекторният ток протича не във вертикално (напречно) направление, а в хоризонтално (надлъжно) направление през високоомната колекторна област. Ето защо последователното колекторно съпротивление на интегралния транзистор r_{CC} (фиг. 7.15) има

значителна стойност. Намалването му се извършва по два начина. Първият предвижда оптимизиране на хоризонталната геометрия на транзистора, например чрез увеличаване на дължината на колекторния контакт, който почти обхваща базовата област. Най-често използвания начин е въвеждане на високо легиран скрит N^+ слой. Скрытият N^+ слой води до увеличаване на инверсияния коефициент на предаване по ток и намаляване на напрежението на насищане, съществени при работа на транзистора в ключов режим и до подобряване на честотните и шумовите характеристики.



Фиг. 7.15. Паразитни елементи при интегралния NPN транзистор

- Съществува капацитет на прехода колектор-подложка C_{CS} , влияещ върху честотните и преходни характеристики на интегралния транзистор. По същество това е бариерния капацитет на изолиращия PN преход.
- През изолиращия преход колектор-подложка, свързан винаги в обратна посока, протича утечен ток, зависещ от напрежението.
- Честотните и импулсни характеристики на интегралния транзистор са по-лоши от тези на дискретния, поради влиянието на времеконстантата $r_{cc}C_{CS}$.
- При работа на интегралния транзистор се появяват паразитни ефекти от активен тип. NPN транзисторът заедно с подложката образуват четири слойна структура. Освен основния (работен) NPN транзистор съществува и допълнителен (паразитен) PNP транзистор, образуван от базата и колектора на основния транзистор и подложката (фиг. 7.15). Когато основният NPN транзистор е запушен или е в активен режим, паразитният транзистор е запушен, защото и двата му прехода са обратно поляризирани. Ако основният NPN транзистор е наситен, колекторният му преход се отпушва, но той е едновременно емитерен за паразитния PNP транзистор, който също се отпушва (работи в активен режим). При това в подложката протича ток, определен от коефициента на усилване на PNP транзистора. Това намалява степента на насищане и стабилната работа на основния NPN транзистор, защото базовият му ток намалява. Обикновено $\alpha_{PNP} = 0,5 \div 0,7$.

Типичните електрически параметри на интегралния NPN транзистор са дадени в табл. 7.1.

Таблица 7.1

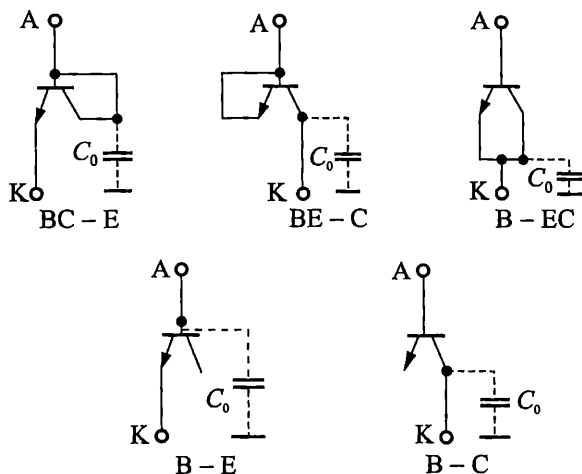
Параметър	Номинална стойност	Толеранс, %	Температурен коефициент
Коефициент на усилване по ток β	50–200	– 30 + 50	+ 0,5 % /°C
Напрежение U_{EB}, V	0,7	± 3	– 2 mV /°C
Транзитна честота f_T , MHz	160–800	± 20	
Пробивно напрежение емитер-база, V	6–8	± 5	
Пробивно напрежение колектор-база, V	30–50	± 30	+ 3 mV /°C
Пробивно напрежение колектор-подложка, V	60		
Капацитет колектор-база C_{CB}, pF	0,3–0,7	± 10	

Интегрален PNP транзистор

Интегралните PNP транзисторни структури се използват в съчетание с NPN транзисторите в аналоговите интегрални схеми за разширяване на електрическите и функционалните им възможности. Целта при разработването им е пълна или частична съвместимост на технологията с тази на стандартната NPN структура.

Използваните структури на PNP транзистори могат да бъдат разделени на *вертикални* и *хоризонтални*. Във вертикалните структури движението на неосновните токоносители през базата става перпендикулярно на повърхността. Отначало се е използвал съществуващият в четирислойната биполярна структура паразитен PNP транзистор. Основните му недостатъци са малкият коефициент на усилване по ток $\beta = 2 \div 3$, ниската гранична честота, свързаният с общата подложка колектор.

Широко приложение е намерил хоризонталният (латералният) PNP транзистор. Инжектираните от емитера неосновни токоносители преминават през базата успоредно на повърхността (хоризонтално). Напречно сечение на структурата е показано на фиг. 7.16. Емитерната и колекторна области са формирани едновременно с базовите области на NPN транзисторите, като колекторната област обхваща емитерната. Базовата област е равномерно легирана и транзисторът е бездрейфов. Широчината на базата, равна на разстоянието между P областите на емитера и колектора, се определя от възможностите на фотолитографията и от пробивното напрежение колектор-емитер и е около $2 \div 12 \mu m$.



Фиг. 7.17. Диодни включвания на интегралния NPN транзистор

Таблица 7.2

Параметър	Схема на свързване				
	BC - E	BE - C	B - EC	B - E	B - C
Пробивно напрежение U_{BR}, V	6-8	30-60	6-8	6-8	30-60
Обратен ток $I_R, \mu A$	0,5-1	15-30	20-40	0,5-1	15-30
Право напрежение $U_{F,V}$	0,85	0,94	0,92	0,96	0,95
Капацитет на диода C_D, pF	0,5	0,7	1,2	0,5	0,7
Паразитен капацитет, C_0, pF	3	3	3	1,2	3
Време за възстановяване t_{rr}, nS	9	53	100	56	85
V_{PNP}	0	2	3	3	3

В зависимост от приложението на диода се избира конкретно включване на интегралната транзисторна структура, удовлетворяващо поставените изисквания. За универсално предназначение често се използват вариантите BC-E и B-E.

Като опорни (ценови) диоди в интегралните схеми служат PN преходи в режим на електрически пробив. В зависимост от големината на опорното напрежение може да се използва всеки един от преходите база-емитер, колектор-база, колектор-подложка и емитер-подложка. При високолегирани области пробивът е нисковолтов и има тунелен характер. За получаване на напрежения, равни или кратни на 0,7 V, се използват отпушени диоди, например BC-E, B-E и др.

7.3.3. Пасивни интегрални елементи

Пасивните елементи в интегралните схеми се изготвят едновременно с активните. Ето защо съществуват редица ограничения, свързани с вида на пасивните елементи, техните стойности и др. Нормално те заемат голяма площ, абсолютният толеранс на номиналните им стойности е голям, имат температурен дрейф. Стремежът при проектирането на интегрални схеми е броят на пасивните елементи да бъде минимален.

Интегрални резистори

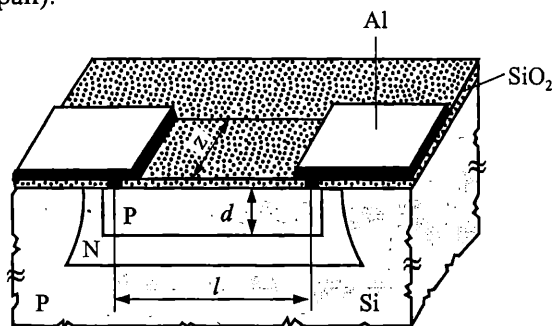
Резисторите са най-често употребяваните пасивни интегрални елементи. Според конструктивно-технологичните си особености те се разделят на дифузионни, пинч-резистори и получени чрез йонна имплантация.

Дифузни резистори

Формират се в изолирани с PN преход островчета, като се използва обемното съпротивление на една от областите на стандартната транзисторна структура – най-често базовия слой (фиг. 7.18). Съпротивлението се определя от познатата формула

$$R = \rho \frac{l}{S} = \rho \frac{l}{dz}$$

където ρ е средното специфично съпротивление на използвания слой (нормално нееднородно легиран).



Фиг. 7.18. Структура на дифузионен резистор

За получаване на резистори с голямо номинално съпротивление е необходимо да се увеличи дължината l , тъй като ρ и d са зададени от базовата технология, а минималната стойност на широчината z се определя от съображения за висок рандеман. В такъв случай се използва меандрова конфигурация (вж. фиг. 7.4).

Максималната стойност на съпротивлението се определя от допустимата заемана площ от резистора. Резистор, формиран в базовата област с листово съпротивление $R_S = 200 \Omega/\square$ може да има максимално съпротивление от $10 \div 60 \text{ k}\Omega$.

Листовото съпротивление R_S е съпротивлението на еднороден слой полупроводников материал с форма на квадрат:

$$R_S = \rho \frac{l}{S} = \rho \frac{l}{lx_{\text{сл}}} = \frac{\rho}{x_{\text{сл}}}, \Omega/\square$$

където $x_{\text{ен}}$ е дебелината на слоя, l – страната на квадрата. Измерва се в ом на квадрат и се използва при определяне на съпротивлението на слоеве в интегралните схеми).

Толерансът на съпротивленията се дължи на конструктивно-технологични причини. Относителният толеранс ($\pm 1 \div \pm 3 \%$) е много по-малък от абсолютния толеранс ($\pm 10 \div \pm 20 \%$) – свойство, характерно за всички интегрални елементи.

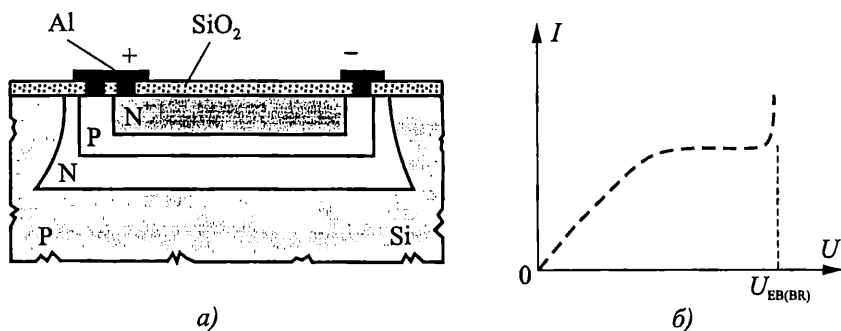
Температурният коефициент на съпротивлението TKR се определя от температурната зависимост на подвижността на токоносителите μ (T) и зависи от листовото съпротивление. За $R_S = 200 \Omega/\square$ $TKR = 0,15 \div 0,30 \%/^{\circ}\text{C}$.

Допустимата разсейвана мощност се определя от нагряването на резистора, водещо до поява на нелинейност във волт-амперната характеристика.

Максималното напрежение, приложено върху резистора, трябва да бъде по-малко от обратното поляризиращо напрежение, подадено на изолиращия PN преход, което от своя страна трябва да бъде по-малко от съответното пробивно напрежение.

Пинч-резистори

Структурата и волт-амперната характеристика на пинч-резистор са показани на фиг. 7.19а. Той е формиран в базовата област, стеснена с емитерната N^+ област. В сравнение с дифузия резистор пинч-резисторът има по-малко сечение и по-голямо листово съпротивление, защото се използва дънната, слабо легирана част на базовата област. Поради голямото листово съпротивление ($R_S = 2 \div 5 \text{ k}\Omega/\square$) могат да се реализират резистори с голямо съпротивление (до $200 \text{ k}\Omega$).



Фиг. 7.19. Структура и волт-амперна характеристика на пинч-резистор

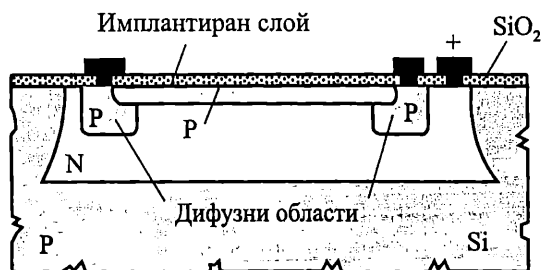
Недостатъци са големия абсолютен ($-50 \div +100 \%$) и относителен ($\pm 5 \%$) толеранс и големия температурен коефициент на съпротивлението ($0,3 \div 0,5 \%/^{\circ}\text{C}$).

По структура и начин на работа пинч-резисторът е сходен с полевия транзистор с управляващ PN преход при нулево напрежение на гейта.

Резистори, получени чрез йонна имплантация

За създаване на високоомни резистори се използва йонна имплантация.

Дълбочината на йонно легирания слой е много малка ($0,1 \pm 0,8 \mu\text{m}$) и за осъществяване на надеждни контакти в двата края на резистора се правят P дифузни области (фиг. 7.20). Йонната имплантация позволява точно контролиране на количеството внедрени примесни атоми и създаване на резистори с големи стойности на съпротивлението – до стотици килоомове.



Фиг. 7.20. Напречно сечение на йонно-имплантиран резистор

Честотните свойства на биполярните полупроводникови резистори се определят от разпределения паразитен капацитет на PN прехода между резистора и изолираното островче, където е формиран.

Интегрални дифузни кондензатори

Дифузните кондензатори се прилагат в биполярните интегрални схеми поради пълната си технологична съвместимост с основния технологичен процес. **Използва се бариерният капацитет на един от обратно поляризираните PN преходи на биполярната транзисторна структура.** Изборът на конкретен преход се определя от необходимата стойност на капацитета, допустимата потенциална разлика върху прехода и полярността на включените напрежения. Работният PN преход се включва в обратна посока. Амплитудата на полезния променлив сигнал трябва да бъде много по-малка от обратното поляризиращо напрежение поради нелинейността на волт-фарадната характеристика.

Най-често използваният полупроводников кондензатор е на основата на прехода колектор-база.

Основните параметри на дифузните кондензатори са специфичният капацитет C_0 , максималният капацитет C_{max} , максималното работно напрежение U_{max} , абсолютният толеранс на капацитета $\frac{\Delta C}{C}$, температурният коефициент на капацитета ТКС, качественият фактор Q .

Поради ниските си електрически показатели и необходимостта от голяма площ дифузните кондензатори намират ограничено приложение в полупроводниковите интегрални схеми с голяма степен на интеграция.

7.4. Елементи на MOS интегралните схеми

Интегрален MOS транзистор

MOS транзисторите са градивните елементи на широко разпространените MOS интегрални схеми. Устройството, принципът на действие, характери-

ките и параметрите на MOS структурата като дискретен и интегрален елемент са описани в гл. 5. Там са посочени и съвременните тенденции в развитието на MOS структурите за подобряване на бързодействието, увеличаване на степента на интеграция, регулиране на праговото напрежение и др.

Особеностите на MOS интегралните структури в сравнение с биполярните са следните:

- *Всеки MOS транзистор при работа се самоизолира от подложката и останалите елементи на интегралната схема.* Това, както и самата структура на MOS елемента, опростяват значително технологичния процес, увеличават се степента на интеграция, рандеманът и цената се понижава.
- *MOS транзисторите имат много по-малки размери от биполярните, с което се повишава степента на интеграция и става възможно създаването на големи и свръхголеми интегрални схеми.*
- *Когато на гейта на MOS транзистор с индуциран канал не е подадено напрежение, през него не протича ток, т. е. транзисторът практически не консумира мощност в неактивен режим. Малката консумирана мощност на MOS интегралните схеми (особено CMOS) съдейства за широкото приложение на цифровите MOS интегрални схеми.*
- *Важно предимство на MOS транзистора е възможността той да се използва не само като активен, но и като пасивен елемент – резистор.* Това позволява цялата интегрална схема да бъде съставена само от MOS структури.

Като илюстрация за различията между двете основни технологии на фиг. 7.21 е показано интегрално изпълнение на възможно най-прост инвертор по биполярна (фиг. 7.21а) и MOS (фиг. 7.21б) технологии.

MOS резистори

MOS резисторът представлява MOS транзисторна структура, използвана като двуполюсник. От принципа на действие на MOS транзистора следва, че участъкът дрейн-сорс може да служи като омично съпротивление.

Обикновено транзисторите с индуциран канал се свързват, както е показано на фиг. 7.22а и 7.22б.

Когато гейтът е свързан накъсо към дрейна (фиг. 7.22а), $U_{GS} = U_{DS}$ и транзисторът работи в режим на насищане.

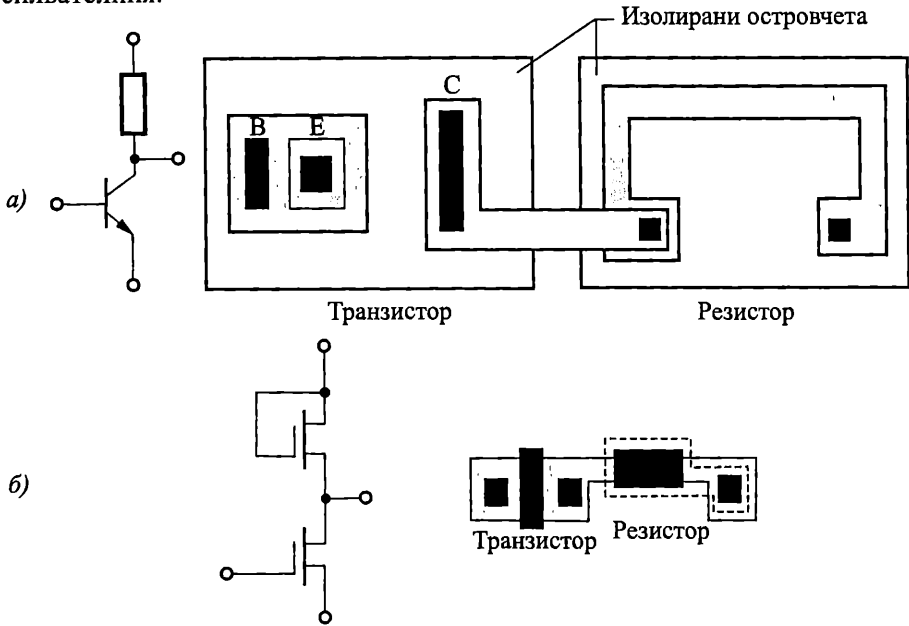
Големината на съпротивлението зависи предимно от електрическите и физическите параметри на структурата и най-често е между 1 и 100 k Ω .

При втория начин на свързване (фиг. 7.22б) на гейта се подава постоянно напрежение $U_{GS0} = const$, така че транзисторът да работи в линеен режим.

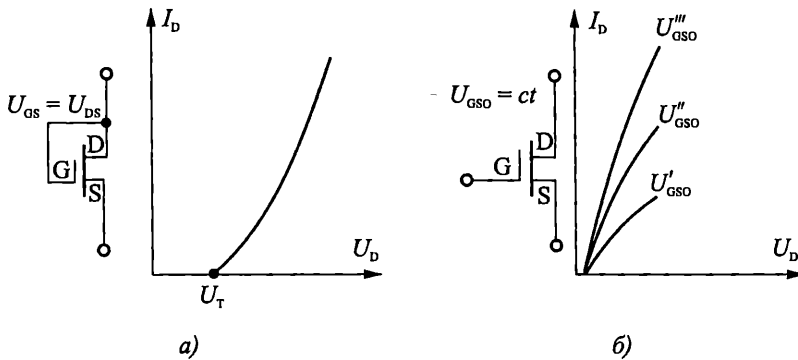
Големината на съпротивлението може да се регулира електрически посредством напрежението U_{GS0} .

За получаване на големи стойности на съпротивлението и при двата варианта е необходимо отношението L/W да има максимална стойност. Това противоречи на изискването за голяма стръмност на усилвателния транзистор.

Ето защо в конструктивно отношение товарният MOS транзистор се различава от усилвателния.



Фиг. 7.21. Сравнение на топологията на инвертор, изпълнен по биполарна (а) и MOS (б) технология



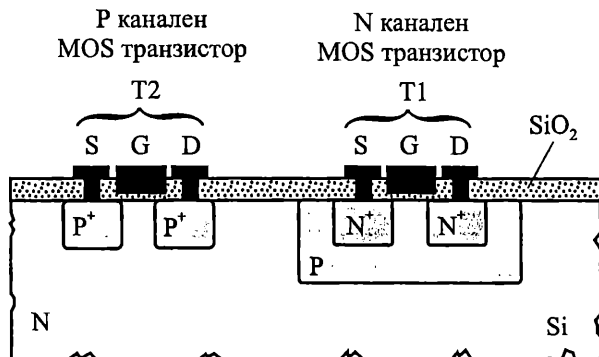
Фиг. 7.22. Двуполусни свързвания на MOS транзистор

При транзисторите с вграден канал съществува канал при нулево напрежение на гейта. Това позволява свързването на гейта към сорса, при което съпротивлението е линейно в широки граници на промяна на напрежението.

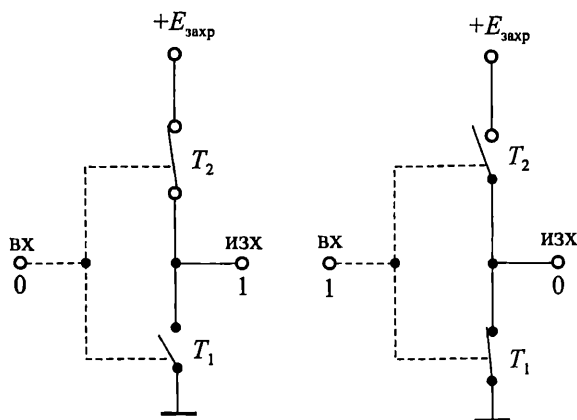
MOS структури с допълнителна симетрия (комплементарни MOS структури – CMOS)

В MOS интегралните схеми са намерили голямо приложение структури, изградени от двойки MOS транзистори с различна проводимост на каналите (фиг. 7.23). Без да се разглежда работата на схемите – предмет на други курсове, ще отбележим само, че в CMOS инвертора единият от транзисторите е винаги

запушен (фиг. 7.24). Това определя изключително малката консумирана мощност. Други предимства са голямата шумозащитеност, издръжливост и нечувствителност към промяна на външните условия и на захранващите напрежения, достатъчно високо бързодействие, съвместимост с биполярните схеми.



Фиг. 7.23. Напречно сечение на CMOS структура



Фиг. 7.24. Елементарен модел на CMOS инвертор

Разработени са редица варианти на CMOS схеми: със самоцентриран гейт, върху сапфирена подложка (COS MOS схеми) и др.

? Контролни въпроси

1. Сравнете основните типове изолации при биполярните интегрални схеми.
2. Кои са особеностите на интегралния NPN транзистор в сравнение с дискретния?
3. Защо биполярните интегрални схеми се състоят главно от транзистори?
4. Кои са основните паразитни ефекти при работа на интегралните NPN транзистори?
5. Сравнете основните параметри на интегралните NPN и PNP транзистори.
6. Сравнете свойствата на интегралните резистори и кондензатори, изготвени по биполярна, MOS и хибридна технология.
7. Какви са основните предимства на CMOS схемите, определящи широкото им разпространение?

Изграждането на сложни информационни системи е свързано с необходимостта от устройства за визуално изображение на информацията. Мониторите и дисплеите са екрани за визуализация на информация. Те намират широко приложение в телевизорите, настолните и преносими компютри, екрани за развлекателни цели, измервателна апаратура, цифрови камери, мобилни телефони, аудио/видео и офис оборудване, ръчни часовници, калкулатори и др.

Мониторите и дисплеите използват различни технологии, които включват електронно-лъчевите тръби (cathode-ray tube *CRT*), дисплеи с течни кристали (Liquid Crystal Display *LCD*), плазмени дисплеи от панелен тип (Plasma Display Panel *PDP*), електролуминисцентни дисплеи (ElectroLuminescent Display *ELD*) и вакуумни флуоресцентни дисплеи (Vacuum Fluorescent Display *VFD*). Всяка от тези технологии има съответни предимства и недостатъци, които предопределят използването ѝ в една или друга област.

Най-общо дисплеите могат да се класифицират в две категории: *излъчващи* и *неизлъчващи*. Към първия вид, например, спадат електронно-лъчевите тръби, плазмените дисплеи, електролуминисцентните дисплеи, докато дисплеите с течни кристали са неизлъчващи и за работата си се нуждаят от външен източник на светлина.

8.1. Електронно-лъчева тръба

Електронно-лъчевите тръби (фиг. 8.1) са електровакуумни прибори, в които поток от електрони, формиран в електронен лъч, се използва за преобразуване на електрическите сигнали в светлинни. При тях се осъществява преобразуване на информацията в изображение, наблюдавано във вид на графика, текст, картина и др.



Фиг. 8.1. Електроннолъчева тръба

По функционално предназначение електроннолъчевите тръби се разделят на следните видове:

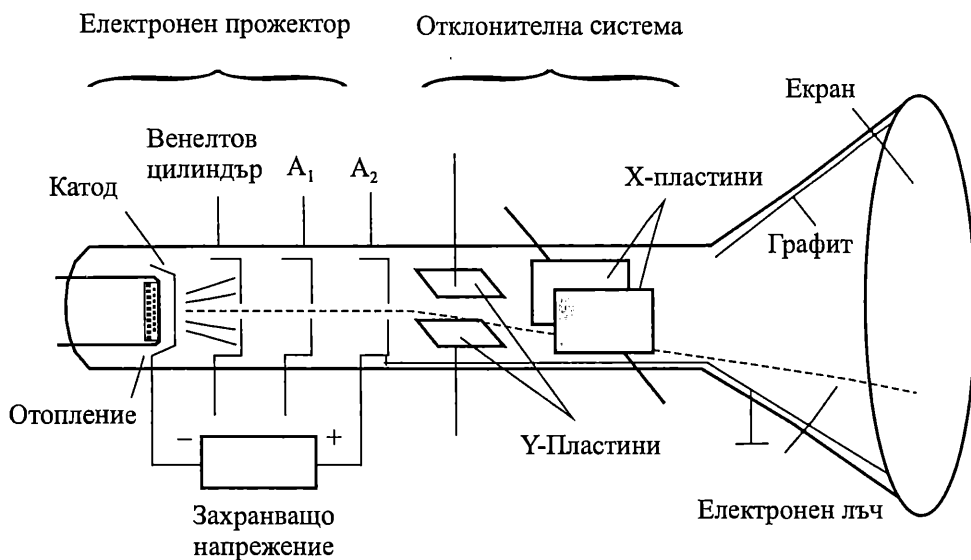
- осцилоскопни, които служат за изследване на периодични и непериодични процеси;
- индикаторни, предназначени за регистрация на сигнали;
- кинескопи – приемни телевизионни тръби.

8.1.1. Устройство на ЕЛТ

Електроннолъчевата тръба се състои от електронен прожектор, отклонителна система и екран (фиг. 8.2).

В екрана на ЕЛТ се използва явлението *катодна луминесценция*, което се изразява в светене на някои вещества (наречени *люминофори*) при бомбардирането им с електрони. По този начин кинетичната енергия на електроните се преобразува в светлина с дължина на вълната във видимия спектър.

Екранът на ЕЛТ се формира от тънък слой люминофор, нанесен на дъното на стъклен балон. Като люминофори се използват цинков сулфид (ZnS), цинков силикат (Zn_2SiO_4), калциев волфраат ($CaWO_4$) и др. В зависимост от състава на люминофора може да се получи светене в различен цвят.



Фиг. 8.2. Устройство на осцилоскопна електроннолъчева тръба

Електронният прожектор служи за създаване на електронния лъч и за неговото фокусиране на екрана. Електроннолъчевите тръби могат да бъдат с *електростатично* или *електромагнитно* фокусиране. На фиг. 8.2 е показан електронен прожектор с електростатично фокусиране. Той се състои от катод, управляващ електрод (венелтов цилиндър) и два анода.

Катодът представлява никелов цилиндър, в който е поставена нагревателна нишка за подгриването му. С увеличаване на температурата електрони от метала го напускат. Това явление се нарича *термоелектронна емисия*. При катода от чисти метали интензивна емисия се получава при температура на катода няколко хиляди градуса.

Управляващият електрод (венелтов цилиндър) представлява цилиндър с отвор (диафрагма) и служи за регулиране на яркостта на светлинното петно върху екрана на тръбата. Управляващият електрод има отрицателен потенциал спрямо катода. Чрез изменение на потенциала му се регулира количеството

електрони в лъча. При определено напрежение нито един електрон не може да преодолее спиращото поле на управляващия електрод и тръбата се запушва.

Анодите A_1 и A_2 са изпълнени като цилиндри с различни диаметри. На тях е подава високо положително напрежение спрямо катода (половин киловолт на A_1 и няколко киловолта на A_2). Предназначението на A_1 е да формира електронен сноп и да го фокусира, а на A_2 – да ускори електроните и да им придаде достатъчна кинетична енергия за възбуждане и светене на луминофора. Чрез изменение на напрежението на първи анод се променя стойността и конфигурацията на полето, а оттам и местоположението на фокуса. При това на екрана се получава светло петно с малък диаметър.

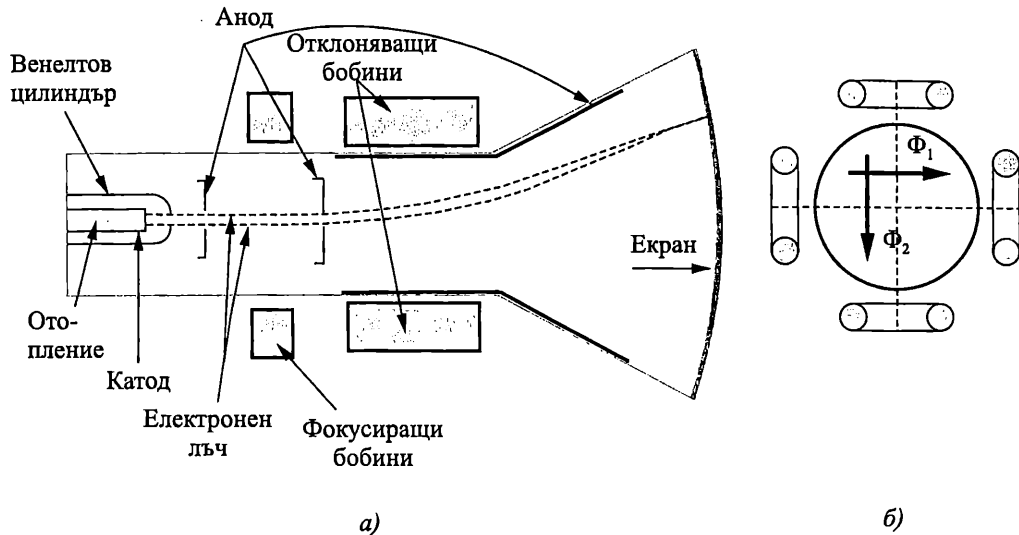
Отклонителната система служи да осигури преместването на лъча в две взаимноперпендикулярни посоки. Тя се състои от две двойки отклоняващи пластини – $X-X$ и $Y-Y$. Ако на всяка двойка се подаде постоянно напрежение, електронният лъч се отклонява към пластината с по-положителен потенциал. Когато на пластините се подаде променливо напрежение, преместването на петното по екрана образува светеща линия.

За да не се наруши фокусирането на лъча, потенциалът по оста на тръбата между отклонителните пластини трябва да бъде равен на потенциала на втори анод. За безопасна работа е необходимо пластините да са заземени (да имат потенциала на шасито). Ето защо вторият анод се заземява, а останалите електроди имат отрицателен потенциал по отношение на него. Характерна особеност на захранването на този вид тръби, е че се заземява положителният полюс на захранващия токоизточник.

Всички луминофори са диелектрици и при електронна бомбардировка върху тях може да се натрупа отрицателен заряд, който да създаде спиращо поле и да намали яркостта на светене. За да не прояви този ефект трябва броят на попадналите електрони да е равен на броя на отведените. За да се предотврати нарушаваната на нормалната работа на тръбата, нейната вътрешна повърхност се покрива с електропроводящ слой от графит, който се свързва с втори анод. Този слой привлича вторичните електрони, избити от екрана, и там не се натрупва отрицателен заряд.

При ЕЛТ с *електромагнитно управление* фокусирането на лъча се осъществява от магнитното поле на фокусиращите бобини (фиг. 8.3а). Изменението на постоянния ток на бобините довежда до промяна на полето и оттам и на фокусното разстояние.

Управлението на лъча се осъществява също с *два чифта отклонителни бобини*. Те създават магнитни полета, силовите линии на които са взаимноперпендикулярни (фиг. 8.3б). Съчетаването на магнитно отклонение с магнитно фокусиране води до получаването на тръби с голяма разделителна способност и голяма яркост.



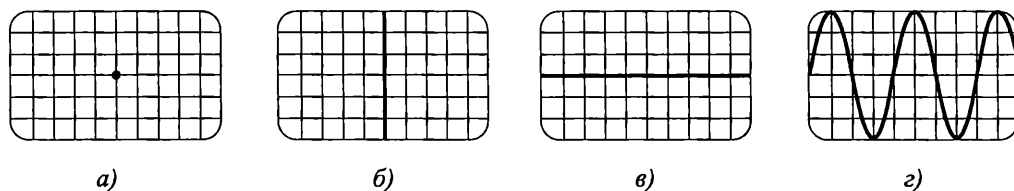
Фиг. 8.3. Електроннолъчева тръба с електромагнитно управление
а – устройство; *б* – отклоняващи бобини

8.2. Получаване на изображение на екрана на ЕЛТ

Най-често осцилоскопните тръби се използват за изследване на формата на периодично изменящо се напрежение във времето.

Без сигнали на отклоняващите пластини върху екрана на ЕЛТ се получава петно с яркост, определена от напрежението на управляващия електрод. Добре фокусирано, петното се превръща в светеща точка върху екрана (фиг. 8.4*а*).

Ако на вертикалните отклоняващи пластини се подаде напрежение (например синусоидално), под действие на това напрежение лъчът се премества нагоре надолу по *y*-оста на екрана на тръбата, очертавайки вертикална линия (фиг. 8.4*б*) при липса на хоризонтално отклонение.

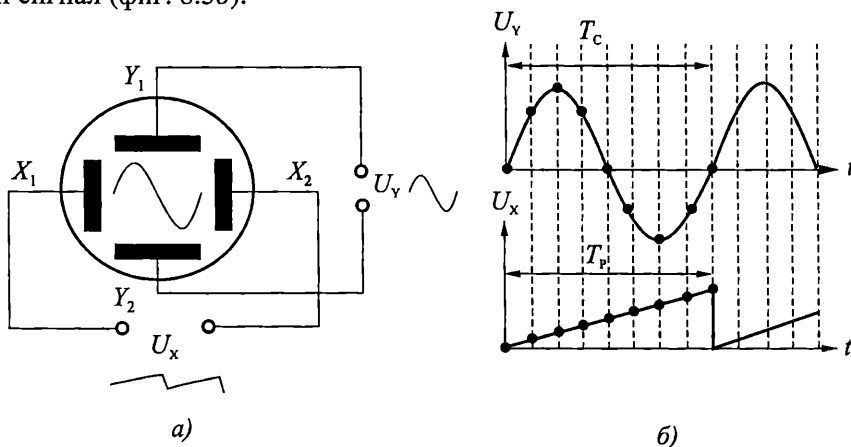


Фиг. 8.4. Изображения на екрана на ЕЛТ
а – светла точка върху екрана без хоризонтално и вертикално отклонение;
б – вертикална линия, получена без хоризонтално отклонение;
в – хоризонтална линия, получена без вертикално отклонение;
г – синусоида, получена при вертикално и хоризонтално отклонение

Ако се подаде напрежение на хоризонталните пластини, без да е подаден сигнал на вертикалните пластини, върху екрана се наблюдава хоризонтална права линия, защото лъчът се премества напред назад по *x*-оста на тръбата (фиг.

8.4в). Обикновено на хоризонталните отклоняващи пластини се подава напрежение с триънообразна форма, което отклонява лъча в хоризонтална посока. Това напрежение се нарича *развивка*.

За да се наблюдава изменението на изследвания сигнал във времето (т. е. на екрана да се получи синусоида, а не права линия) е необходимо този сигнал да се подаде на Y – пластините, а на хоризонтално отклоняващите пластини се подава развивката (фиг. 8.5а). В резултат на едновременното действие на полетата на развиващия и изследвания сигнал върху електронния лъч, на екрана се получава разгъната във времето диаграма (осцилограма) на изследвания синусоидален сигнал (фиг. 8.5б).



Фиг. 8.5. Формиране на изображение на екрана на ЕЛТ

а – сигнали, подавани на X и Y пластините; б – получаване на осцилограма на екрана

За да се получи неподвижно изображение на екрана, е необходимо периодът на напрежението на развивката T_p да е цяло число пъти по-голямо от периода на изследваното напрежение T_c – т. е. напрежението на развивка трябва да се синхронизира с честотата на изследвания сигнал ($T_p = nT_c$).

За едновременното наблюдаване на няколко протичащи във времето процеса се използват **многолъчеви тръби**. Тези тръби имат няколко независимо управлявани електронни лъча и общ екран. Най-голямо разпространение имат *двулъчевите* осцилоскопни тръби. Всеки лъч има собствен електронен прожектор и система за отклонение.

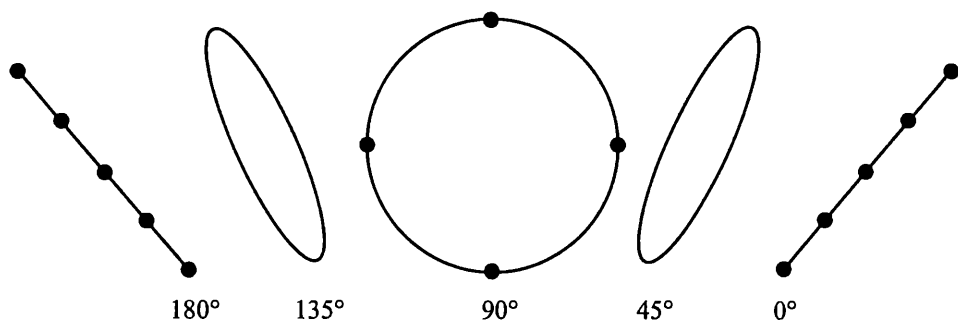
Двулъчевите ЕЛТ позволяват директното наблюдение и сравнение на два сигнала. Те намират широко приложение в медицински електронни апарати, при проектиране и диагностициране на неизправности в електронно оборудване и др.

8.2.1. Изображения за сравняване на честота и фазата на два синусоидални сигнала

Когато се изключи вътрешната развивка на ЕЛТ и на хоризонталната отклонителна система се подаде друг синусоидален сигнал, чрез получените на екрана изображения, е възможно да се измери фазовата разлика и отношението между честотите на двата сигнала. И двата сигнала, подадени върху двете отк-

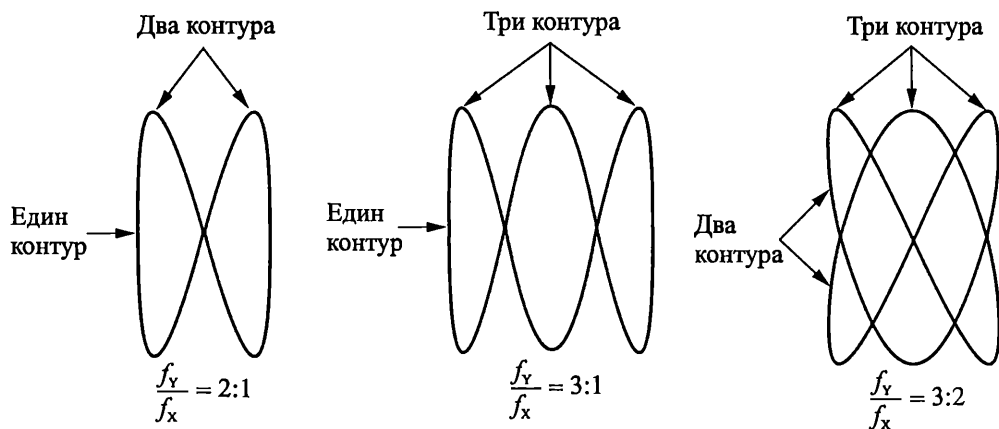
лонителни системи, трябва да имат еднакви амплитуди. Получените на екрана изображения са известни като *криви на Лисажу*.

Да предположим, че двата синусоидални сигнала имат една и съща честота и еднакви амплитуди. В зависимост от фазовата разлика между тях на екрана се получават изображения, показани на фиг. 8.6.



Фиг. 8.6. Криви на Лисажу за сравнение на фазовия ъгъл между два синусоидални сигнала с еднакви честоти

Когато сигналът, подаден на вертикално отклонителната система, има по-голяма честота от тази на сигнала върху хоризонтално отклоняващата система, на екрана се получават изображения като показаните на фиг. 8.7. Броят на затворените контури показва съотношението между честотите на сигналите върху Y и X плочите – f_Y и f_X съответно.

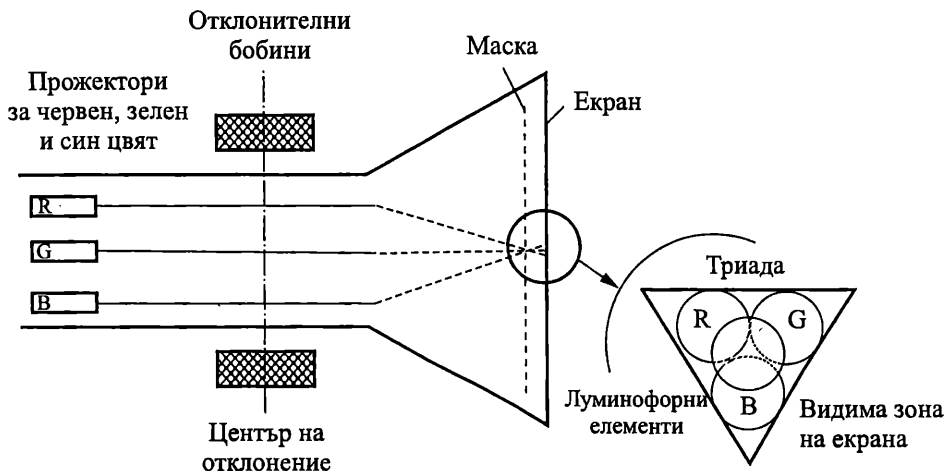


Фиг. 8.7. Криви на Лисажу за сравнение на честотите на два синусоидални сигнала

8.3. Цветни изображения

Действието на ЕЛТ за цветни изображения се основава на факта, че всеки цвят може да бъде получен чрез подходящо смесване на трите основни спектрални цвята – червен (R), зелен (G) и син (B). ЕЛТ за цветно изображение имат три независими прожектора – по един за всеки от основните цветове (фиг. 8.8), които създават три независими управляващи лъча. Те падат на едно и също мяс-

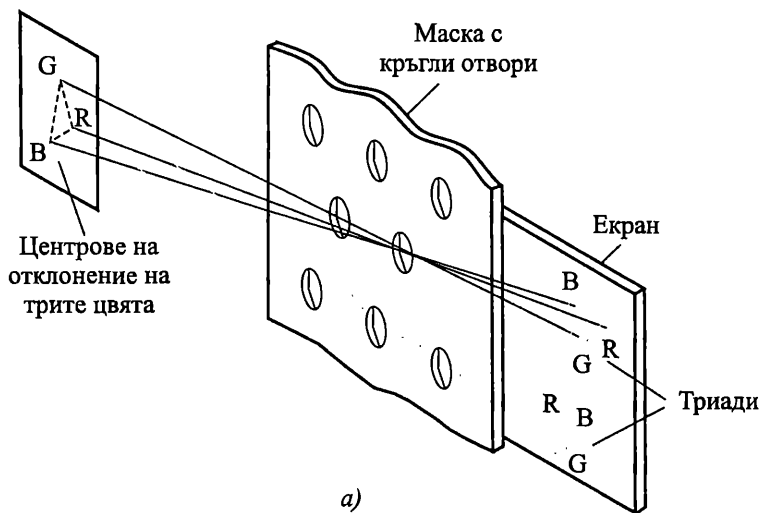
то върху тънка метална маска с множество отвори. Екранът се състои от голям брой клетки, съответстващ на броя на отворите в цветоразделителната маска. Всяка клетка (триада) обхваща три кръгли елемента луминофор, светещи под действие на електронна бомбардировка в червен, зелен или син цвят.



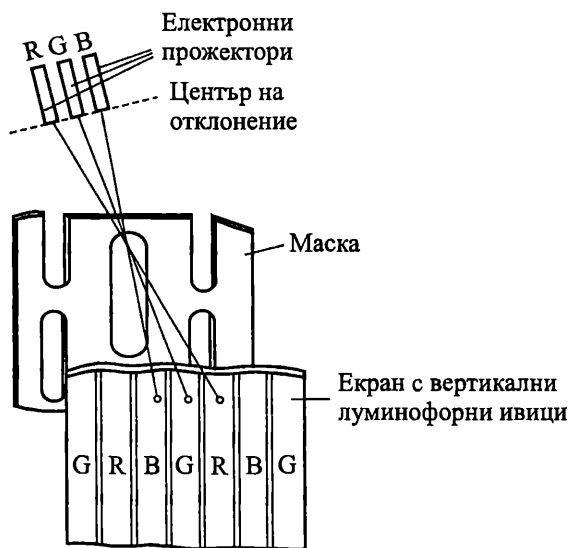
Фиг. 8.8. Устройство на ЕЛТ за цветно изображение

Електронните лъчи, излъчвани от всеки прожектор, се фокусират на повърхността на маската, след което отново се разфокусират, за да попаднат на определено място на екрана върху конкретен цвят от трите основни цвята (фиг. 8.9а). В зависимост от различните съотношения на интензивността на трите цвята се получава резултатният цвят. Поради малките размери на светещите елементи окоото възприема сумарното светене на всяка клетка. Полученият резултантен цвят зависи от интензивността на електронния лъч на всеки прожектор.

Едновременното движение на трите лъча се извършва от обща магнитна отклонителна система, като с три допълнителни системи лъчите се фокусират в една точка по площта на маската. В зависимост от типа на маската и разположението на трите електронни прожектора и луминофорните елементи конструктивно се различават два типа ЕЛТ – с *кръгли отвори на маската*, кръгли луминофорни елементи и разположение на трите прожектора под ъгъл 120° ; с *вертикално изтеглени отвори*, с вертикални луминофорни ивици и линейно разположение на прожекторите. Тези конструктивни варианти са показани на фиг. 8.9а и на фиг. 8.9б.



а)



б)

8.9. Екран на ЕЛТ за цветно изображение

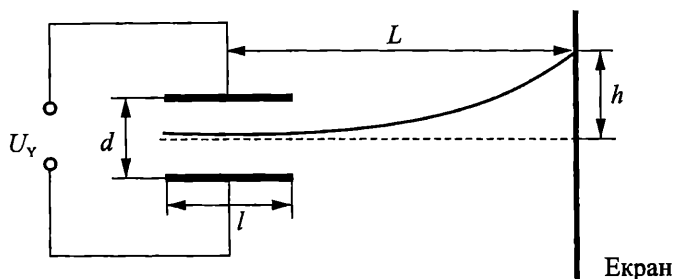
а – екран с кръгли люминофорни елементи; б – екран с вертикални ивици за цвят

8.4. Параметри на ЕЛТ

Важен параметър на електроннолъчевите тръби е тяхната **чувствителност** K . Тя показва колко милиметра ще се премести лъчът върху екрана на ЕЛТ при изменение на напрежението на отклоняващите пластини с 1 V. При тръби с електростатично отклонение

$$(8.1) \quad K = \frac{h}{U} = \frac{lL}{2U_{a2}d}, \text{ mm/V},$$

където U_Y е отклоняващото напрежение, подадено на плочите, h е отклонението на лъча върху екрана, U_{a2} – напрежение на втори анод, l – широчината на отклонителните пластини, d – разстоянието между тях, L – разстоянието от средата на отклонителните плочи до екрана (фиг. 8.10).



Фиг. 8.10. Отклонение на лъча във вертикална посока

При магнитно отклонение чувствителността на тръбата се определя от:

$$(8.2) \quad K = \frac{h}{H} = 0,3 \frac{lL}{\sqrt{U_{a2}}}, \text{ mm/V},$$

където H е интензитетът на магнитното поле, а l – диаметърът на бобините.

☞ Пример

Да се обясни кои отклонителни пластини имат по-голяма чувствителност – тези за хоризонтално или вертикално отклонение.

Решение

Y -пластините се намират по-близо до ускоряващия анод и следователно по-далече от екрана. От (8.1) се вижда, че колкото по-голямо е разстоянието на отклонителните пластини до екрана L , чувствителността нараства. Следователно чувствителността на Y -пластините е по-голяма от тази на X -пластините. Ето защо на тях се подава изследваното напрежение, а на X -пластините – напрежението на развивка.

☞ Пример

Да се обясни кои отклонителни пластини имат по-голяма чувствителност – тези с електростатично или с магнитно отклонение.

Решение

Изразът (8.2) показва, че освен от конструктивните размери, чувствителността на тръбите с магнитно отклонение зависи от корен квадратен от напрежението на втори анод, т. е. в по-малка степен, отколкото при електростатичното отклонение. При тях може да се получи отклонение на лъча до 110° – 120° , което е четири пъти по-голямо от това при електростатичното. Ето защо в кинескопите се използва магнитно отклонение. Наред с това предимство ЕЛТ с

магнитно отклонение имат определени недостатъци, състоящи се в по-голямата маса на кинескопа и по-голямата консумирана мощност на отклонителния блок.

Яркост на светене B – силата на светлината, излъчена от 1 m^2 . Яркостта може да се увеличи като се увеличи плътността на тока в лъча и напрежението. При увеличаване на плътността над $100 \text{ }\mu\text{A}/\text{cm}^2$ обаче се нарушава линейната зависимост между нея и яркостта и се влошава фокусирането на лъча. Основен начин за повишаване на яркостта на осцилограмата е използването на високи напрежения.

Време на послесветене – определя се от интервала, през който яркостта на светлото петно след прекратяване на възбуждането му намалява 100 пъти. В зависимост от този параметър луминофорите се разделят на следните групи: с малко – 10^{-8} – 10^{-2} s, средно – 0,01–0,1 s и голямо – над 0,1 s време на послесветене.

Спектралната характеристика на луминофора дава зависимостта на енергията на излъчената светлина от дължината на вълната. Ако максимумът на чувствителността на човешкото око е в зелената част на спектъра, желателно е излъчването на екраните, предназначени за визуално наблюдение, да е именно в тази област на спектъра. Най-често за тази цел се използва съединението вилмит (цинков силикат – Zn_2SiO_4).

Към параметрите на ЕЛТ се отнасят още коефициент на светлоотдаване, разделителна способност, контраст и др.

Доскоро ЕЛТ бяха използвани като най-разпространените и най-универсални устройства за визуализация и намираха широко приложение в телевизорите, мониторите и осцилоскопите. Електроннолъчевите тръби, обаче, имат някои съществени недостатъци – значително тегло, голям обем и високи управляващи напрежения. Затова напоследък те все повече се изместват от плоските дисплеи, които в противовес на ЕЛТ са тънки, плоски и работят с ниски напрежения.

8.5. Плоски дисплеи

В последните години плоските дисплейни панели стават все по-популярни поради значителните си предимства, които включват високо качество на изображението, ниско тегло, малък обем, ниска консумация на мощност и липса на радиационно излъчване. Те намират широко приложение в монитори, телевизори, в цифрови камери, мобилни телефони и др.

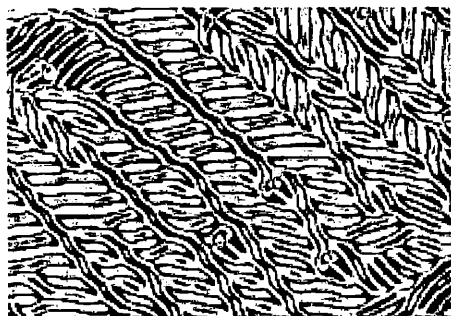
Плоските дисплеи използват различни технологии за визуализиране на изображения – течни кристали, плазма или електролуминисценция. В зависимост от типа си отделните плоски екрани имат различна структура и характеристики. Независимо от разнообразието си, най-общо те са конструирани от две паралелни плоскости, разположени на определено разстояние една от друга, които са запоени и в системата се поддържа висок вакуум.

8.5.1. Дисплеи с течни кристали

Дисплеите с течни кристали (**LCD – Liquid Crystal Display**) са широко разпространени поради ниската си консумация, малко тегло, тънък профил и

ниски управляващи напрежения. Те се използват в персоналните компютри, телевизорите, както и в други аудио/видео устройства. Като недостатък на дисплеите с течните кристали може да се посочи необходимостта от външен източник на светлина, тъй като те самите не излъчват, както и зависимостта на свойствата им от промяна на температурата.

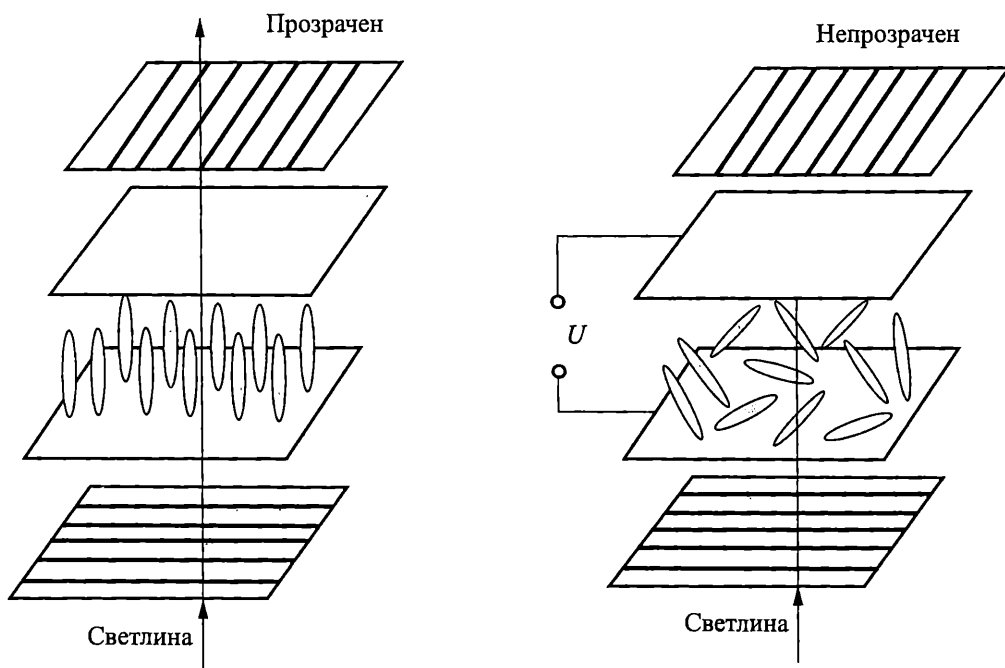
Твърдите вещества се характеризират с постоянна ориентация на молекулите си една спрямо друга в кристала. При *течностите*, обратно, молекулите променят ориентацията си и могат да се движат навсякъде в течността.



Фиг. 8.12. Структура на течен кристал

Течните кристали са особена група вещества, заемаща междинно място между твърдите и течните вещества (фиг. 8.12). Те имат молекулярната структура на твърдите вещества и молекулите им поддържат ориентация една спрямо друга, както при твърдите тела, но също така могат да се движат и заемат различни позиции, подобно на молекулите в течностите.

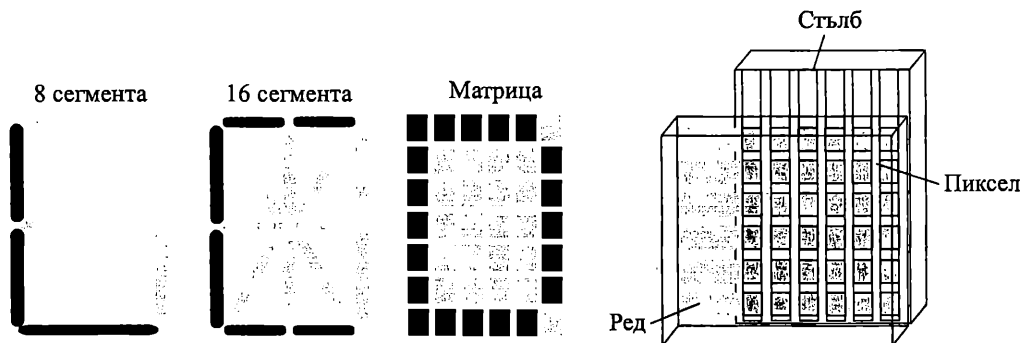
Под действие на електрическо поле диполните молекули на течните кристали изменят ориентацията си (завъртат се под различен ъгъл), при което падащият върху течния кристал лъч светлина се разсейва.



8.13. Поляризация на течен кристал

В резултат на това явление, което се нарича *поляризация*, коефициентът на пречупване се променя и течният кристал от прозрачен в нормално състояние се превръща в непрозрачен за светлината (фиг. 8.13). Това свойство дава възможност течните кристали да се използват за индикаторни цели, защото посредством електрическо поле може да се контролира степента на преминаване на светлината през тях.

За да се визуализира информация с течни кристали, се използват прозрачни електроди, разположени върху две плоскости, между които като сандвич се разполагат течните кристали. Типични конфигурации на електродите са показани на фиг. 8.14. За цифрово-буквени дисплеи, използвани в часовниците и калкулаторите, 8 и 16 сегментните електроди са достатъчни. Обикновено всички сегменти са разположени на едната плоскост, а другата служи за общ електрод.

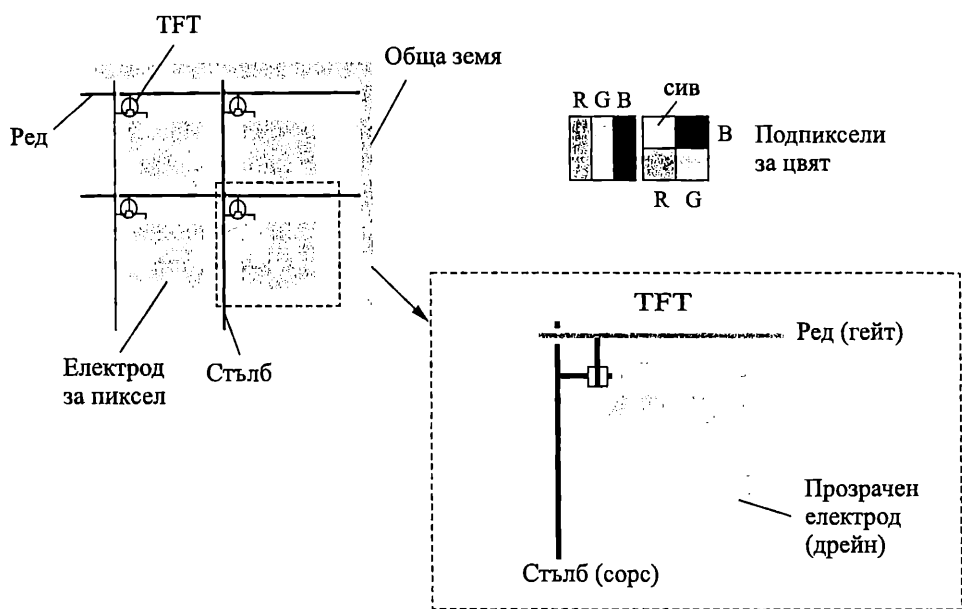


Фиг. 8.14. Типове електроди

За по-сложни графики и изображения се използват електроди от матричен тип. Те се формират от лентови електроди, съответно за редовете и стълбовете, като в мястото на пресичането им се формира всеки пиксел.

Редовете и стълбовете се свързват към интегрални схеми, които контролират напрежението, подадено към всеки пиксел, за активиране течните кристали, свързани с този пиксел. Тези матрици са известни като *пасивни матрици*. Те се характеризират с простота за реализацията, но имат малко бързодействие, което затруднява опресняването на екрана. При тях обикновено се активира не само избраният пиксел, но и съседните му, което влошава контраста на изображението.

За по-лесна адресация, всеки пиксел се снабдява с активен ключ – транзистор, изготвен по тънкослойна технология (Thin Film Transistor – TFT) (фиг. 8.15). Матрици от този тип са известни като *активни матрици*. При тях лесно се адресира само един пиксел, а също зарядът в него се задържа в гейтовия кондензатор на транзистора достатъчно дълго време до следващия цикъл на опресняване на изображението.



Фиг. 8.15. Дисплей с активна матрица от TFT тип

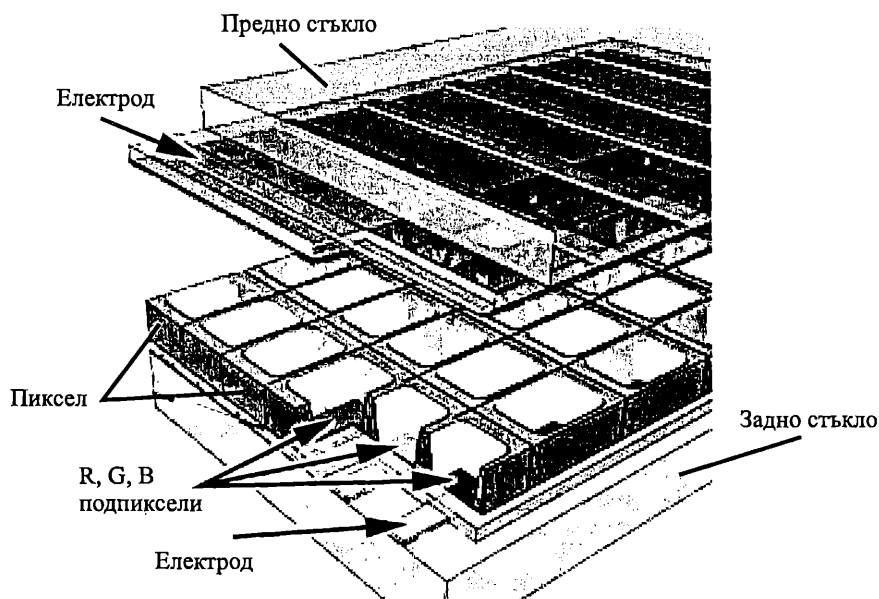
За получаване на цветно изображение всеки пиксел се разделя на подпиксели от три части с филтри, които позволяват смесването на трите основни цвята (R, G, B). За да се подобри управлението на яркостта на изображението, в някои конфигурации се въвежда допълнителен четвърти сив пиксел. Чрез контрол на приложените напрежения, интензитета на всеки подпиксел може да се изменя в 256 нюанса. По този начин може да се постигне палета от 18,8 милиона цвята (256 нива червено \times 266 нива зелено \times 256 нива синьо). Такъв дисплей изисква огромен брой транзистори за управлението си. Например за типичен преносим компютър с разрешаваща способност 1024×768 за управлението на 1024 стълба, 768 реда с по 3 подпиксела са необходими $2\,359\,296$ транзистора, изготвени по тънкослойна технология. Всеки дефект при производството води до негоден транзистор, а оттам и до неуправляем пиксел на екрана. За да се увеличи размерът на дисплея трябва да се увеличи броят на пикселите и респективно на транзисторите, необходими за управлението им. Дефектни при производството транзистори довеждат до дефекти в изображението и до брак на близо 40% от произведените дисплеи, което директно влияе върху цената на дисплеите с голям размер.

8.5.2. Плазмени дисплеи

Плазмените дисплеи (*PDP- Plasma Display Panel*) имат потенциал да заместят ЕЛТ в телевизорите и мониторите с голяма площ на екрана като в същото време са с минимална дебелина, в сравнение с ЕЛТ. Те имат по-добри характеристики спрямо течните кристали – по-голямо бързодействие, по-голям ъгъл за наблюдение на изображението, по-високо качество на визуализация вследствие на това, че самите излъчват, по-лесно производство на големи по размер екрани.

Централен елемент в плазмените дисплеи е **плазмата** – газ, който съдържа свободни йони (електрически заредени атоми) и електрони (отрицателно заредени частици). Когато през плазмата се пропусне ток, отрицателно заредените частици започват да се движат към положителни полюси, а положително заредените – към отрицателния. При движението си частиците се сблъскват с атоми на газа (ксенон, хелий и неон) и ги възбуждат, при което се отделят фотони енергия. Излъчените фотони са в ултравиолетовия спектър, които са невидими от човешкото око. Ултравиолетовите лъчи, генерирани от разряда на газа, от своя страна, възбуждат фосфор, който генерира видими лъчи.

Структурата на плазмен дисплей е показана на фиг. 8.16. Той се формира от две паралелни стъклени плоскости като пространството между тях се запълва от газове, като хелий, неон и ксенон, които предизвикват разряд. Сместа от газове се съдържа в стотици хиляди миниатюрни клетки, разположени между двете стъклени плочи. Два набора с електроди, организирани в редове и стълбове, формират решетка по цялото протежение на екрана.



Фиг. 8.16. Структура на плазмен дисплей

Когато се подаде напрежение между двата електрода, през газа в клетките протича ток. Токът предизвиква движение на заредени частици, които стимулират атомите на газа за излъчване на ултравиолетови фотони. Те възбуждат фосфора, стимулирайки го да излъчва видима светлина. Принципът на действие е подобен на този във флуоресцентните лампи. В този смисъл е възможно плазменният дисплей да се разглежда като екран с включени хиляди миниатюрни флуоресциращи лампи с различен цвят.

Всеки пиксел се формира от три отделни **подпикселни клетки**, всяка с различно оцветен фосфор. Единият подпиксел има фосфор, излъчващ червена

светлина, а другите два – съответно зелена и синя. Чрез смесване на тези цветове се получава резултантният цвят в пиксела.

Чрез промяна на токовете импулси през различните клетки, управляващата система увеличава или намалява интензитета на всеки подпикселен цвят, създавайки стотици хиляди комбинации от червено, зелено и синьо. По този начин могат да се произведат цветове в целия спектър.

Основно предимство на технологията на плазмените дисплеи е, че тя позволява производството на много големи екрани, използвайки изключително тънки материали. И понеже всеки пиксел се засветва индивидуално, изображението е много ярко и изглежда добре почти от всеки ъгъл. Основен недостатък на тази технология засега е високата цена, но с подобряване на технологията може да се очаква, че плазмените дисплеи скоро ще заменят изцяло старите ЕЛТ.



Контролни въпроси

1. Кои са основните съставни части на електроннолъчевата тръба?
2. От какви електроди се състои електронният прожектор? Обяснете функционалното предназначение на всеки от тях.
3. Какви напрежения се подават на отделните електроди спрямо катода?
4. Обяснете предназначението на отклонителната система. Кои отклонителни пластини имат по-голяма чувствителност и защо?
5. Защо се заземява втори анод?
6. Кои са предимствата на плоските дисплеи спрямо ЕЛТ?
7. Как се формира изображението в дисплеи с течни кристали?
8. Обяснете принципа на действие на плазмените дисплеи.
9. Кои са разликите между дисплеите с течни кристали и плазмените дисплеи?

ЛИТЕРАТУРА

1. Вълков С., И. Ямаков, Р. Дойчинова, М. Христов, Т. Василева. Електронни и полупроводникови елементи и интегрални схеми. С., Техника, 1992.
2. Вълков С. А. Аналогова електроника. С., Техника, 2002.
3. Донева Л., Р. Дойчинова. Полупроводникови прибори. С., Техника, 1989.
4. Дрискол Ф., Р. Кафлин. Полупроводникови прибори и приложения. С., Техника, 1978.
5. Пасынков В., Чиркин Л. Полупроводниковые приборы. М., Высшая школа, 1987.
6. Сентурия С., Б. Уедлок. Электронные схемы и их применение. пер. с англ., М., Мир, 1977.
7. Стоянов И., Електронни и полупроводникови прибори. С., Техника, 1989.
8. Табаков С. Тиристорна техника. С., Техника, 1982.
9. Уильямс А. Применение интегральных схем: Практическое руководство. Кн. 2, пер. с англ., М., Мир, 1987.
10. Христов М., Т. Василева. Ръководство за лабораторни упражнения по електронни и полупроводникови елементи и интегрални схеми. С., Техника, 1988.
11. Шишков А. Полупроводникова техника: полупроводникови елементи. част 1., С., Техника, 1989.
12. Belove C., H. Schachter, D. Schilling. Digital and analog systems, circuits, and devices: an introduction. McGraw-Hill Book Company, 1987.
13. Bernard G. Basic Electronics, Glencoe/McGraw-Hill, 8-th edition, 2000.
14. Floyd T. L. Electronic devices: 3/e, Macmillan Publishing Company, 1992.
15. Floyd T. L. Digital Fundamentals, Prentice Hall, 8-th edition, 2003.
16. Floyd T. L. Electronics Fundamentals. Circuits, Devices, and Applications, Prentice Hall, 5-th edition, 2001.
17. Hambley A. R. Electronics: 2/e. Prentice Hall Inc., 2000.
18. Malvino A. P. Electronic principles. McGraw-Hill Book Company, 1989.
19. Millman J., A. Grabel, Microelectronics. McGraw-Hill, 2nd ed.
20. Shur, M. Physics of Semiconductor Devices, Prentice Hall, Inc., 1990.
21. Soclof S. Design and applications of analog integrated circuits. Prentice Hall Inc., 1991.
22. Sze S. M. Semiconductor Devices, Physics and Technology, John Wiley & Sons, 1985.
23. Tietze U., C. Schenk. Halbleiter-Schaltungstechnik [Medienkombination]. Springer, 1999.
24. Transistors. Manual. ITT Semiconductors, 1991.
25. Yang E.S. Microelectronic Devices, McGraw-Hill, 1988.
26. Young E. C. Dictionary of electronics. Penguin Books, 1988.

ПОЛУПРОВОДНИКОВИ ЕЛЕМЕНТИ

Автори: проф. д-р инж. Марин Христов

доц. д-р инж. Таня Василева

доц. д-р инж. Емил Манолов

Рецензент: проф. д-р инж. Тихомир Таков

Графичен дизайн и предпечат: Антония Благоева

Българска. I издание. 2007 г.

Формат 70/100/16. Печатни коли 18,5

ISBN: 978-954-9315-79-0

Издателство НОВИ ЗНАНИЯ

1125 София

бул. "Г. М. Димитров" 54

тел. 02/971 95 39, факс: 02/971 36 00

e-mail: novi_znania@balkanbit.com

www.noviznania.com