

Contents

1. Випрямні діоди. Основні характеристики, їх зв'язок з фізичними параметрами матеріалів та конструктивними особливостями діодів.....	3
2. Стабілітрони. Основні параметри та їх зв'язок з фізичними параметрами матеріалів та структур. Застосування.	4
3. Імпульсні діоди та діоди з накопиченням заряду.	5
4. Параметричні діоди та варикапи. Основні параметри та шляхи їх покращення. Застосування.....	8
5. Детектори НВЧ діапазону	10
6. Біполярні транзистори. Принцип дії транзистора.....	12
7. Статичні характеристики та параметри транзистора за різних схем включення.	13
8. Малосигнальні параметри біполярного транзистора.....	17
9. Еквівалентна схема біполярного транзистора в області низьких частот.	18
10. Частотні характеристики біполярного транзистора та шляхи їх покращення.	19
11. Робота біполярного транзистора в імпульсному режимі	20
12. Біполярний транзистор як чотириполюсник. Фізичний зміст та методи визначення параметрів чотириполюсника.	22
13. Польові транзистори. Принцип дії, статичні характеристики та параметри польового транзистора з р-п переходом в якості затвору. Вплив залежності рухливості носіїв заряду від поля на характеристики транзисторів.	24
14. Еквівалентна схема і частотні властивості польового транзистора з р-п переходом в якості затвору	27
15. Польові транзистори за бар'єром Шотткі в якості затвору. Принцип дії, статичні характеристики, конструкція, область застосування.	29
16. Польові транзистори з ізолюваним затвором	30
17. Статичні характеристики польових транзисторів з ізолюваним затвором.....	32
18. Еквівалентна схема і частотні властивості польового транзистора з ізолюваним затвором , шляхи їх покращення.	34
19. Транзистори з плаваючим затвором. Енергонезалежна пам'ять на польових транзисторах.	35

20. Особливості біполярних та польових потужних транзисторів.....	36
21. Фототранзистор. Оптоелектронний транзистор. Транзисторний оптрон. Магнітотранзистор.	37
22. Прилади з від'ємним диференціальним опором (ВДО). Статичний та динамічний ВДО. ВАХ S та N – типу. Приклади.....	42
23. Тунельний діод. Принцип дії і характеристики; обернені діоди.	44
24. Характеристики тунельного діода в області від'ємної диференціальної провідності. Конструктивні особливості. Застосування.	46
25. Лавино-прольотний діод. Розрахунок імпедансних характеристик. ЛПД у наближенні малого сигналу.	48
26. Лавинно-пролітний діод. Характеристики та застосування ЛПД.	51
27. Інжекційні та лавинні S-діоди.	53
28. Прилади на ефекті між долинного переходу електронів. Дипольні домени.....	55
29. Ефект Гана, принцип дії та режими роботи діода Гана, застосування діодів Гана.....	58
30. Одноперехідні транзистори. Принцип дії. Характеристики	60
31. Лавинний транзистор	62
32. Тиристори. принцип дії, напруга та струм включення, характер ВАХ. Режим зворотного блокування транзистора. Пробій.	64
33. Двотранзисторна модель тиристора. Умови вмикання тиристора. Методи вмикання тиристора.....	66
34. Процес вмикання та вимикання тиристорів.....	68
35. Симетричний динистор ; його ВАХ, механізм перемикання.....	71
36. Симістор, його характеристика, механізми перемикання. Застосування тиристорів.	72
37. Тиристор із зворотною провідністю. Особливості характеристики та конструкції	74
38. Тиристор, що вимикається. Принцип роботи. Область застосування.	76
39. Методи покращення характеристик тиристорів.....	78

1. Випрямні діоди. Основні характеристики, їх зв'язок з фізичними параметрами матеріалів та конструктивними особливостями діодів.

Випрямний напівпровідниковий діод - це напівпровідниковий діод, призначений для перетворення змінного струму в постійний. Крім того, їх застосовують для обмеження викидів напруг у ланцюгах з індуктивними елементами.

Випрямні діоди виконуються на основі р-п-переходу і мають дві області, одна з них є більш низкоомною (містить велику концентрацію домішки), і називається емітером. Інша область, база - більше високоомних (містить меншу концентрація домішки).

В основі роботи випрямних діодів лежить властивість односторонньої провідності р-п-переходу, яке полягає в тому, що останній добре проводить струм (має малий опір) при прямому включенні і практично не проводить струм (має дуже високий опір) при зворотному включенні.

Як відомо, прямий струм діода створюється основними, а зворотний - неосновними носіями заряду. Концентрація основних носіїв заряду на кілька порядків перевищує концентрацію неосновних носіїв, чим і обумовлюються вентильні властивості діода.

Основними параметрами випрямних напівпровідникових діодів є

$U_{зв\ max} = 0.8\ U_{пр}$ - максимальна зворотна напруга, зазвичай 0.8 від пробивної, яку напруга може витримати діод, перебуваючи в закритому стані.

$U_{пр.max}$ - максимально допустима пряма напруга; характеризує падіння напруги на відкритому діоді при протіканні максимального струму.

$I_{вп\ сер\ max}$ - максимально допустимий середній випрямлений струм

$I_{зв}$ - зворотний струм при $U_{зв\ max}$ (струм витоку)

P_{max} -максимальна розсіює потужність, при якій забезпечується задана надійність діода.

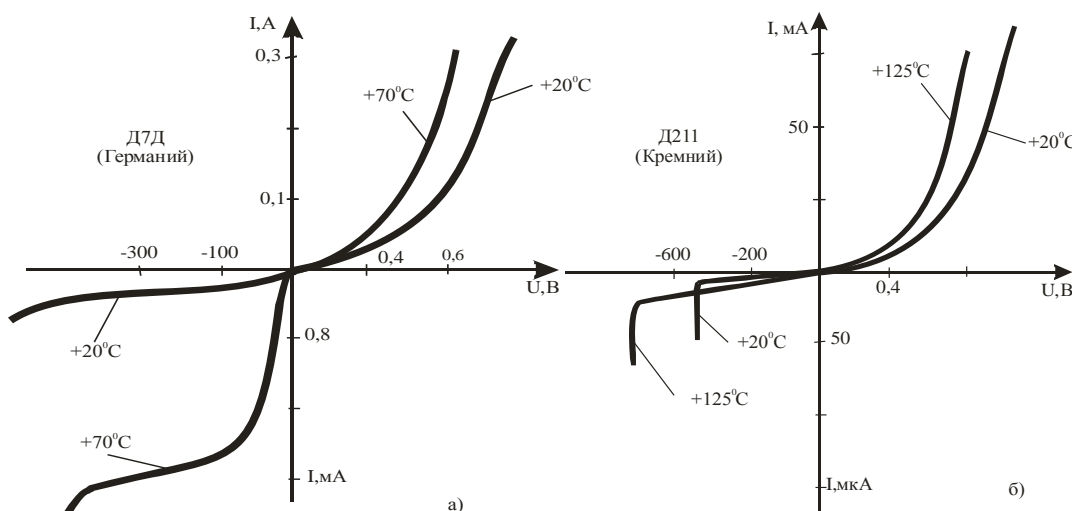
F_{max} -максимальна робоча частота перемикання діода,

За максимально допустимому значенню середнього випрямленого струму діоди діляться на малопотужні ($I_{вп.сер\ max} \leq 0,3A$), середньої потужності ($0,3A \leq I_{вп.сер\ max} \leq 10A$) та великої потужності ($I_{вп.сер\ max} > 10A$).

Для збереження працездатності германієвого діода його температура не

повинна перевищувати $+85^{\circ}C$.

Кремнієві діоди можуть працювати при температурі до $+150^{\circ}C$.



2. Стабілітрони. Основні параметри та їх зв'язок з фізичними параметрами матеріалів та структур. Застосування.

напівпровідниковий діоди, які працюють при зворотньому в режимі тунельного, лавинного пробою. Принцип: до напруги пробою через діод тече малий струм, в нього високий опір. При пробії струм різко зростає, диф. опір падає. Таким чином відбувається стабілізація напруги з заданою точністю за широкого діапазону струмів. Використовуються для стабілізації напруги.



- Несимметричний стабілітрон



- Симметричний стабілітрон

Параметри:

1. Напруга стабілізації $U_{ст} = 5-400 \text{ В}$
2. Діапазон струмів стабілізації: $I_{ст} = \text{від } 1,0 \dots 10 \text{ мА до } 0,05 \dots 2,0 \text{ А}$
3. Допустима потужність розсіювання $P_{мах}$
4. Динамічний опір $R_{дин} = \frac{dV_{зв}}{dI_{зв}}$

5. Коефіцієнт не лінійності $\beta_H = \frac{R_{стат}}{R_{динам}}$

6. Температурний коефіцієнт напруги стабілізації $TKV_{ст} = \frac{1}{V_{ст}} \frac{dV_{ст}}{dT}$

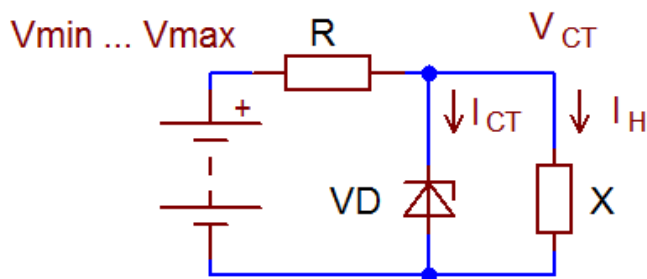
$R_{дин}$ характ. Ступінь зміни напруги стабілізації при зміні струму в колі, лежить в межах декілька сотих - десятих Ом.

$R_{стат}$ визначає втрати потужності в робочій точці

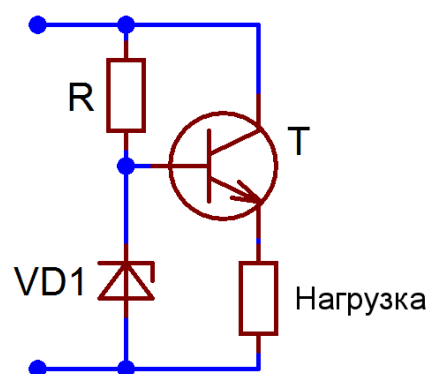
$\beta_H = \frac{dI_{ст}/I_{ст}}{dV_{ст}/V_{ст}}$, лежить в межах 20-100 (інколи вище)

Низьковольтні – працюють на тунельному пробії, 7-8 А – лавинний пробій, в іншому випадку – пробіжний (змішаний пробій).

Найпростіша схема включення:



Емітерний повторювач:



3. Імпульсні діоди та діоди з накопиченням заряду.

Імпульсний діод - це напівпровідниковий діод, що має малу тривалість перехідних процесів і призначений для використання в імпульсних режимах роботи. Імпульсні діоди використовують як ключові елементи схем, що працюють з сигналами тривалістю аж до наносекундного діапазону.

Основними параметрами імпульсних діодів є:

- величина прямої постійної напруги $U_{пр}$ при протіканні заданого постійного струму;
- максимальне значення зворотної напруги $U_{зв макс}$ будь-якої форми і періодичності;
- максимальне значення прямого імпульсу $I_{пр імп макс}$;
- величина зворотного струму;
- час відновлення зворотного опору $t_{від}$, який є інтервалом часу від моменту подачі імпульсу зворотної напруги до моменту, коли зворотний струм діода зменшується до заданого значення (для швидкодіючих імпульсних діодів $t_{від} = 0,1 \div 10$ мкс, а для надшвидкодіючих діодів $t_{від} < 0,1$ мкс) ;
- час встановлення прямого опору діода $t_{вст}$, який є інтервалом часу від початку імпульсу прямого струму до моменту, коли напруга на діоді впаде до 1,2 сталого значення.

В даний час використовуються точкові і площинні конструкції імпульсних діодів, технологія їх виготовлення аналогічна технології виготовлення звичайних випрямних діодів.

Якнайменший час перемикають мають діоди з випрямляючим переходом метал-напівпровідник, в яких практично відсутній ефект накопичення неосновних носіїв заряду.

Импульсные режимы – это такие режимы, когда диоды переключаются с прямого напряжения на обратное через короткие промежутки времени, порядка долей микросекунды, при этом важную роль играют здесь переходные процессы. Основное назначение импульсных диодов – работа в качестве коммутирующих элементов. Условия работы импульсных диодов обычно соответствует высокому уровню инжекции, т. е. относительно большим прямым токам. Вследствие этого свойства и параметры импульсных диодов определяются переходными процессами.

Одной из первых была **разработана конструкция точечного импульсного диода** (рис. 1). Точечный диод состоит из кристалла германия, припаянного к кристаллодержателю, контактного электрода в виде тонкой проволоки и стеклянного баллона. Особенностью точечных диодов является большое сопротивление базы, что приводит к увеличению прямого напряжения на диоде.

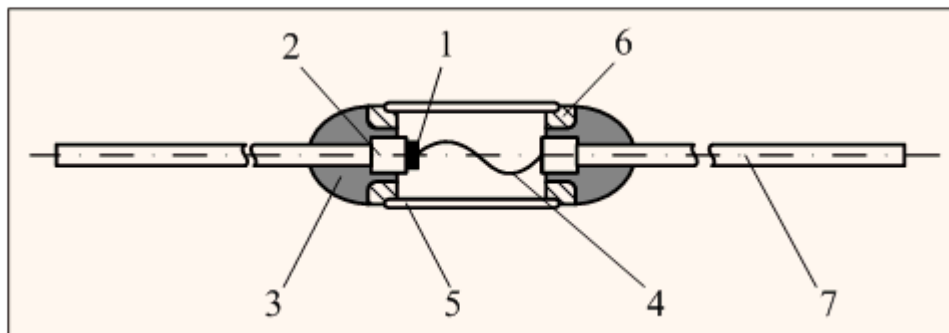


Рис. 1. Конструкция импульсного диода:
 1 – кристалл полупроводника; 2 – кристаллодержатель; 3 – припой; 4 – контактная
 5 – стеклянный корпус; 6 – коваровая трубка; 7 – внешние выводы

В связи с недостатками точечных диодов они практически полностью вытеснены импульсными диодами, производство которых основано на современных производительных и контролируемых методах формирования p - n -переходов (планарной технологии, эпитаксиального наращивания). Основным исходным полупроводниковым материалом при этом служит кремний, а иногда арсенид галлия.

Для ускорения переходных процессов в кремниевых импульсных диодах и для уменьшения значения времени восстановления обратного сопротивления этих диодов в исходный кремний вводят примесь золота. Эта примесь обеспечивает появление в запрещенной зоне кремния энергетических уровней рекомбинационных ловушек и уменьшение времени жизни неосновных носителей.

В настоящее время большинство конструкций имеет металлокерамический, металlostеклянный или металлический корпус с ленточными выводами.

Рассмотрим процесс переключения такого диода при воздействии на него прямоугольного импульса (рис. 2).

При прямом напряжении на участке $(0 \div t_1)$ происходит инжекция носителей из эмиттерной области в базовую и их накопление там. При смене полярности напряжения на обратную в первый момент величина обратного тока будет значительна, а обратное сопротивление диода резко уменьшится, так как накопленные в базе неосновные носители под действием изменившегося направления напряженности электрического поля начнут двигаться в сторону p - n -перехода, образуя импульс обратного тока. По мере перехода их в эмиттерную область, их количество уменьшится и через некоторое время обратный ток достигнет нормального установившегося значения, а сопротивление диода в обратном направлении восстановится до нормальной величины.

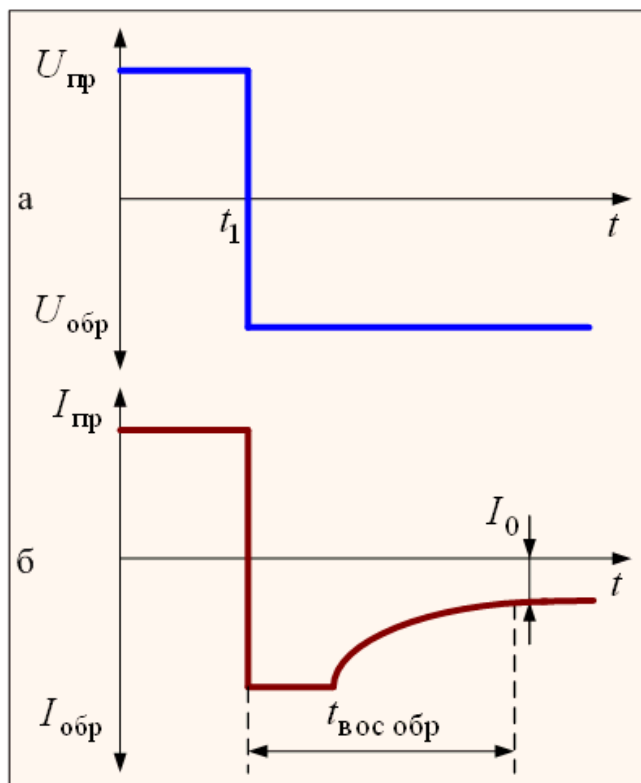


Рис. 2. Переходные процессы в импульсном диоде

Процесс уменьшения накопленного заряда в базе называется *рассасыванием*, а время, в течение которого обратный ток изменяется от максимального значения до установившегося, называется *временем восстановления* $t_{\text{вос}}$ обратного сопротивления. Время восстановления обратного сопротивления – один из важнейших параметров импульсных диодов. Чем оно меньше, тем диод лучше. Для улучшения свойств импульсных диодов исходный полупроводник выбирают с малым временем жизни

носителей заряда (для более интенсивного процесса рекомбинации в базе), а сам *p-n*-переход делают с малой площадью, чтобы снизить величину барьерной емкости перехода $C_{\text{бар}}$.

Выводы:

1. Импульсные диоды работают в режиме электронного ключа.
2. Длительность импульсов может быть очень мала, поэтому диод должен очень быстро переходить из одного состояния в другое.
3. Основным параметром, характеризующим быстродействие импульсных диодов является время восстановления обратного сопротивления.
4. Для уменьшения используют специальные меры, ускоряющие процесс рассасывания неосновных носителей заряда в базе.
5. Требованиям, предъявляемым к импульсным диодам, хорошо удовлетворяют диоды на основе барьера Шоттки, которые имеют очень малую инерционность благодаря отсутствию инжекции и накопления неосновных носителей заряда в базе.

4. Параметричні діоди та варикапи. Основні параметри та шляхи їх покращення. Застосування.

Варикапами називають прилади реактивності яких залежить від напруги зміщення.

Застосування:

1. Параметричні підсилювачі та генератори;
2. Змішування та детектування;
3. Підстройка частоти;

Перші два застосування виникають з-за того, що параметричні ємності вносять нелінійність в електричне коє, друге же з-за простої підстройки ємності електричним чином(зміна напруги зміщення).

Виділяють такі основні параметри варикапів:

1. Діапазон перекриваємих ємностей – $[C_{min}, C_{max}]$;
2. Коефіцієнт перекриття ємності – $\beta = C_{max}/C_{min}$;
3. Чутливість ємності до зміни напруги – $s = -\frac{dC}{C} \frac{V}{dV} = -\frac{d \ln C}{d \ln V}$
4. Глибина модуляції ємності – $m_C = \frac{C_{max}-C_{min}}{C_{max}+C_{min}} = \frac{\beta-1}{\beta+1}$;
5. Добротність(як відношення реактивного опору до активного) – X/R ;
6. Частотний діапазон;

Користуючись тим, що відома залежність ємності від параметрів діода, можна оцінити β ; $C_{min,max} = \varepsilon_0 \varepsilon_s S / w_{max,min}$, $w \sim \sqrt{\varphi_0 - qV}$; Будемо вважати, що діод працює в діапазоні $V \in [-V_{max}, 0]$. Тоді

$$\beta = \frac{C_{max}}{C_{min}} = \frac{w_{max}}{w_{min}} = \sqrt{1 + \frac{q|V_{max}|}{\varphi_0}} \approx \sqrt{\frac{q|V_{max}|}{\varphi_0}}$$

З формуле вище видно, що β можна збільшити (підвищити діапазон перекриття ємностей) зменшивши φ_0 . В минулому семестрі було показано, що бар'єр можна ефективно понизити використовуючи тонкий перелегований шар біля переходу. Але одночасно при збільшенні легування сильно падає напруга пробою та зворотній струм. Тому область там де буде знаходитись область просторового заряду роблять власною або майже власною з тонким високолегованим шаром біля переходу (p-n(тонкий)-i-n).

Добротність Q можна визначити записавши повний опір у вигляді $Z = (G + i\omega C)^{-1} + r_B$ (де $G = 1/R$ – провідність переходу, r_B – опір бази, C – ємність переходу). Виділяючи уявну та дійсну частину а потім ділячи їх один на одного можна знайти:

$$Q = \frac{\omega R^2 C}{R + r_B + r_B R \omega^2 C^2} |R \gg r_B| \approx \frac{\omega R C}{1 + r_B R \omega^2 C^2}$$

З формули видно що якщо ωC мала величина то добротність лінійно зростає з частотою, якщо ж навпаки ωC великий то спадає оберненопропорційно до частоти. Тому зрозуміло, що є максимальна добротність на певній частоті, котру можна отримати зануленням першої похідної виразу по ω

$$\omega_{opt} = (R r_B C^2)^{-1/2}; Q_{max} = Q(\omega_{opt}) = \sqrt{\frac{R}{4 r_B}}$$

Звідки бачимо, що добротність приладу можна покращити зменшивши зворотній струм (збільшивши R) та зменшивши послідовний опір бази.

Граничну частоту з того ж виразу можна знайти прирівнявши $Q(\omega_{гран.}) = 1$. Звідки знайдемо

$$\omega_{гран.} = \frac{1}{2 r_B C} \left(1 \pm \sqrt{1 - 4 \frac{r_B}{R}} \right)$$

5. Детектори НВЧ діапазону

Найчастіше бар'єри Шоткі, інколи точкові діоди.

$$\text{ВАХ: } I = I_s \left(e^{\frac{qV}{kT}} - 1 \right)$$

Прикладена до діода напруга: $V(t) = V + v_1 \sin(\omega t)$

$$\begin{aligned} \text{Звідси: } I &= I_s \left(e^{\frac{qV}{kT}} e^{\frac{qv_1 \sin(\omega t)}{kT}} - 1 \right) = I_s \left(e^{\frac{qV}{kT}} \left(1 + \frac{qv_1 \sin(\omega t)}{kT} + \frac{1}{2} \left(\frac{qv_1}{kT} \right)^2 \sin^2(\omega t) \right) - 1 \right) \\ &= I_s \left(e^{\frac{qV}{kT}} - 1 \right) + I_s e^{\frac{qV}{kT}} \left(\frac{qv_1}{kT} \sin(\omega t) + \frac{1}{2} \left(\frac{qv_1}{kT} \right)^2 \sin^2(\omega t) \right) = I + \tilde{I}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_{\text{випр}} &= \frac{1}{T} \int_0^T I_s e^{\frac{qV}{kT}} \left(\frac{qv_1}{kT} \sin(\omega t) + \frac{1}{2} \left(\frac{qv_1}{kT} \right)^2 \sin^2(\omega t) \right) dt = \frac{1}{T} I_s e^{\frac{qV}{kT}} \frac{qv_1}{kT} \int_1^T \sin(\omega t) dt + \\ &\frac{1}{T} I_s e^{\frac{qV}{kT}} \frac{1}{2} \left(\frac{qv_1}{kT} \right)^2 \int_0^T \sin^2(\omega t) dt = \frac{1}{4} I_s e^{\frac{qV}{kT}} \left(\frac{qv_1}{kT} \right)^2 \\ I_B &= \frac{qv_1^2}{4kT} \frac{q}{kT} I_s e^{\frac{qV}{kT}} = \frac{qv_1^2}{4kT} I_s \frac{q}{kT} e^{\frac{qV}{kT}} = \frac{qv_1^2}{4kT} R_{\text{дш}}^{-1} \end{aligned}$$

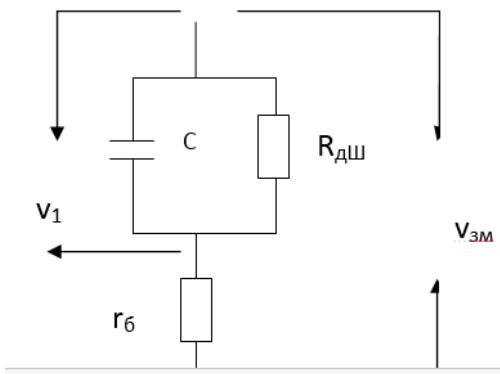
Де $R_{\text{дш}}$ - опір діода Шоткі

$$R_{\text{дш}}^{-1} = \frac{dI}{dV} = I_s \frac{q}{kT} e^{\frac{qV}{kT}}, \text{ тобто } V \uparrow R_{\text{дш}} \downarrow$$

$I_B \sim v_1^2$ (квадратичний детектор)

$$I_{\text{випр}} = \frac{qv_1^2}{4kT} \frac{1}{(R_{\text{дш}} + r_6)} \text{ (з врахуванням опору бази)}$$

Чутливість детектора: $\beta_I = \frac{I_{\text{випр}}}{P_{\text{НВЧ}}}$



$$\text{Де } P_{\text{НВЧ}} = \frac{1}{2} v_3^2 R_l (r + r_6)^{-2}$$

$$(Z + r_6)^{-1} = \frac{1}{r_6 + \frac{1}{G_{\text{дш}} + i\omega C_{\text{дш}}}}$$

$$Z^{-1} = G_{\text{дш}} + i\omega C_{\text{дш}}$$

$$Z = \frac{G_{\text{дш}} - i\omega C_{\text{дш}}}{G_{\text{дш}}^2 + (\omega C_{\text{дш}})^2} = Z_a - iZ_p,$$

$$\text{де } Z_a = \frac{G_{\text{дш}}}{G_{\text{дш}}^2 + (\omega C_{\text{дш}})^2}, Z_p = \frac{\omega C_{\text{дш}}}{G_{\text{дш}}^2 + (\omega C_{\text{дш}})^2}$$

$$(Z + r_6)^{-1} = \frac{1}{r_6 + Z_a - iZ_p} = \frac{r_6 + Z_a}{(r_6 + Z_a)^2 + Z_p^2} +$$

$$i \frac{Z_p}{(r_6 + Z_a)^2 + Z_p^2}$$

$$\text{Re}(Z + r_6)^{-1} = \frac{r_6 + Z_a}{(r_6 + Z_a)^2 + Z_p^2}$$

$$\beta_I = \frac{qv_1^2}{4kT} \frac{1}{(R_{\text{дш}} + r_6)} \frac{2}{v_{3\text{м}}^2} \frac{(r_6 + Z_a)^2 + Z_p^2}{(r_6 + Z_a)}$$

$$I_1 = \frac{v_1}{(Z_a^2 + Z_p^2)^{1/2}} = \frac{v_{3\text{м}}}{((r_6 + Z_a)^2 + Z_p^2)^{1/2}}$$

$$\left(\frac{v_1}{v_{3\text{м}}} \right)^2 = \frac{Z_a^2 + Z_p^2}{(r_6 + Z_a)^2 + Z_p^2} \Rightarrow$$

Чутливість детектора:

$$\beta_I = \frac{Z_a^2 + Z_p^2}{(r_6 + Z_a)^2 + Z_p^2} \frac{q}{2kT} \frac{(r_6 + Z_a)^2 + Z_p^2}{(R_{\text{дш}} + r_6)(r_6 + Z_a)} = \frac{q}{2kT} \frac{Z_a^2 + Z_p^2}{\left(1 + \frac{r_6}{R_{\text{дш}}}\right)(Z_a R_{\text{дш}} + r_6 R_{\text{дш}})}$$

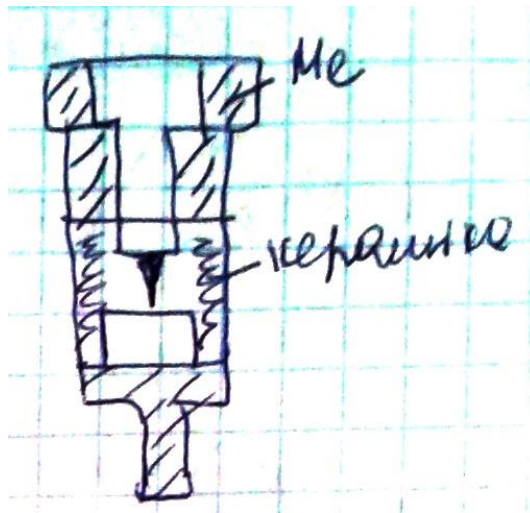
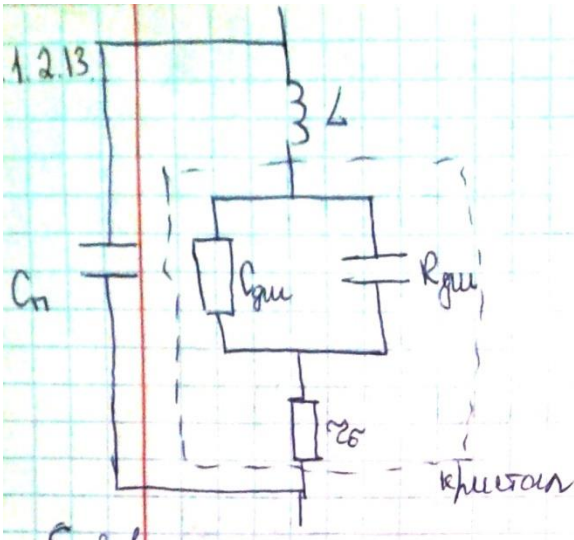
Враховуючи, що $Z_a R_{дш} = \frac{1}{G_{дш}^2 + (\omega C_{дш})^2}$:

$$\beta_I = \frac{q}{2kT} \frac{\frac{G_{дш}^2 + (\omega C_{дш})^2}{(G_{дш}^2 + (\omega C_{дш})^2)^2}}{\left(1 + \frac{r_6}{R_{дш}}\right) \left(\frac{1}{G_{дш}^2 + (\omega C_{дш})^2} + r_6 R_{дш}\right)} = \frac{q}{2kT} \frac{1}{\left(1 + \frac{r_6}{R_{дш}}\right) (1 + r_6 R_{дш} (G_{дш}^2 + (\omega C_{дш})^2))} =$$

$$\frac{q}{2kT} \frac{1}{\left(1 + \frac{r_6}{R_{дш}}\right) (1 + \frac{r_6}{R_{дш}} + r_6 R_{дш} (\omega C_{дш})^2)} = \frac{q}{2kT} \frac{1}{\left(1 + \frac{r_6}{R_{дш}}\right) (1 + \frac{r_6}{R_{дш}} + \frac{r_6 R_{дш} (\omega C_{дш})^2 R_{дш}}{(r_6 + R_{дш})})} =$$

$$\frac{q}{2kT} \frac{1}{\left(1 + \frac{r_6}{R_{дш}}\right) (1 + \frac{r_6}{R_{дш}} + \frac{r_6 R_{дш} (\omega C_{дш})^2 R_{дш}}{(r_6 + R_{дш})})} = \left| r_6 \ll R_{дш} \right| = \frac{q}{2kT} \frac{1}{(1 + r_6 R_{дш} (\omega C_{дш})^2)}$$

При збільшенні напругах $\beta_I \uparrow$, бо $R_{дш} \downarrow$, бо $R_{дш}^{-1} = I_s \frac{q}{kT} e^{\frac{qV}{kT}}$. При достатньо великих напругах багато напруги падає на r_6 , тоді $\frac{q}{2kT} \rightarrow \frac{q}{nkT}$



$ReZ_{BX} \approx ReZ = Z_0$ - Хвильовий опір НВЧ детектора

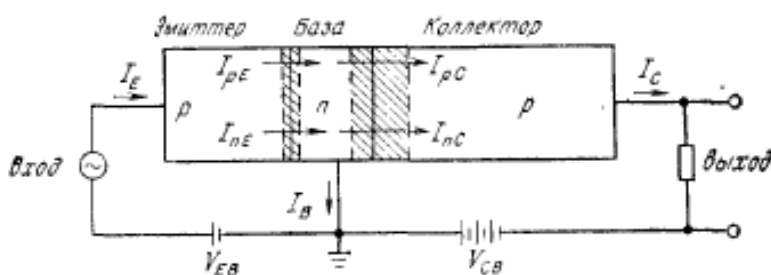
$$Z_{BX} = \frac{1}{i\omega C_n + \frac{1}{r_6 - i\omega L + Z_{бар}}}$$

6. Біполярні транзистори. Принцип дії транзистора

Біполярні транзистори на даний час є важливими компонентами в швидкодіючих машинах, які обраховують; у супутниках; у всіх сучасних засобах зв'язку

Біполярним транзистором (БТ) називається трьохелектродний напівпровідниковий прилад з двома взаємодіючими р-п-переходами, призначений для посилення електричних коливальних сигналів по струму, напрузі або потужності. Слово «біполярний» означає, що фізичні процеси в БТ визначаються рухом носіїв заряду обох знаків (електронів і дірок). Взаємодія переходів забезпечується тим, що вони розташовуються досить близько - на відстані, меншій дифузійної довжини. Два рп-переходи утворюються в результаті чергування областей з різним типом електропровідності. Залежно від порядку чергування розрізняють БТ типу п-р-п (або зі структурою прп) і типу р-п-р (або зі структурою р-п-р). На лекції ми розглядали наступне:

Розглядаємо принцип дії транзисторного підсилювача. Товщина бази W . Є 2 переходи (база тонка) $W \ll l_p$ - неосновні носії.



Дірки інjektуються в базу. База тонка \rightarrow майже всі дірки доходять до колекторного переходу, підхоплюються струмом і перекидуються в колектор. Струм бази – електричний струм. В базі є рекомбінація,

тому електрони йдуть на зміну електронам, що прорекомбінували. $\Delta I_e = \Delta I_k$. Колекторний перехід зміщений у зворотньому напрямку \rightarrow опір колектора великий, а емітера маленький. $\Delta V_{R_H} = R_H \Delta I_k$. (R_H – опір навантаження) \rightarrow виникає підсилення за напругою (невелика зміна напруги емітера викликає велику зміну струму емітера, а, отже, і струму колектора).

$R_H < R_{\text{колектора}}$. Отже, буде йти підсилення за напругою і потужністю, бо R_H – великий. $\sigma_{pe} \gg \sigma_{nb}$. Підсилювальні властивості визначаються з коефіцієнту передачі струму (коефіцієнту підсилення):

$\alpha = \frac{dI_k}{dI_e}$ (при $V_k = \text{const}$) $= \mu_k \beta \gamma$, де $\mu_k = \frac{dI_k}{dI_{pk}}$ – коефіцієнт множення. $\beta = \frac{dI_{pk}}{dI_{pe}}$ – коефіцієнт переносу, який показує в скільки разів падає струм р в результаті рекомбінації при переході від емітера до колектора. $\gamma = \frac{dI_{pe}}{dI_e}$ – ефективність емітера (колекторним струмом керує лише діркова компонента емітерного струму).

7. Статичні характеристики та параметри транзистора за різних схем включення.

(Основні результати виділено рамкою, пробій на вхідних характеристиках не показано)

Схема включення зі спільною базою

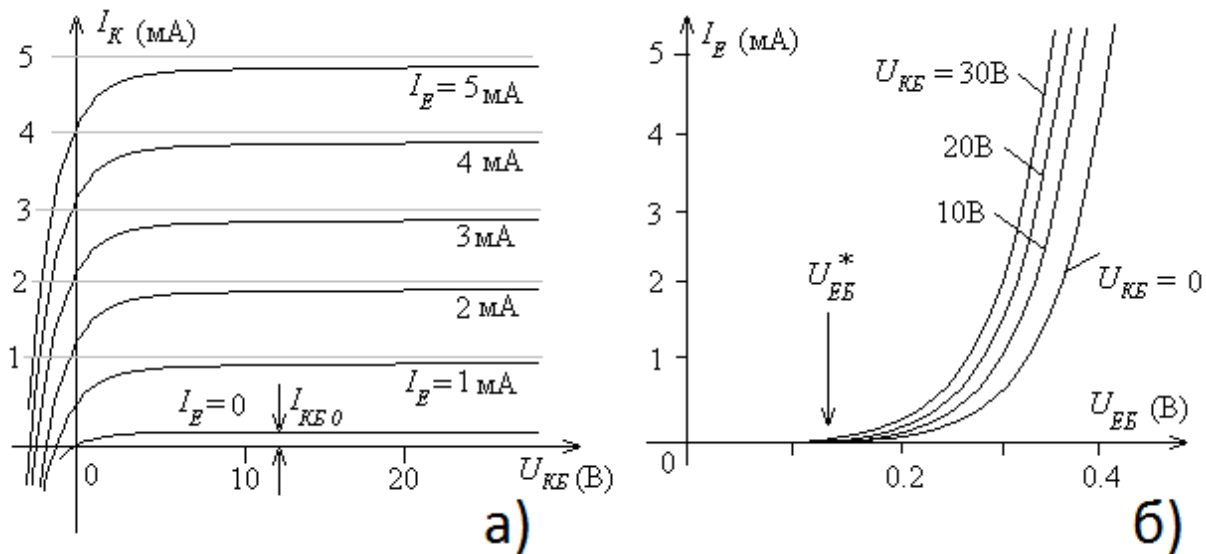


Рис.1 Вихідні (а) та вхідні (б) характеристики СБ

$$\alpha_0 = \left. \frac{dI_k}{dI_e} \right|_{V_{kb}=const} = h_{21b}$$

$$I_e = f(V_{eb}) \quad - \text{вхідна характеристика}$$

$$I_e = \frac{I_{ps}}{\operatorname{sh}\left(\frac{w}{l_p}\right)} \left[\left(e^{\frac{qV_{eb}}{kT}} - 1 \right) \operatorname{ch}\left(\frac{w}{l_p}\right) - \left(e^{\frac{qV_{kb}}{kT}} - 1 \right) \right] + I_{ns} \left(e^{\frac{qV_{eb}}{kT}} - 1 \right)$$

Розглядаємо випадок $V_{kb} = 0$

$$I_e = I_{ps} \operatorname{cth} \frac{w}{l_p} + I_{ns} \left(e^{\frac{qV_{eb}}{kT}} - 1 \right)$$

Розглядаємо $V_{kb} < 0$ $V_{be} = 0$

$$I_e = - \frac{I_{ps}}{\operatorname{sh}\left(\frac{w}{l_p}\right)} \left(e^{\frac{q|V_{kb}|}{kT}} - 1 \right) = \frac{I_{ps}}{\operatorname{sh}\left(\frac{w}{l_p}\right)} \left(1 - e^{\frac{q|V_{kb}|}{kT}} \right)$$

Цей струм обумовлений екстракцією в базі. Біля колекторного переходу носіїв немає, тому виникає градієнт концентрації в базі.

Вихідний струм $I_k = f(V_{kb})$:

Розглядаємо випадок $V_{eb} = 0$

$$I_k|_{V_{kb}=0} = I_{k0} = \frac{I_{ps}}{sh\left(\frac{w}{l_p}\right)} ch\left(\frac{w}{l_p}\right) \left(e^{\frac{q|V_{kb}|}{kT}} - 1 \right) - I_{ns} \left(e^{\frac{q|V_{kb}|}{kT}} - 1 \right)$$

При великих V_{kb} - пробій.

Якщо $V_{eb} > 0, V_{kb} < 0$, то

$$\left(e^{\frac{qV_{eb}}{kT}} - 1 \right) \gg \left(e^{\frac{qV_{kb}}{kT}} - 1 \right)$$

$$I_e = \left(I_{ps} ch\left(\frac{w}{l_p}\right) + I_{ns} \right) \left(e^{\frac{qV_{eb}}{kT}} - 1 \right) \approx I_{ps} \frac{ch(w/l_p)}{sh(w/l_p)} \left(e^{\frac{qV_{eb}}{kT}} - 1 \right); \quad I_{ps} \gg I_{ns}$$

$$I_e \approx I_{ps} \frac{ch(w/l_p)}{sh(w/l_p)} \left(e^{\frac{qV_{eb}}{kT}} - 1 \right)$$

$$I_k = \frac{I_{ps}}{sh(w/l_p)} \left(e^{\frac{qV_{eb}}{kT}} - 1 \right) - \left(\frac{I_{ps}}{sh(w/l_p)} ch\left(\frac{w}{l_p}\right) + I_{ns} \right) \left(e^{\frac{qV_{kb}}{kT}} - 1 \right)$$

$$I_k = I_e ch^{-1}(w/l_p) - \left(I_{ps} ch\left(\frac{w}{l_p}\right) + I_{ns} \right) \left(e^{\frac{qV_{kb}}{kT}} - 1 \right)$$

$$\gamma_0 \approx 1; \quad \alpha_0 = \beta_0 = ch^{-1}\left(\frac{w}{l_p}\right)$$

$$I_k = \alpha_0 I_e + \left(I_{ps} ch\left(w/l_p\right) + I_{ns} \right) \left(1 - e^{\frac{q|V_{kb}|}{kT}} \right) = \alpha_0 I_e + I_{k0}$$

При великих V_{kb} - може відбутися пробій КБ переходу; може бути також випадок змикання областей просторового заряду; товщина ОПЗ колекторного переходу зростає, база при цьому фактично зникає.

Схема включення зі спільним емітером

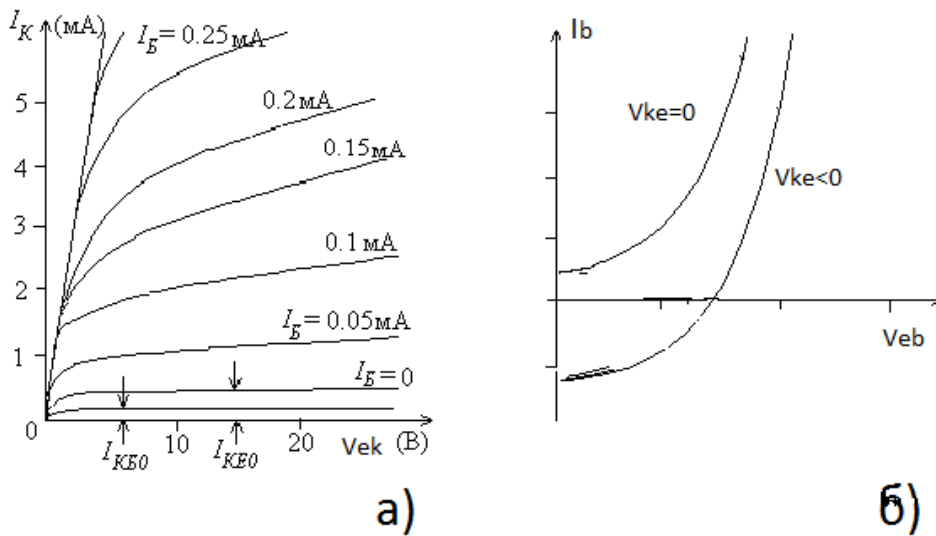


Рис.2 Вихідна (а) та вхідна (б) характеристики СЕ

$$B_0 = h_{21e} = \left. \frac{dI_k}{dI_b} \right|_{V_{ke} = \text{const}}$$

$$I_b = I_e - I_k = (1 - \alpha_0) I_e - I_{k0}$$

$$B_0 = \frac{dI_k}{d(I_e - I_k)} = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0}$$

$$B_0 \gg \alpha_0 \quad (\alpha_0 = 0.99 \Rightarrow B_0 = 99)$$

Вхідна характеристика: $I_b = f(V_{eb})$, $I_b = I_e - I_k$

$$I_b = (1 - \alpha_0) I_e - I_{k0}$$

I_b - струм електронів, що входять в базу для рекомбінації дірок.

I_{k0} - часткова рекомбінація.

$$V_{eb} = 0, \text{ то } \begin{cases} V_{ke} = 0 \\ I_b = 0 \end{cases}$$

$I_{k0} = 0$ - характеристика починається з нуля.

$$I_b \sim I_e \sim \left(e^{\frac{qV_{eb}}{kT}} - 1 \right) \text{ при } V_{eb} > 0$$

Вихідні характеристики $I_k = f(V_{ke})$:

$$I_k = I_e - I_b; \quad I_b = (1 - \alpha_0)I_e - I_{k0}$$

$$I_b = (1 - \alpha_0)I_k + (1 - \alpha_0)I_b - I_{k0} = I_{k0} + \alpha_0 I_b = (1 - \alpha_0)I_k$$

$$I_k = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0} I_b + \frac{I_{k0}}{1 - \alpha_0} = B_0 I_b + I_{k0}^*, I_{k0}^* \gg I_{k0}$$

(інжекція як з емітера так і з колектора в базу) // пряможміщені переходи.

Коли $|V_{ek}| \uparrow$, то \downarrow товщина бази (w_k), тобто α_0 зростає $\Rightarrow I_k \uparrow$

Схема включення зі спільним колектором

3а

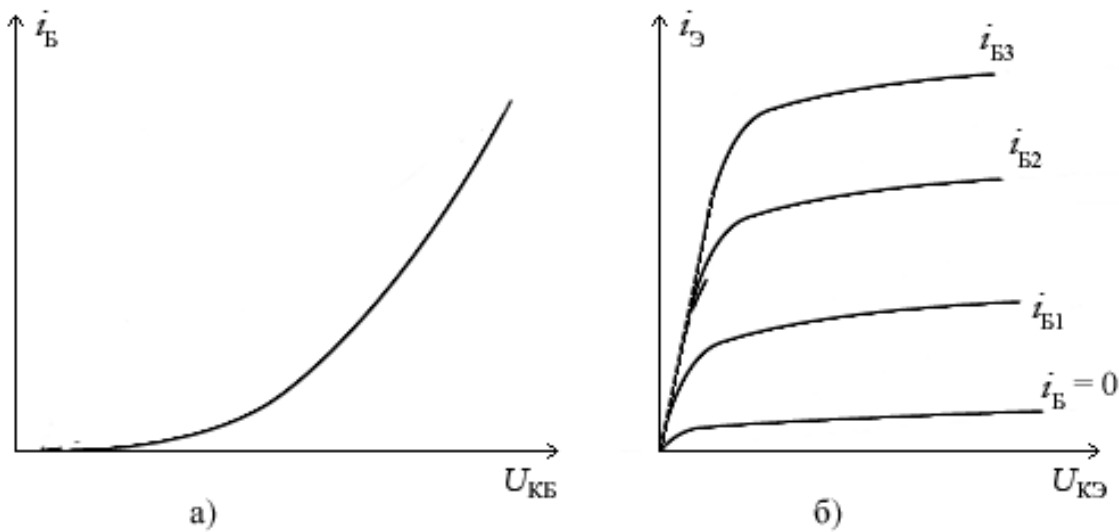


Рис.3 Вхідна (а) та вихідна (б) характеристики схеми СК

виглядом характеристики схеми із СК мало відрізняються від схеми із СЕ.

$$B_0^* = h_{21k} = \left. \frac{dI_e}{dI_b} \right|_{V_e = \text{const}}$$

Оскільки при фіксованій вихідній U : $I_b = I_e - I_k$, то

$$B_0^* = \frac{dI_e}{d(I_e - I_k)} = \frac{1}{1 - \alpha_0}$$

Вихідний струм:
$$I_e = I_k + I_b = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0} I_b + I_b + I_{k0}^* = \frac{1}{1 - \alpha_0} I_b + I_{k0}^* = B_0^* I_b + I_{k0}^*$$

де
$$I_{k0}^* = \frac{I_{k0}}{1 - \alpha_0}$$

8. Малосигнальні параметри біполярного транзистора

Коефіцієнт передачі струму (підсилення)

$$\alpha = \frac{dI_k}{dI_e} \big|_{V_k=const}$$

Ефективність емітера

$$\gamma = \frac{dI_{pe}}{dI_e} = \left(1 + \frac{dI_{ne}}{dI_{pe}}\right)^{-1}$$

Коефіцієнт переносу – зміна діркового струму при переході через базу

$$\beta = \frac{dI_{pk}}{dI_{pe}}$$

Коефіцієнт множення

$$M = \frac{dI_k}{dI_{pk}}$$

Коефіцієнт передачі на НЧ:

1. Товщина бази менша (в 10 разів) ніж $\sqrt{S_{емітера}}$
2. Регіональна модель: транзистор складається з квазінейтральних областей Б, Е, К – між ними електронно-діркові переходи
3. $w < l_p$

$$\beta_0 = \frac{dI_{pk}}{dI_{pe}} = \frac{1}{ch w/l_p}$$

$$M_k = 1 + \frac{dI_{nk}}{dI_{pk}} \approx 1$$

$$\alpha_0 = \beta_0 \gamma_0$$

$$\alpha_0 \cong 1$$

9. Еквівалентна схема біполярного транзистора в області низьких частот.

Біполярним транзистором (БТ) називається трьохелектродний напівпровідниковий прилад з двома взаємодіючими р-п-переходами, призначений для підсилення електричних коливань по струму, напрузі чи потужності. Фізичні процеси в БТ визначаються рухом носіїв заряду обох знаків (електронів та дірок).

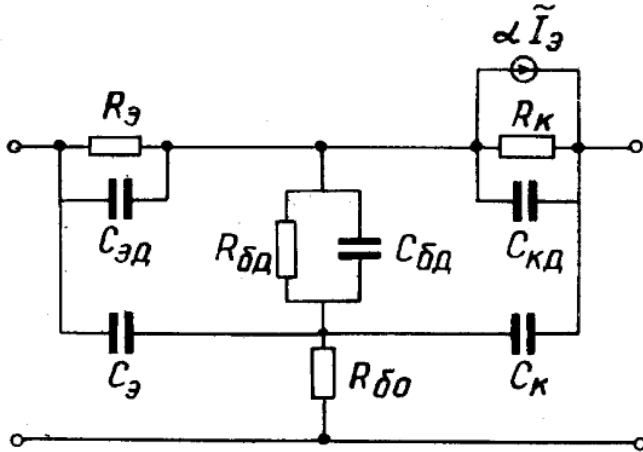


Рис. 8.11. Эквивалентная схема биполярного транзистора

В області низьких частот активні опори і дифузійні ємності мають максимальне значення. Використовуючи вирази для змінного струму в транзисторі, знайдемо низькочастотні параметри еквівалентної схеми. В обл.НЧ, коли $\omega\tau_{p,n} \ll 1$, $c_p = \frac{1}{L_p}$, $c_n = \frac{1}{L_n}$ ми можемо знехтувати реактивними компонентами у формулах

$$J_{pe} = \frac{qD_p c_p p_n \exp(qV_{eб}/kT)}{sh(c_p W)} [(qv_e/kT)ch(c_p W) - W^{-1}(dW/dV_{кб})v_k] \exp(i\omega t)$$

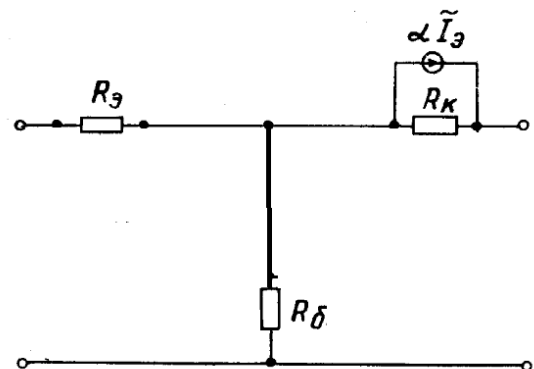
$$J_{pк} = \frac{qD_p c_p p_n \exp(qV_{eб}/kT)}{sh(c_p W)} [qv_e/kT - ch(c_p W)W^{-1}(dW/dV_{кб})v_k] \exp(i\omega t)$$

$$J_{ne} = qD_n c_n n_p \exp(qV_{eб}/kT) (qv_e/kT) \exp(i\omega t)$$

$$J_{нк} = qD_n c_n n_p \exp(-q|V_{кб}|/kT) (qv_k/kT) \exp(i\omega t),$$

$$\text{де } c_n = [(1+i\omega\tau_n)/L_n^2]^{1/2}$$

Малими також будуть і ємнісні струми через емітерний та колекторний переходи. Так як величина їх опору пропорційна ω . Відповідно, в НЧ еквівалентній схемі лишаються тільки активні опори R_e , R_k , $R_{б0}$ і генератор струму в колекторному колі.

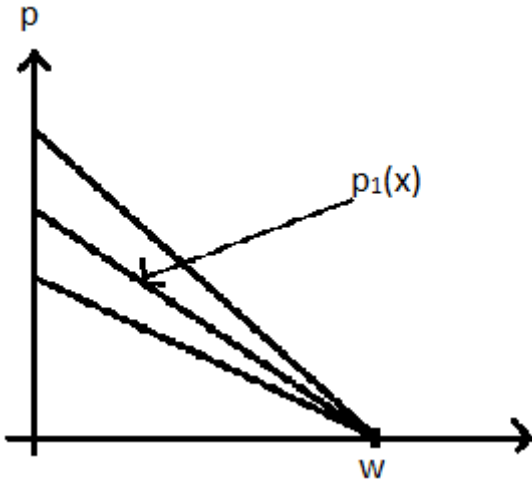


Эквивалентная схема биполярного транзистора на НЧ

10. Частотні характеристики біполярного транзистора та шляхи їх покращення.

Якщо прикладати і змінні напруги V_{kv} і V_{ev} , то можна взяти відношення амплітуд змінних сигналів (замість диференціалів).

$j_p = -qD_p \frac{dp}{dx}$, без фрейфів транзистори (дифузійна складова) база легована рівномірно і поля вбудованого в базу немає.



$$p(x, t) = p_e(x) + p_1(x)e^{i\omega t} + p_{2e}(x)e^{i\omega t}$$

$p_1(x)$ – змінна амплітуда концентрації дірок обумовлена зміною V_{ev} на переході;

Амплітуда з x спадає

$p_2(x)$ амплітуда змінної складової розподілу дірок обумовленні зміною товщини квазінейтральної області. За рахунок зміни товщини ОПЗ колектор. переходу, за рахунок незмінної інжекції – $V_{ev} = \text{const}$

Розглядаємо малосигнальні параметри $V_{ev} = V_{ev} + v_e e^{i\omega t}$ за абсол. величиною $v_e \ll V_{ev}$, $v_v \ll \frac{kT}{q}$, тому $V_{kv} = V_{kv} + v_k e^{i\omega t}$

$$v_k \ll V_{kv}, v_k \ll \frac{kT}{q}, \text{ тому } p(x, t) = p_e(x) + p_1(x)e^{i\omega t} + p_{2e}(x)e^{i\omega t}$$

$$\frac{dp}{dt} = D_p \frac{d^2 p}{dx^2} - \frac{\Delta p}{\delta p}$$

$$\text{Для стаціонарного розподілу: } \frac{d^2 p}{dx^2} - \frac{\Delta p}{lp^2} = 0; \quad \frac{\partial^2 p_{1,2}}{\partial x^2} - Cp^2 p_{1,2} = 0,$$

$$\text{де } Cp = \sqrt{\frac{1+i\omega\tau_p}{lp^2}}$$

$$\Delta p_e(x) = \frac{p_w}{sh \frac{w}{lp}} \left\{ \left(e^{\frac{qv_e T}{kT}} - 1 \right) sh \frac{w-x}{lp} + \left(e^{\frac{qv_{kv}}{kT}} - 1 \right) sh \frac{w}{lp} \right\}$$

$$p_1(x) = A_1 \exp(C_p x) + B_1 \exp(-C_p x)$$

$$p_2(x) = 2 \exp(C_p x) + B_2 \exp(-C_p x)$$

Граничні умови:

$$\text{коли } V_{ev} + v_e e^{i\omega t}, \text{ тоді } p(0, t) = p_{no} e^{q(V_{ev} + v_e e^{i\omega t})/kT} = p_o(0) + p_1(0)e^{i\omega t}$$

$$p(0, t) = p_n \exp\left(\frac{qV_{ev}}{kT}\right) \left(1 + \frac{qv_e}{kT} e^{i\omega t}\right) = p_o(0) + p_n e^{\frac{qV_{ev}}{kT}} \left(1 + \frac{qv_e}{kT} e^{i\omega t}\right)$$

$$p_1(0) = p_n e^{\frac{qV_{ev}}{kT}} \frac{qv_e}{kT}$$

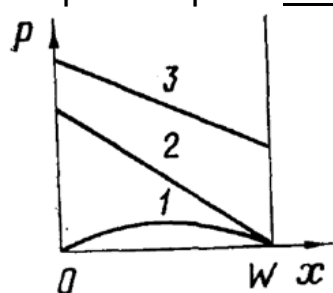
11. Робота біполярного транзистора в імпульсному режимі

Імпульсний режим характерний для роботи транзистора в цифрових логічних і запам'ятовуючих схемах. Для цих схем типові перемикання транзистора за короткий час із стану з високою напругою колектора і малим струмом в стан з малою напругою і великим струмом (включення) і зворотне перемикання (виключення).

Біполярні транзистори можуть використовуватись в якості електронних ключів, які повинні мати змогу протягом малого часу переходити зі стану з великим опором в стан з малим опором и навпаки. Транзистор має великий опір, коли знаходиться в режимі відсічки (емітерний і колекторний переходи зміщені в заперному напрямку), а малим опором – в режимі насичення (обидва переходи зміщені в прямому напрямку).

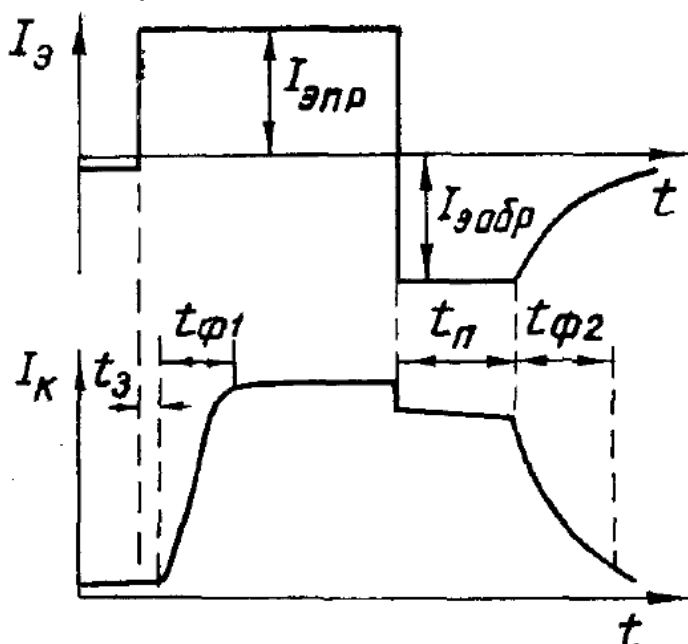
Активний режим роботи: емітерний перехід зміщений в прямому напрямку, а колекторний – в заперному.

Розподіл концентрації дірок в базі р-п-р-транзистора для 3-х режимів роботи зображ на рис.: 1-відсічки, 2- активний, 3- насичення.



Транзистори часто використовуються в якості підсилювачів імпульсних сигналів. У випадку імпульсів малої амплітуди транзистор працює як і у випадку малих синусоїдальних сигналів. Режим роботи транзистора змінюється при подачі на його вхід імпульсів великої амплітуди. В цьому випадку малосигнальне наближення теорії транзистора не застосовне.

Розглянемо поведінку транзистора, включеного за схемою **СБ**, при переключенні емітерного переходу прямокутним імпульсом струму із заперного стану в пропускний, а потім знову в заперний імпульсом протилежної полярності. Залежність емітерного струму від часу має такий же вигляд, як і при переключенні діода із пропускнуго в заперний стан. В колекторному колі струм з'явиться через деякий час затримки t_3 після подачі імпульса на емітер. Цей час необхідний для дифузії інжектованих в базу дірок від емітера до колектора.



Разом зі зміною падінні напруги на емітері буде збільшуватись концентрація дірок, інжектованих в базу, і струм колектора.

Якщо амплітуда імпульсу емітерного струму настільки велика, що в деякий момент часу за рахунок збільшення I_k виконається рівність $I_H R_H = I_k R_H$, то $V_{кб}$ стане рівним нулю, а $I_k = V/R_H$. При подальшому збільшенні емітерного струму концентрація дірок в базі, в тому числі і біля колекторного переходу, буде збільшуватись, що призведе до появи додатнього зміщення на

колекторі, тобто транзистор перейде в режим насичення. Оскільки опір колекторного переходу при цьому значно менше R_H , то сила струму в вихідному колі досягає насичення. На рис цьому відповідає момент часу $t = t_3 + t_{\phi 1}$. З врахуванням падіння напруги на опорі бази, струм насичення в колекторному колі $I_{K \text{ нас}} = (V + V_b)/R_H$.

При різкій зміні напрямку струму в емітерному колі спостерігається перехідний процес переключення емітерного переходу із пропускнуго в запірний стан, обумовлений розсисанням надлишкових дірок із бази. Він характеризується фазою постійності зворотнього струму, тривалість якої t_{Π} , і фазою відновлення зворотнього струму, тривалість якої $t_{\phi 2}$.

В момент зміни напрямку струму в емітерному колі спостерігається невеликий перепад колекторного струму за рахунок зміни полярності падіння напруги на базі. Подальший хід залежності I_K від t аналогічний залежності зворотнього струму емітера від t . За рахунок розсисання дірок із бази транзистор поступово повертається в режим відсічки.

12. Біполярний транзистор як чотириполіусник. Фізичний зміст та методи визначення параметрів чотириполіусника.

Транзистор можна представити у вигляді лінійного чотириполіусника, якщо як вимірювані струми і напруги приймати відносно невеликі їх прирости, що накладаються на постійні складові. Зв'язок між вхідними (U_1 , I_1) і вихідними (U_2 , I_2) напругами і струмами чотириполіусника (рис.3.16) виражається системою двох рівнянь. Вибравши два з вхідних в цю систему параметрів за незалежні змінні, знаходять два інших.

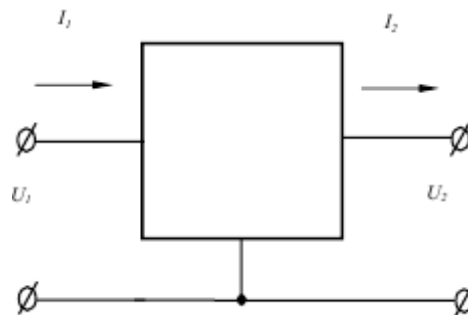


Рисунок 3.16

Для транзистора як чотириполіусника у виді незалежних змінних звичайно приймають прирости вхідного струму ΔI_1 і вихідної напруги ΔU_2 , а прирости вхідної напруги ΔU_1 і вихідного струму ΔI_2 виражають через так звані h-параметри транзистора:

/* для розгрузки тексту далі писатимемо ΔU_i та ΔI_i як U_i і I_i , тобто приберемо нах** знаки Δ , як у конспекті */

$$\begin{aligned} U_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}U_2, \\ I_2 &= h_{21}I_1 + h_{22}U_2, \end{aligned}$$

де $h_{11} = U_1 / I_1$ - вхідний опір транзистора при незмінній вихідній напрузі ($U_2 = 0$); $h_{21} = I_2 / I_1$ - коефіцієнт передачі струму при незмінній вихідній напрузі ($U_2 = 0$); $h_{12} = U_1 / U_2$ - коефіцієнт зворотного зв'язку по напрузі при незмінному вхідному струмі ($I_1 = 0$); $h_{22} = I_2 / U_2$ - вихідна провідність транзистора при незмінному вхідному струмі.

Конкретні значення h-параметрів залежать від схеми включення транзистора, тобто від того, які струми і напруги є вхідними і вихідними. В довідниках звичайно приводять h-параметри, виміряні в схемі СБ для середньої смуги частот при типових значеннях постійних складових струму і напруги.

Окрім h-параметрів, які звичайно використовуються при здавально-приймальних роботах, для практичного розрахунку схем частіше використовують системи y- і z-параметрів.

z-параметри визначаються наступною системою:

$$\begin{aligned} U_1 &= z_{11}I_1 + z_{12}I_2, \\ U_2 &= z_{21}I_1 + z_{22}I_2, \end{aligned}$$

де z_{11} – вх. опір при холостому ході на виході; z_{12} – опір зворотного зв'язку; z_{21} – опір прямої передачі; z_{22} – вих. опір при холостому ході на вході.

y-параметри:

$$\begin{aligned} I_1 &= y_{11}U_1 + y_{12}U_2, \\ I_2 &= y_{21}U_1 + y_{22}U_2, \end{aligned}$$

де y_{11} – вх. провідність при короткому замиканні на виході; y_{12} – провідність зворотного зв'язку; y_{21} – провідність передачі; y_{22} – вих. провідність при короткому замиканні на вході.

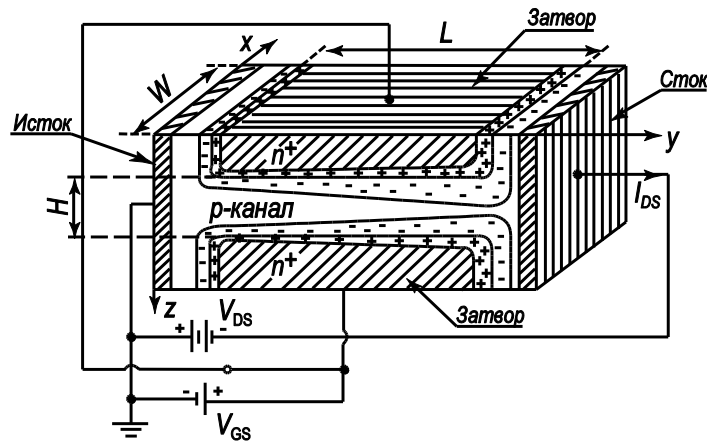
Аналогічним чином можна ввести ще три системи параметрів, а саме g -, a - та b -параметри, але вони використовуються рідко, і, мабуть, нах** нікому не треба, бо Шкавро їх не показував на лекціях.

Також слід зазначити, що будь-які з цих параметрів для випадків ВЧ (високих частот) будуть комплексними, тобто матимуть дійсні і уявні частини.

P.S. Якщо комусь цього буде замало, то на Вікі є дуже класна статейка: <http://ru.wikipedia.org/wiki/Четырёхполюсник>. Там же є величезна табличка переходів з однієї системи параметрів в іншу, і тут її краще не наводити, бо питання на цьому не ставилось, да і завелика вона. В кого це питання буде третім і хто захоче – скатає те, що вважатиме потрібним.

13. Польові транзистори. Принцип дії, статичні характеристики та параметри польового транзистора з p - n переходом в якості затвору. Вплив залежності рухливості носіїв заряду від поля на характеристики транзисторів.

Розглянемо характеристики польового транзистора, затвор у якого виконаний у вигляді p - n переходу. На малюнку 6.20 показана одна з можливих топологій такого транзистора. Омічні контакти до лівої і правої граней напівпровідникової підкладки будуть виток і сток,



квазінейтральна область, укладена між збідненими областями p - n переходів - каналом, а сильно леговані n^+ області зверху і знизу - затвором польового транзистора. При прикладанні напруги V_{GS} до затвору ПТ, що забезпечує зворотне зміщення p - n переходу ($V_{GS} > 0$), відбувається розширення збідненої області p - n переходу в напівпровідникову підкладку, оскільки затвор легований суттєво сильніше, ніж підкладка ($N_D \gg N_A$). При цьому зменшується поперечний переріз каналу, а отже, збільшується його опір. Прикладена напруга витік – стік V_{DS} викличе струм в колі каналу польового транзистора. Знак напруги V_{DS} необхідно вибирати таким чином, щоб воно також викликало зворотне зміщення затворного p - n переходу, тобто було б протилежно по знаку напрузі V_{GS} . Таким чином, польовий транзистор з затвором у вигляді p - n переходу являє собою опір, величина якого регулюється зовнішньою напругою.

Отримаємо ВАХ. Вісь Y направимо вздовж каналу, вісь X - по ширині, вісь Z - по глибині. Позначимо довжину, ширину і висоту каналу при відсутності напруги на транзисторі як L, W, H ($V_{GS} = V_{DS} = 0$).

При прикладанні до затвора $V_{GS} > 0$ і стоку $V_{DS} < 0$ відбудеться розширення збідненої області p - n переходу на величину $\Delta l_{об}$, рівну:

$$\Delta l_{об} = l_{об}(V_G, V_{DS}) - l_{об}(V_G = V_{DS} = 0) \approx \sqrt{\frac{2\varepsilon_s \varepsilon_0 [V_{GS} - V_{DS}(y)]}{qN_D}}. \quad (6.88)$$

Оскільки напруга витік – сток V_{DS} розподілено вздовж каналу $V_{DS}(y)$ то зміна ширини каналу транзистора буде різною по довжині каналу. При цьому висота каналу $h(y)$ буде дорівнювати:

$$h(y) = H - 2\Delta l_{об} = H - 2\sqrt{\frac{2\varepsilon_s \varepsilon_0 [V_{GS} - V_{DS}(y)]}{qN_D}}. \quad (6.89)$$

Введемо напругу змикання V_{G0} - напруга на затворі, коли в квазірівноважних умовах ($V_{DS} = 0$) збіднені області p - n переходів змикаються: $h(y) = 0$.

Тоді з (6.89) випливає, що $V_{G0} = \frac{qN_D}{2\epsilon_s\epsilon_0} \frac{H^2}{4}$. (6.90)

Співвідношення (6.89) з урахуванням (6.90) можна переписати у вигляді:

$$h(y) = H \left(1 - \sqrt{\frac{V_G - V_{DS}(y)}{V_{G0}}} \right). \quad (6.91)$$

Виділимо на довжині каналу ділянку від y до $y+dy$, опір якої буде $dR(y)$. При струмі каналу I_{DS} на елементі dy буде падіння напруги $dV_{DS}(y)$, рівне:

$$dV_{DS}(y) = I_{DS}(dR(y)). \quad (6.92)$$

Величина опору $dR(y)$ буде дорівнювати:

$$dR(y) = \frac{\rho \cdot dy}{W \cdot h(y)} = \frac{\rho \cdot dy}{WH} \left(1 - \sqrt{\frac{V_G - V_{DS}(y)}{V_{G0}}} \right)^{-1}. \quad (6.93)$$

Підставимо (6.92) в (6.93) і проведемо інтегрування по довжині каналу:

$$\int_0^L I_{DS} dy = \frac{WH}{\rho} \int_0^{V_{DS}} \left[1 - \sqrt{\frac{V_G - V_{DS}(y)}{V_{G0}}} \right] dV_{DS}. \quad (6.94)$$

Оскільки питомий об'ємний опір ρ рівний $\rho = (q\mu_p p_0)^{-1}$, перетворимо величину

$$\frac{WH}{\rho}: \quad \frac{WH}{\rho} = Wq\mu_p \rho_0 H = qW\mu_p Q_p(y=0). \quad (6.95)$$

Тут $Q_p(y=0) = q\rho_0 H$ - заряд вільних дірок у каналі на одиницю площі.

Підставляючи (6.95) в (6.94) і провівши інтегрування, отримуємо наступну залежність струму стоку I_{DS} від напруги на затворі V_G і стоці V_{DS} для польового транзистора з затвором у вигляді р-п переходу:

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu_p Q_p(y=0) \left[V_{DS} - \frac{2}{3} \frac{V_G^{3/2} - (V_G - V_{DS})^{3/2}}{V_{G0}^{1/2}} \right]. \quad (6.96)$$

При малих значеннях напруги витік стік в області плавного каналу $V_{DS} \ll V_G$

струм I_{DS} дорівнює: $I_{DS} = \frac{W}{L} \mu_p Q_p(y=0) V_{DS}$. (6.97)

З (6.91) випливає, що при напругах $V_G < V_{G0}$ завжди можна знайти таку напругу на стоці V_{DS} , коли поблизу стоку відбудеться змикання каналу: $h(y=L, V_G, V_{DS}) = 0$.

Аналогічно процесам в МДН ПТ це явище називається відсічкою. З (6.91) випливає, що напруга відсічення V_{DS}^* дорівнюватиме: $V_{DS}^* = V_G - V_{G0}$. (6.98)

У міру зростання напруги витік стік V_{DS} точка відсічки переміщується від витоку до стоку. При цьому спостерігаються незалежність струму стоку від напруги на

стоці і ефект модуляції довжини каналу. Підставляючи (6.98) в (6.96), отримуємо залежність струму стоку I_{DS} в області відсічення для польового транзистора з затвором у вигляді p - n переходу:

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu_p Q_p(y=0) \left[V_G \left(1 - \frac{2}{3} \sqrt{\frac{V_G}{V_{G0}}} \right) - \frac{1}{3} V_{G0} \right]. \quad (6.99)$$

В області відсічення вираз (6.99) добре апроксимується квадратичною залежністю виду:

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu_p Q_p(y=0) \frac{(V_G - V_{G0})^2}{3V_{G0}}. \quad (6.100)$$

На малюнку 6.21а, б показані вольт-амперні характеристики в ПТ з затвором у вигляді p - n переходу. Їх відмінною особливістю є те, що при напрузі на затворі $V_G = 0$ канал транзистора відкритий і величина струму через нього максимальна.

Для збільшення крутості треба збільшувати рухливість (змінати матеріал). Збільшувати ширину каналу та концентрацію погано, бо V відсічки зростає. Можна дещо змінити крутість відношенням ширини до довжини.

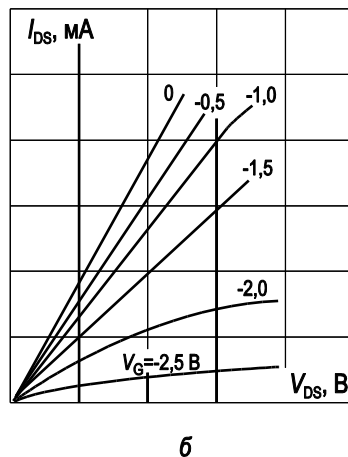
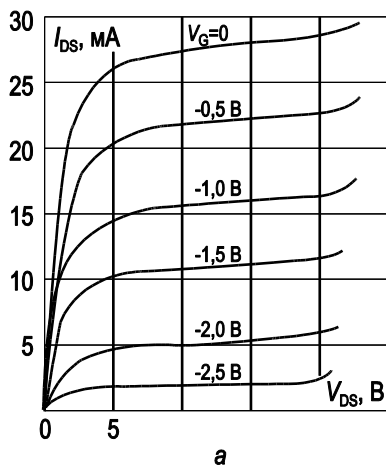


Рис. 1 Характеристики транзистора КП302Б: а) вихідні; б) початкові участки вихідних x - k

Швидкодія ПТ із затвором у вигляді p - n переходів обумовлено зарядкою бар'єрних ємностей C_G затворних p - n переходів через опір каналу R_K . Величина часу

заряду $\tau = C_G \cdot R_E$. Ємність затвора C_G і опір каналу R_K

рівні: $C_G = \frac{2\epsilon_s \epsilon_0 L W}{\Delta l_{ia}}$; $R_E = \frac{\rho L}{W(H - 2\Delta l_{ia})}$; (6.101)

$$\tau = \frac{2\epsilon_s \epsilon_0 L^2 \rho}{\Delta l_{o6} (H - 2\Delta l_{o6})}. \quad (6.102)$$

Вираз (6.102) має мінімальне значення при ширині збідненої області $\Delta l_{o6} = \frac{H}{4}$,

при цьому гранична частота $f_{\text{адф}} = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{16\epsilon_s \epsilon_0 \rho} \frac{H^2}{L^2}$. (6.103) При значеннях $H = L$

для кремнію ($\epsilon_s = 11,8$) з питомим опором ρ , рівним $\rho = 1 \text{ Ом} \cdot \text{см}$, гранична частота становитиме величину кілька гігагерц.

14. Еквівалентна схема і частотні властивості польового транзистора з р-п переходом в якості затвору

Еквівалентну схему затвора можна представити в виді диференційного опору затвору (R_z) і паралельно підключеної до нього ємності р⁺-п-переходу (C_z). Однак опір і ємність затвора розподілені рівномірно вздовж каналу. З урахуванням цього еквівалентна схема матиме вигляд двох RC-ланцюгів, підключених до кінців опору каналу (Рис. 9.5).

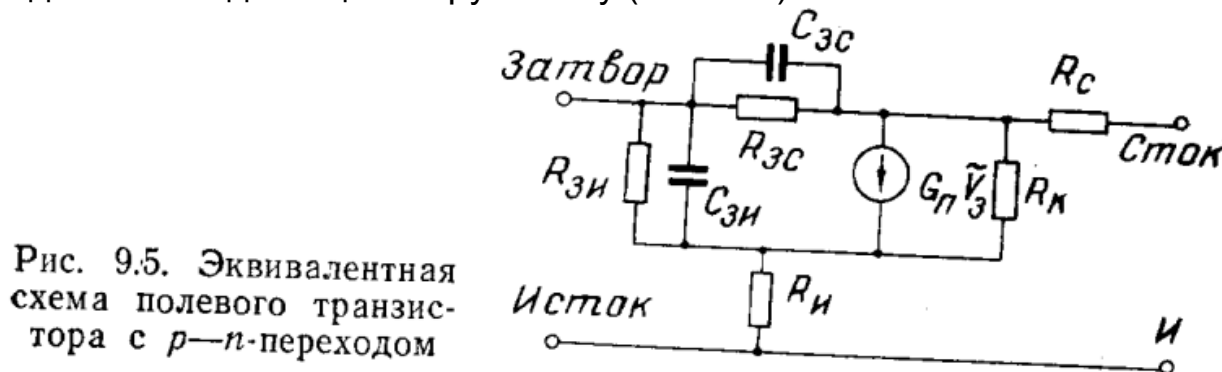


Рис. 9.5. Эквивалентная схема полевого транзистора с р-п-переходом

Через $R_{зи}$ і $R_{зс}$ в еквівалентній схемі позначені компоненти опору затвору відносно витоку і стоку. Відповідно $C_{зи}$ і $C_{зс}$ – ємності затвору відносно витоку і стоку. Формально RC-ланцюги паралельно включених опорів і єностей можна замінити на ланцюги з послідовним включенням опору і ємності.

Підсилюючі властивості транзистора відображені у схемі підключенням паралельно опору каналу генератора струму, який задає в ланцюзі стоку змінний струм, рівний $G_{п}\tilde{U}_з$. Крім того, в еквівалентній схемі враховані опори ділянок кристалу напівпровідника, заключених між кінцями каналу і контактами витоку і стоку (R_i і R_c). Опір об'єму напівпровідника у витоку (R_i) є загальним для вхідного і вихідного ланцюга і грає роль опору внутрішнього зворотнього зв'язку в польовому транзисторі. Збільшення струму стоку призводить до росту падіння напруги на R_i , що рівносильно підвищенню зворотнього зсуву на затворі. А це, в свою чергу, повинно призвести до спаду I_c .

При аналізі вихідних характеристик реального польового транзистора в формулі

$$I_c = \frac{1}{R_{ко}} \left\{ V_{си} - \frac{2[(V_k + V_z + V_{си})^{3/2} - (V_k + V_z)^{3/2}]}{3V_{от}^{1/2}} \right\}, \quad (9.6)$$

слід замінити $V_{си}$ на $V_{си} - I_c(R_i + R_c)$ і V_z на $V - I_c R_i$ оскільки падіння напруги на послідовних опорах витоку і стоку грають пасивну роль. В області напруг, відповідних лінійним ділянкам вихідних ВАХ, де R_k мале, R_i і R_c можуть помітно збільшити вихідний опір транзистора. Опір R_i призводить до зменшення крутизни передавальної характеристики.

Частотні властивості польового транзистора можна охарактеризувати, використовуючи поняття про частоту відсічки (f_T), при якій вихідний змінний струм рівний вхідному. З механізму роботи польового транзистора і його еквівалентної схеми слідує, що час передачі змінного сигналу від входу до виходу повинно обмежуватись часом прольоту носіїв від витоку до стоку і константою часу заряджання ємності затвору. Швидкість зміни напруги на затворі визначається часом перезаряджання C_z через розподілений опір каналу.

Час прольоту електронів від витоку до стоку в наближенні постійної рухливості $t_{\text{пр}} = L_{\text{к}}^2 / \mu_n V_{\text{сн}}$, а при високих полях $t_{\text{пр}} = L_{\text{к}} / v_{\text{дм}}$. Оцінки показують, що для реальних транзисторів $t_{\text{пр}}$ значно менше константи часу заряджання ємності затвору. З урахуванням цього, вираз для $f_{\text{т}}$ отримаємо розглядаючи лише процеси заряджання ємності затвору.

З еквівалентної схеми видно, що в області низьких частот вхідний опір транзистора $R_{\text{вх}} = R_{\text{зи}}$ великий, а змінний струм на вході малий. По мірі зростання частоти підсинюваного сигналу вхідний опір падає за рахунок наявності ємності $C_{\text{зи}}$, а змінний струм росте. При $f = f_{\text{т}}$ змінний струм через

опір вхідної ємності $(2\pi f_{\text{т}} C_{\text{зи}} \bar{v}_z)$ стає рівним змінному струму в ланцюзі стоку $(G_{\text{п}} \bar{U}_z)$. Звідси

$$f_{\text{т}} = G_{\text{п}} / 2\pi C_{\text{зи}} = [1 - (V_{\text{к}} + V_{\text{з}})^{1/2} / V_{\text{от}}^{1/2}] / 2\pi R_{\text{ко}} C_{\text{зи}}. \quad (9.13)$$

Після підстановки в (9.13) виразу для $R_{\text{ко}}$ маємо

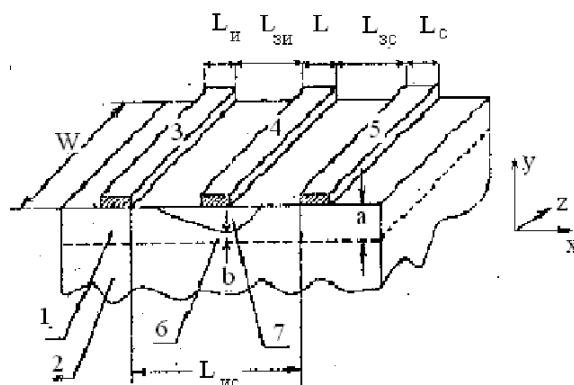
$$f_{\text{т}} = \frac{q N_{\text{д}} \mu_n b a}{2\pi L_{\text{к}} C_{\text{зи}}} \left[1 - \left(\frac{V_{\text{к}} + V_{\text{з}}}{V_{\text{от}}} \right)^{1/2} \right]. \quad (9.14)$$

З виразу (9.14) можна зробити припущення про покращення частотних властивостей польового транзистора. По-перше, для виготовлення транзисторів необхідно обирати напівпровідники з максимально можливим значенням рухливості носіїв заряду. Збільшення $f_{\text{т}}$ можна досягнути і за рахунок зменшення $L_{\text{к}}$. При цьому одночасно зменшиться $C_{\text{зи}}$ і збільшиться $G_{\text{п}}$. Однак, зменшуючи $L_{\text{к}}$, треба одночасно зменшувати і ширину каналу a , забезпечуючи виконання умови $L_{\text{к}}/a > 1$. Інакше затвор транзистора не зможе ефективно керувати опором каналу. При зменшенні a до субмікронних розмірів одночасно потрібно зменшувати і ширину ОПЗ p^+-n -переходів або контактів з бар'єром Шотткі, які відіграють роль затвору, що досягається збільшенням $N_{\text{д}}$. Гранично допустима вихідна потужність транзистора змінюється пропорційно f^2 , що характерно коли обмеження по вихідній потужності напівпровідникових приладів не пов'язано з тепловими ефектами.

15. *Польові транзистори за бар'єром Шотткі в якості затвору. Принцип дії, статичні характеристики, конструкція, область застосування.*

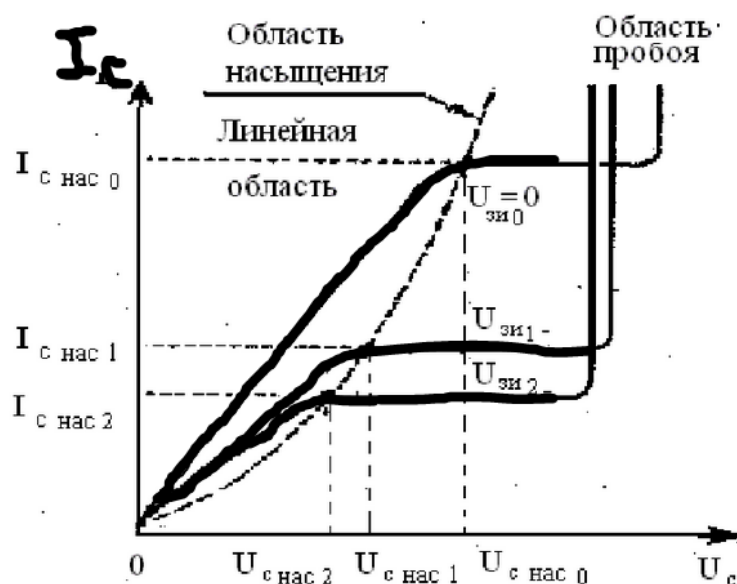
Найбільш широке застосування польових транзисторів з бар'єром Шотткі знаходять ті, що будуються на AsGa, що має велику рухливість електронів, а це приблизно в 2 рази більше, ніж для Si. Велика рухливість призводить до збільшення значення верхньої граничної частоти, тому такі транзистори мають широке застосування в електроніці НВЧ. Оскільки струм протікає не через р-п переходи, а між омичними контактами однорідним середовищем каналу, то такі транзистори володіють більш високою лінійністю передавальної характеристики. Саме такі параметри транзисторів з бар'єром Шотткі як швидкодія та хороші шумові характеристики визначають основні області їх використання: в радіоприймальній, радіопередавальній та вимірювальній апаратурі НВЧ діапазону.

Структура польового транзистора з бар'єром Шотткі (ПТШ) зображена на Рис. Епітаксійна плівка 1 нарощується на поверхню напівпровідникової підкладки 2 з низькою концентрацією домішок. 3 – виток (В), 5 – сток (С), 4 – затвор (З), що формує бар'єр Шотткі на границі Ме-Н/П.

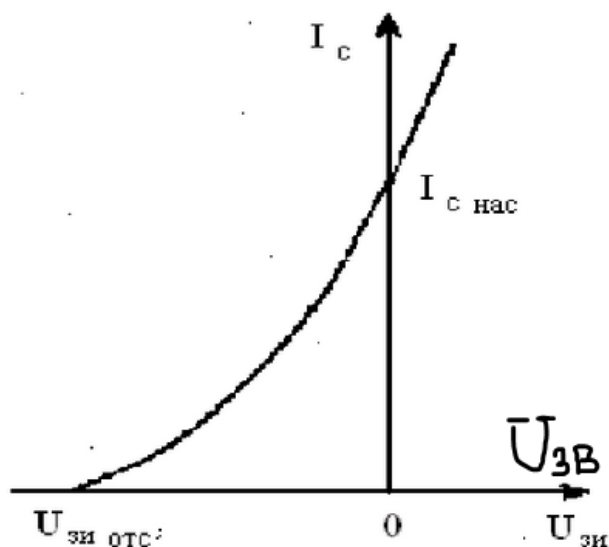


Під дією напруги прикладеної до В-С, в епітаксійному шарі 1 виникає канал 6, поле в якому прискорює носії при їх русі від В до С. Керування потоком носіїв відбувається шляхом модуляції ширини каналу b в поперечному напрямі, що виникає при зміні товщини ОПЗ в області затвору (перехід Ме-Н/П) під дією напруги С-З. Затвор використовується для керування струмом транзистора за допомогою зовнішнього сигналу. Підвищення зворотної напруги на затворі викликає збільшення ширини збідненої області, і тим самим звуження п-каналу. Опір каналу зростає, що зменшує струму стоку. Так відбувається модуляція електронного пучка в п-каналі за допомогою керуючої напруги.

Вихідні характеристики



Прохідна характеристика



16. Польові транзистори з ізолюваним затвором

На відміну від польових транзисторів з р-п-переходом, в яких затвор має електричний контакт з довколишньою областю струмопровідного каналу, в транзисторах з ізолюваним затвором затвор ізолюваний від вказаної області шаром діелектрика. Інакше ці прилади називають МДН-транзисторами (метал-діелектрик-напівпровідник) або МОН-транзисторами (метал-оксид-напівпровідник), оскільки діелектриком звичайно служить шар SiO_2 . За способом створення каналу МДН-транзистори діляться на транзистори з власним (вбудованим) і індукованим каналом.

Транзистор з власним каналом

На рисунку 4.7 показаний принцип побудови МДН-транзистора з власним (вбудованим) каналом (а) і його умовне позначення з каналами п-типа (б) і р-типа (в).

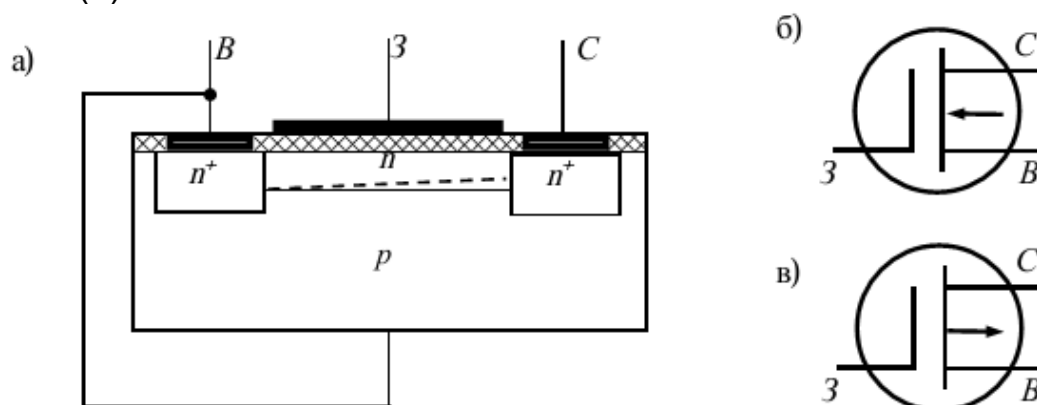


рисунок 4.7

Основою представленого на рисунку транзистора служить кремнієва пластинка з електропровідністю р-типу. В ній створено дві області з електропровідністю n^+ -типу з підвищеною провідністю. Ці області є витоком і стоком. Між витоком і стоком є тонкий приповерхневий канал з електропровідністю п-типа. Зверху діелектричного шару (позначений штрихуванням) розташований затвор у вигляді тонкої металевої плівки. Кристал МДН-транзистора звичайно сполучений з витоком, і його потенціал приймається за нульовий - так само, як і потенціал витоку. Іноді від кристала відводять окремий вивід. Прилад з такою структурою називають транзистором з власним (або вбудованим) каналом, і працює він наступним чином: якщо при нульовій напрузі затвора прикласти між стоком і витоком напругу, то через канал потече струм. При подачі на затвор напруги, негативної щодо витоку (і щодо кристала), в каналі створюється поперечне електричне поле, під впливом якого електрони провідності виштовхуються з каналу в області витоку і стоку і в кристал. Канал обідняється електронами, опір збільшується, і струм стоку зменшується. Чим більше негативна напруга затвора, тим менше цей струм. Такий режим транзистора називають режимом збіднення.

Якщо на затвор подати позитивну напругу, то під дією поля, створеного цією напругою, з областей витоку і стоку, а також з кристала в канал приходять електрони; провідність каналу при цьому збільшується, і струм стоку зростає. Цей режим називають режимом збагачення.

Таким чином, транзистор з власним каналом може працювати як в режимі збіднення, так і в режимі збагачення.

Транзистор з індукованим каналом

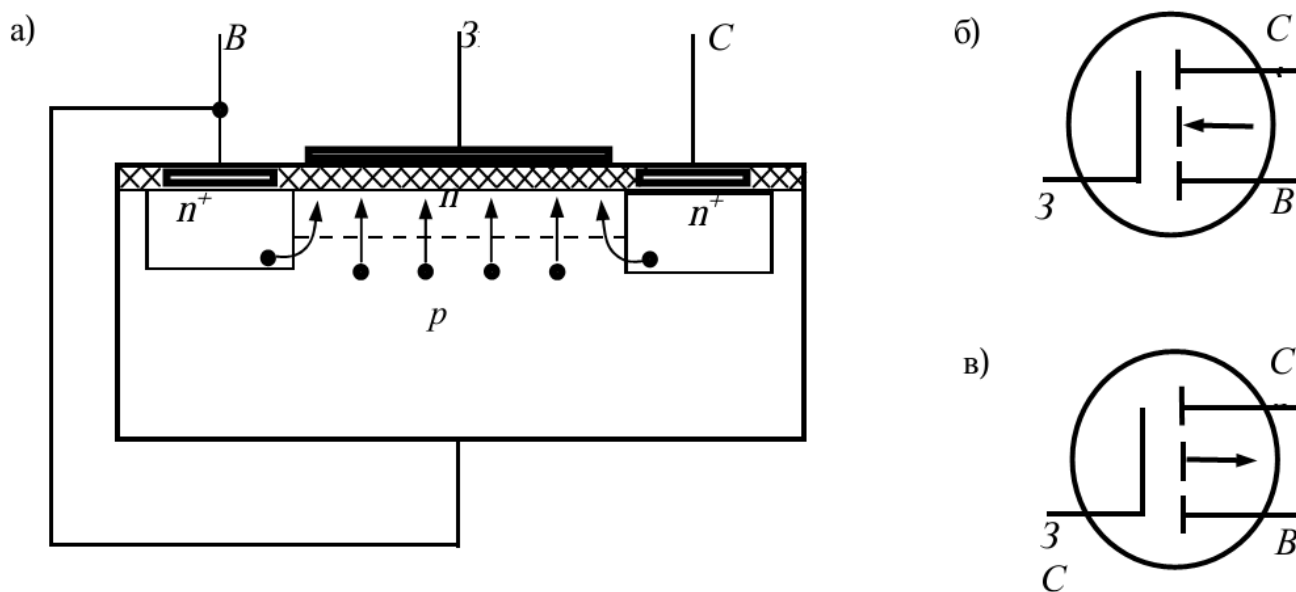


Рисунок 4.9

На рисунку 4.9 показаний принцип побудови транзистора з індукованим (інверсним) каналом і його умовне графічне позначення. Від транзистора з власним каналом він відрізняється тим, що канал виникає тільки при подачі на затвор напруги певної полярності. За відсутності цієї напруги каналу немає, між витоком і стоком n^+ -типа розташований тільки кристал p -типу і на одному з p - n^+ -переходів виходить зворотна напруга. В цьому стані опір між витоком і стоком дуже великий, тобто транзистор замкнутий. Але якщо подати на затвор позитивну напругу, то під впливом поля затвора електрони провідності переміщатимуться з областей витоку і стоку і з p -області у напрямку до затвора. Коли напруга затвора перевищить деяке відмикаюче або порогове $U_{пор}$ значення (одиниці вольт), то в приповерхневому шарі концентрація електронів настільки збільшиться, що перевищить концентрацію дірок, і в цьому шарі відбудеться так звана інверсія типу електропровідності, тобто утворюється тонкий канал n -типу і транзистор почне проводити струм. Чим більше позитивна напруга затвора, тим більше провідність каналу і струм стоку. Таким чином, подібний транзистор може працювати тільки в режимі збагачення.

17. Статичні характеристики польових транзисторів з ізольованим затвором.

Транзистор з власним каналом

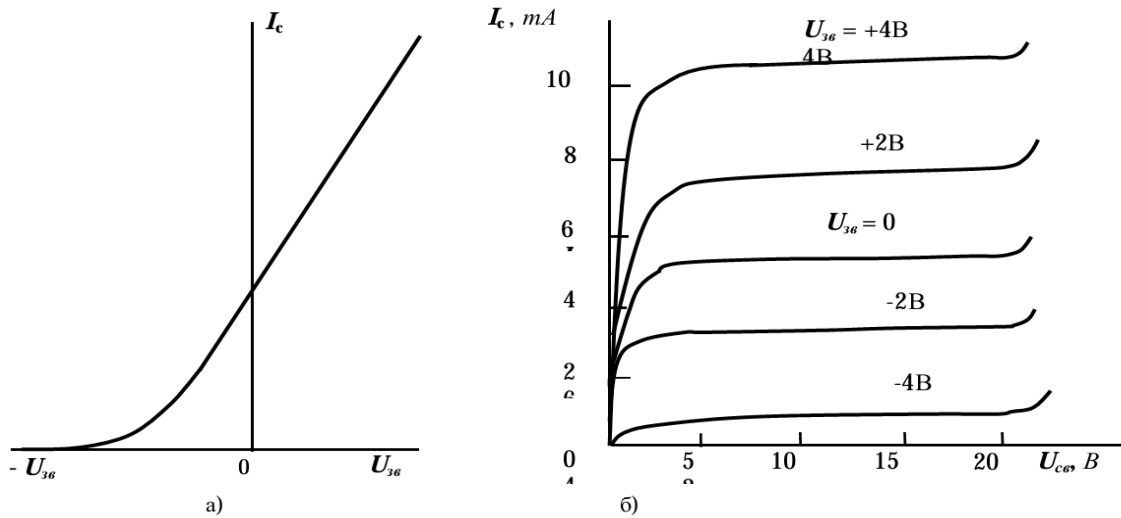
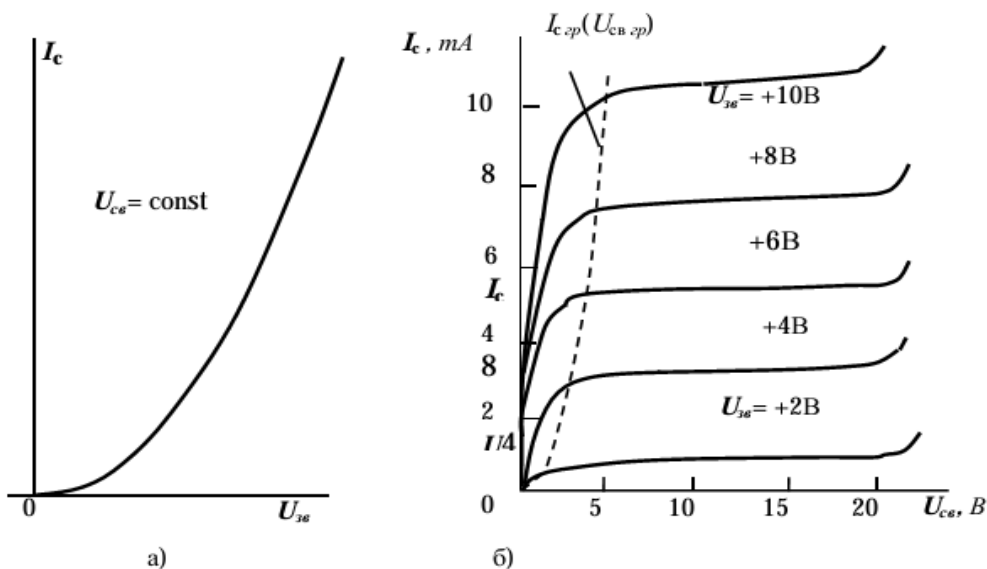


рисунок 4.8

Транзистор з власним каналом може працювати як в режимі збіднення, так і в режимі збагачення.

На рисунку 4.8 показані характеристики управління і вихідні(стічні) характеристики МДН-транзистора з власним каналом. З характеристик видно, що вихідні характеристики МДН-транзистора подібні вихідним характеристикам польового транзистора з управляючим р-п-переходом. Це пояснюється тим, що при зростанні напруги U_{ce} від нуля спочатку діє закон Ома і струм росте приблизно пропорційно напрузі, а потім, при деякій напрузі U_{ce} , канал починає звужуватися, особливо біля стоку. Оскільки на р-п-переході між каналом і кристалом зростає зворотна напруга, область цього переходу, збіднена носіями, розширюється, і опір каналу збільшується. Таким чином, на струм стоку діють два взаємно протилежних впливи: від збільшення U_{ce} струм повинен зростати за законом Ома, але від збільшення опору каналу струм зменшується. В результаті струм залишається майже постійним до такої напруги U_{ce} , при якій настає електричний пробій на кристал.

Транзистор з індукованим каналом (Рисунок 4.10)



Таким чином, подібний транзистор може працювати тільки в режимі збагачення, що видно з його вихідних характеристик (рис.4.10 б) і характеристик управління(рис. 4.10 а).

Залежність вихідного струму стоку I_c від управляючої напруги на затворі $U_{зв}$ (при $U_{св} = \text{const}$) називається прохідною або передавальною характеристикою МДН-транзистора. Залежність $I_c(U_{зв})$ називають також характеристикою входу-виходу МДН-транзистора, оскільки вона зв'язує вхідну управляючу напругу $U_{зв}$ і вихідний струм I_c і визначає ефективність управління по затвору. Сімейство прохідних характеристик МДН-транзистора зображено на рисунку 4.11. Характеристики починаються в точці на осі вхідних напруг $U_{пор}$, оскільки тільки при $U_{зв} > U_{пор}$ індукуються провідний канал і з'являється вихідний струм I_c . З вихідної характеристики виходить, що із збільшенням $U_{св}$ ($|U_{св4}| > |U_{св3}| > |U_{св гр}| > |U_{св2}| > |U_{св1}|$) залежності $I_c(U_{зв})$ зміщуються вгору. Прохідні характеристики в активній підсилювальній області роботи МДН-транзистора-полога ділянка вихідної характеристики ($|U_{св}| > |U_{св гр}|$) - описується виразом $I_c = b/2 (U_{зв} - U_{пор})^2$, де b – питома крутизна характеристики. Звідси крутизна прохідної характеристики визначиться з виразу $S = d I_c / d U_{зв} = b (U_{зв} - U_{пор})$.

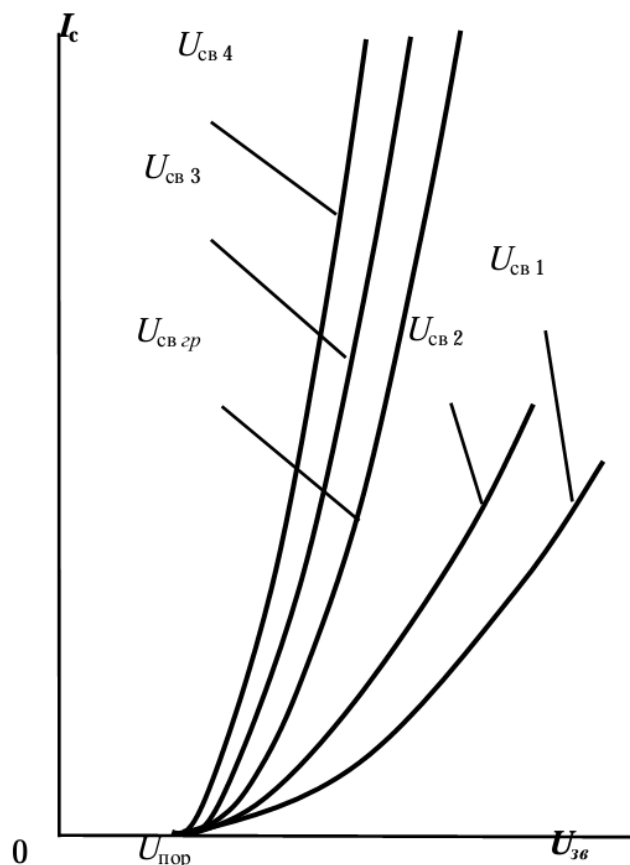
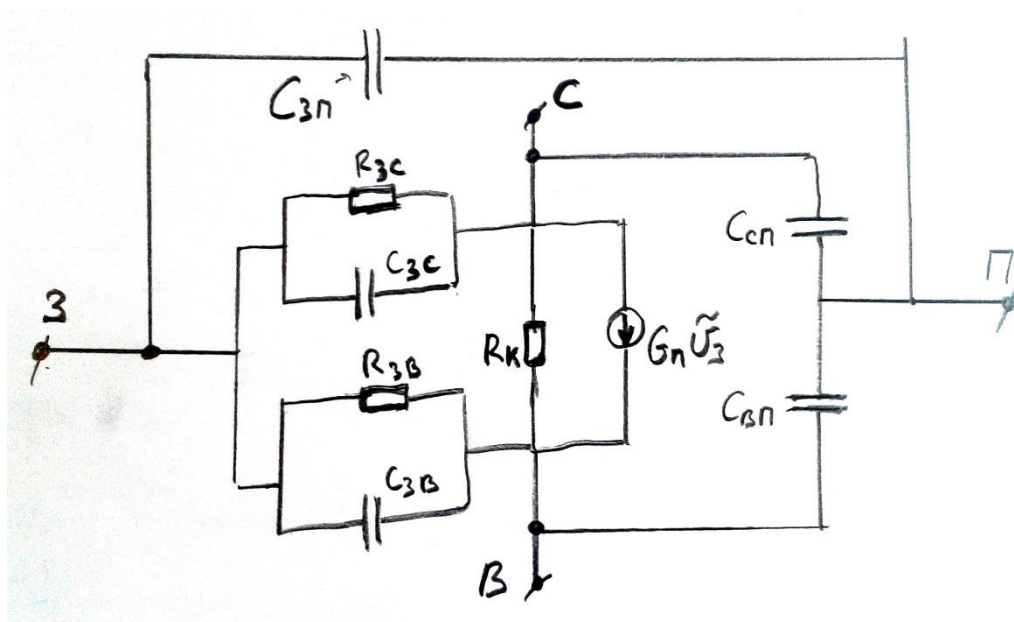


Рисунок 4.11

При $U_{зв} - U_{пор} = 1\text{В}$ значення b чисельно рівне крутизні, тобто питома крутизна – це крутизна приладу при ефективній управляючій напрузі $U_{зв} - U_{пор} = 1\text{В}$. Решта параметрів МДН-транзистора визначається аналогічно параметрам польових транзисторів з р-п-переходом.

18. Еквівалентна схема і частотні властивості польового транзистора з ізолюваним затвором, шляхи їх покращення.

Одна із найпоширеніших схем включення – схема зі спільним витоком.



G_{Π} – диференційна крутість. Вхідний опір R_{3B} – визначається струмом «утечки» через тонкий шар підзатворного діелектрика. Зазвичай цей опір є дуже великим і ним можна знехувати. Вхідна ємність $C_{3B} = \frac{\partial Q_M}{\partial V_{3B}}$, де Q_M – повний заряд на затворі. В реальних приладах тонкий шар діелектрику і затвор частково перекривають області стоку і витоку. Цей краєвий ефект дає основний вклад в прохідну ємність C_{3C} . Вихідний опір R_K – дорівнює провідності стокового р-п переходу. Вихідна ємність $C_{\text{вих}} = C_{\text{СП}} + C_{\text{БП}}$ являє собою головним чином ємності р-п переходів стока і витока, послідовно з'єднані через об'єм напівпровідникової підкладки П. Ємністю $C_{3П}$ – дуже часто нехтують і не зображують на схемі.

В канал із електрода затвора буде текти паразитний струм зміщення через ємність затвора. З ростом частоти сигналу паразитний струм буде зростати і може зрівнятися зі струмом сигналу за рахунок підсилення.

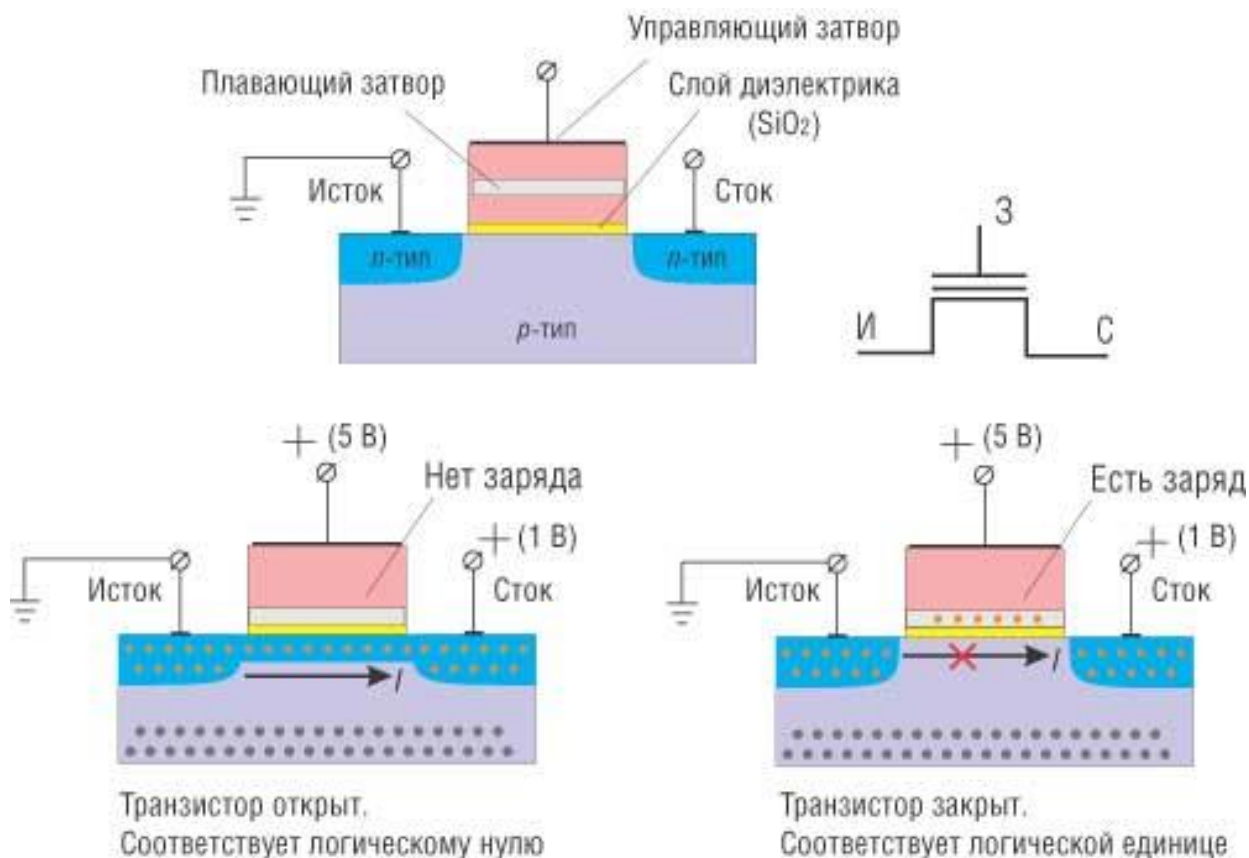
В лінійному режимі максимальна робоча частота визначається часом прольоту електронів через канал транзистора:

$$f_m = \frac{\omega_m}{2\pi} = \frac{G_{\Pi}}{2\pi C_{3B}} \cong \frac{v_s}{2\pi L} = \frac{\mu_n V_C}{2\pi L^2}$$

Зауважимо, що гранична частота транзистора оберненопропорційна квадрату довжини інверсійного каналу. Тому для підвищення швидкодії необхідно переходити до субмікронних довжин каналу.

19. Транзистори з плаваючим затвором. Енергонезалежна пам'ять на польових транзисторах.

Транзистор з плаваючим затвором – різновид МОН-транзистора, використовується в енергонезалежній пам'яті.



Затвор транзистора знаходиться вглибині діелектрика і віддалений від контактів. Так ел-ни з малою енергією не потрапляють на нього. Поруч з ним розташований керуючий затвор, напруга на якому розганятиме електрони. Останні проходять на плаваючий затвор і можуть залишатись на ньому тривалий час (до десятків років) без зовнішніх напруг. Аналогічно протилежного знаку поле на керуючому затворі викличе стікання заряду з плаваючого.

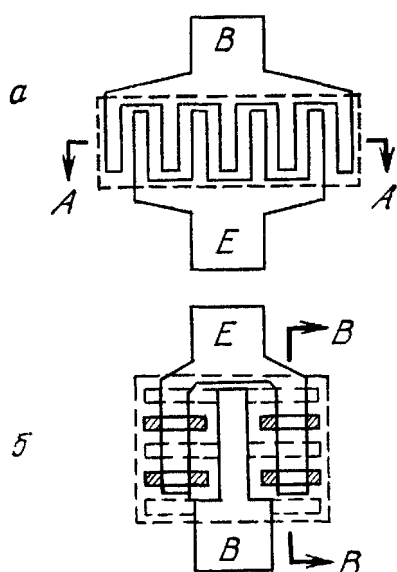
В залежності від того, заряджений чи ні плаваючий затвор детектують 0 чи 1.

20. Особливості біполярних та польових потужних транзисторів.

Існує декілька проблем які виникають про проектуванні потужних транзисторів:

1) Тепловідвід – оскільки через потужні транзистори має протікати досить значний струм це приводить до виділення великої кількості теплоти, що є небажаним. Для уникнення цього площі кристалів у транзисторах роблять достатньо великими. Зазвичай потужні транзистори розміщують на металевих пластинах або радіаторах.

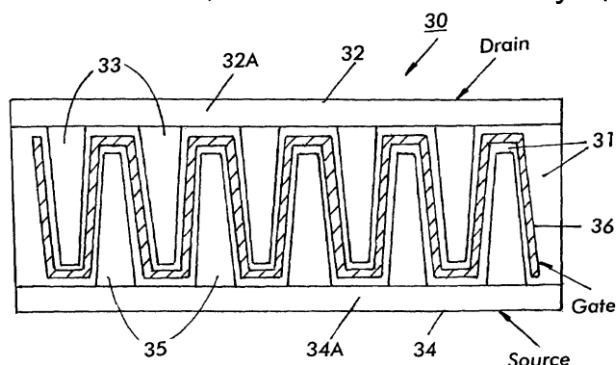
2) Відтіснення струму на периферію емітера (пов'язано з значним падінням потенціалу вздовж Б-Е переходу при великій інжекції) для уникнення цього використовують наступні структури: а – зустрічноштирьова, б- багатоемітерна



3) Потрібно зменшувати опір колектора

4) Необхідно враховувати ефекти термоциклювання(тобто циклічних змін температур) при монтажі кристала в корпус

Для силових польових транзисторів також застосовують зустрічно-штирьову структуру, але з іншою метою – вона дозволяє збільшити ефективну ширину каналу у порівнянні з геометричною)// на рисунку D33 - rain – стік, 35 - Source – витік, 31 – канал по якому йде струм.



21. Фототранзистор. Оптоелектронний транзистор. Транзисторний оптрон. Магнітотранзистор.

Фототранзистор - транзистор (зазвичай біполярний), в якому інжекція нерівноважних носіїв здійснюється на основі фотоефекту внутрішнього ; служить для перетворення світлових сигналів в електричних з одночасним посиленням останніх.

Фототранзистор є монокристалічною напівпровідниковою пластиною з Ge або Si, в якій за допомогою особливих технологічних прийомів створено 3 області, званої, як і в звичайному транзисторі, емітером, колектором і базою, причому остання, на відміну від транзистора, як правило, виводу не має.

Кристал вмонтовується в захисний корпус з прозорим входним вікном. Включення фототранзистора у зовнішній електричний ланцюг подібно до включення біполярного транзистора, виконаного за схемою із загальним емітером і нульовим струмом бази.

При попаданні світла на базу (або колектор) у ній утворюються парні носії зарядів (електрони і дірки), які розділяються електричним полем колекторного переходу. В результаті в базовій області накопичуються основні носії, що призводить до зниження потенційного бар'єру емітерного переходу і збільшення (посиленню) струму через фототранзистор в порівнянні із струмом, обумовленим перенесенням лише тих носіїв, які утворилися безпосередньо під дією світла.

Основними параметрами і характеристиками фототранзистора, як і ін. фотоелектричних приладів (наприклад, фотоелемента, фотодіода) , є:

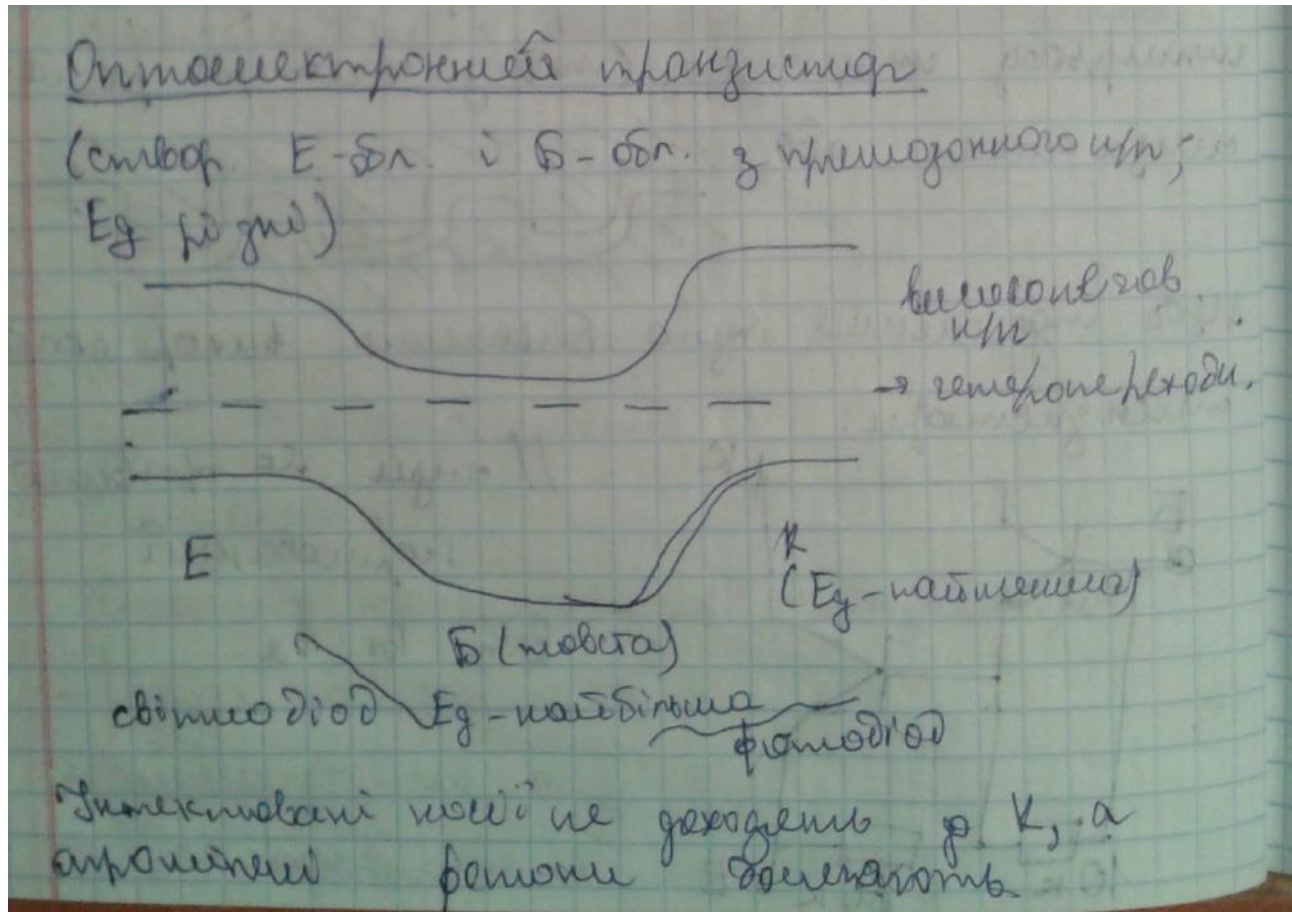
1) інтегральна чутливість (відношення фотоструму до падаючого світлового потоку), в кращих зразків Ф. (наприклад, виготовлених по дифузійній планарній технології) вона досягає 10 а/лм ;

2) спектральна характеристика (залежність чутливості до монохроматичного випромінювання від довжини хвилі цього випромінювання), що дозволяє, зокрема, встановити довгохвильовий кордон застосовності Ф.; цей кордон (залежна перш за все від ширини забороненої зони напівпровідникового матеріалу) для германієвого Ф. становить 1,7 мкм, для кремнієвого – 1,1 мкм;

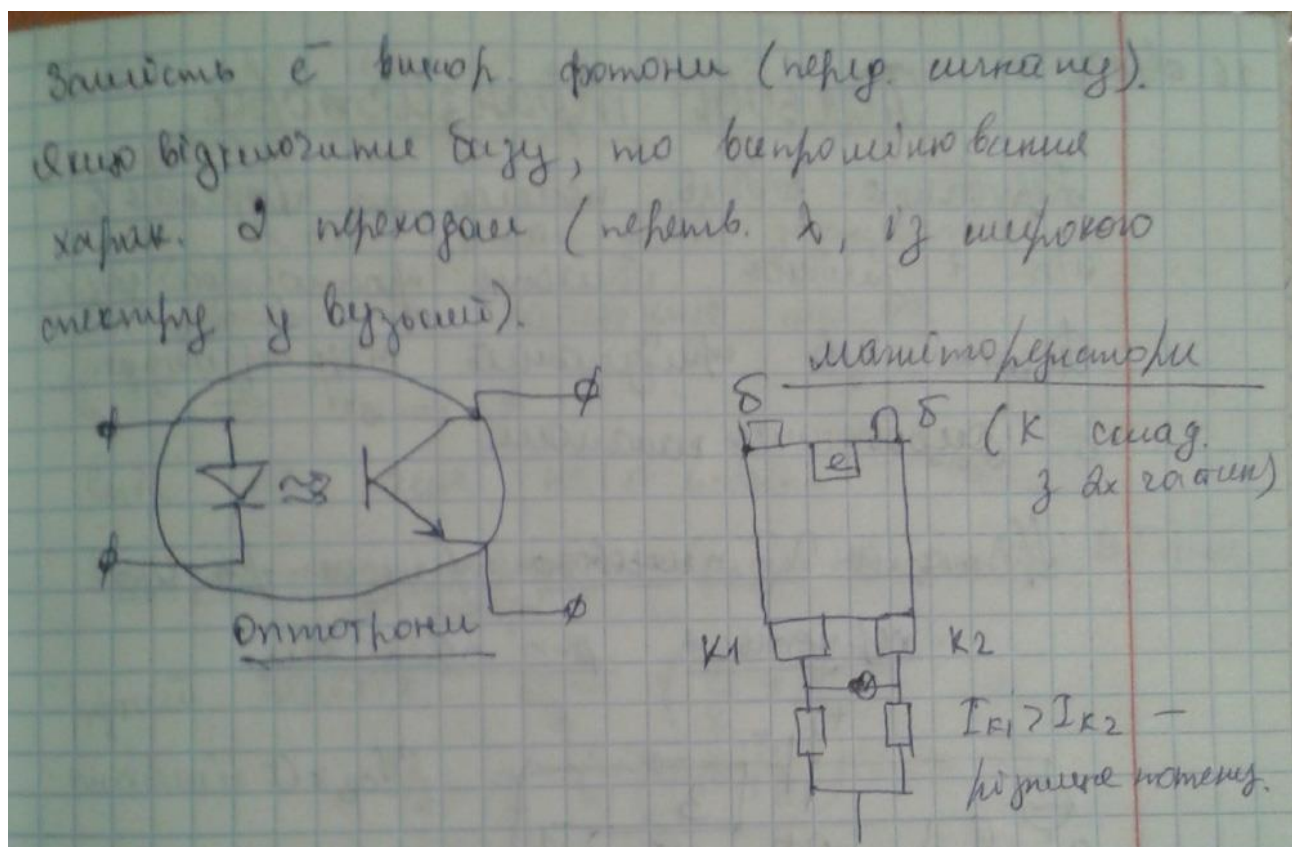
3) постійна часу (характеризуюча інерційність Ф.) не перевищує декількох сотень мксек. Крім того, Ф. характеризується коефіцієнтом посилення первинного фотоструму, досягаючим $10^2 - 10^3$.

Високі надійність, чутливість і тимчасова стабільність параметрів Ф., а також його малі габарити і відносна простота конструкції дозволяють широко використовувати Ф. у системах контролю і автоматики – як датчики освітленості, елементи гальванічної розв'язки і т.д . З 70-х рр. 20 в, розробляються польові Ф. (аналоги польових транзисторів)

Оптоэлектронный транзистор



Транзисторний оптрон



Транзисторные оптопары (рис. 6, с) рядом своих свойств выгодно отличаются от других видов оптронов. Это прежде всего схемотехническая гибкость,

проявляющаяся в том, что коллекторным током можно управлять как по цепи светодиода (оптически), так и по базовой цепи (электрически), а также в том, что выходная цепь может работать и в линейном и в ключевом режиме. Механизм внутреннего усиления обеспечивает получение больших значений коэффициента передачи тока K_i , так что последующие усилительные каскады не всегда необходимы. Важно, что при этом инерционность оптопары не очень велика и для многих случаев вполне допустима. Выходные токи фототранзисторов значительно выше, чем, например, у фотодиодов, что делает их пригодными для коммутации широкого круга электрических цепей. Наконец, следует отметить, что все это достигается при относительной технологической простоте транзисторных оптопар.

Тиристорные оптопары (рис. 6, b) наиболее перспективны для коммутации силовых высоковольтных цепей: по сочетанию мощности, коммутируемой в нагрузке, и быстродействию они явно предпочтительнее Т2-оптопар. Оптопары типа АОУ103 предназначены для использования в качестве бесконтактных ключевых элементов в различных радиоэлектронных схемах: в цепях управления, усилителях мощности, формирователях импульсов и т. п.

Оптопара или оптрон — электронный прибор, состоящий из излучателя света (обычно — светодиод, в ранних изделиях — миниатюрная лампа накаливания) и фотоприёмника (биполярных и полевых фототранзисторов, фотодиодов, фототириستоров, фоторезисторов), связанных оптическим каналом и как правило объединённых в общем корпусе. Принцип работы оптрона заключается в преобразовании электрического сигнала в свет, его передаче по оптическому каналу и последующем преобразовании обратно в электрический сигнал.

Магнітотранзистор

Из известных полупроводниковых преобразователей магнитного поля наиболее перспективными считаются магниточувствительные транзисторы — приборы, обладающие высокой чувствительностью и разрешающей способностью.

Магнитотранзисторами (МТ) называются транзисторы, конструктивные и рабочие параметры которых оптимизированы для получения максимальной чувствительности коллекторного тока к магнитному полю. (В зарубежной литературе магнитотранзисторы иногда называют магнисторы).

В зависимости от того, параллельно или перпендикулярно технологической поверхности кристалла протекает рабочий ток, магнитотранзисторы условно подразделяются на вертикальные и горизонтальные (латеральные) магнитотранзисторы.

Вертикальные магнитотранзисторы (ВМТ) могут реагировать лишь на

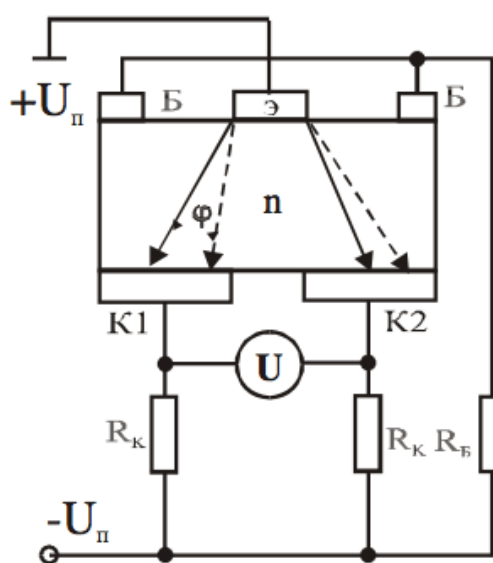
лежащую в плоскости кристалла (продольную) компоненту магнитного поля, а горизонтальные (ГМТ) – также и на перпендикулярную этой плоскости поперечную компоненту.

В зависимости от того, к перпендикулярной или параллельной составляющей (относительно технологической поверхности) магнитного поля чувствительны магнитотранзисторы, они делятся соответственно на поперечные и продольные.

В зависимости от природы переноса неосновных носителей заряда в базе, магнитотранзисторы, в свою очередь, делятся на диффузионные и дрейфовые.

4.1. Биполярные магнитотранзисторы

Обычный биполярный транзистор представляет собой полупроводниковую структуру $p-n-p$ или $n-p-n$ типа с контактами в каждой из этих областей. Обычно один $p-n$ переход (эмиттер) включается в прямом направлении и является источником неравновесных носителей. Второй $p-n$ переход (коллектор) включается в обратном направлении. Сопротивление коллектора модулируется неравновесными носителями, инжектированными из эмиттера. Центральный слой транзисторной структуры называется базой. Коэффициент усиления транзистора определяется коэффициентом переноса β , коэффициентом инжекции γ и коэффициентом усиления коллектора α_K (отношением изменения тока коллектора к изменению тока неосновных носителей заряда, дошедших до коллектора)



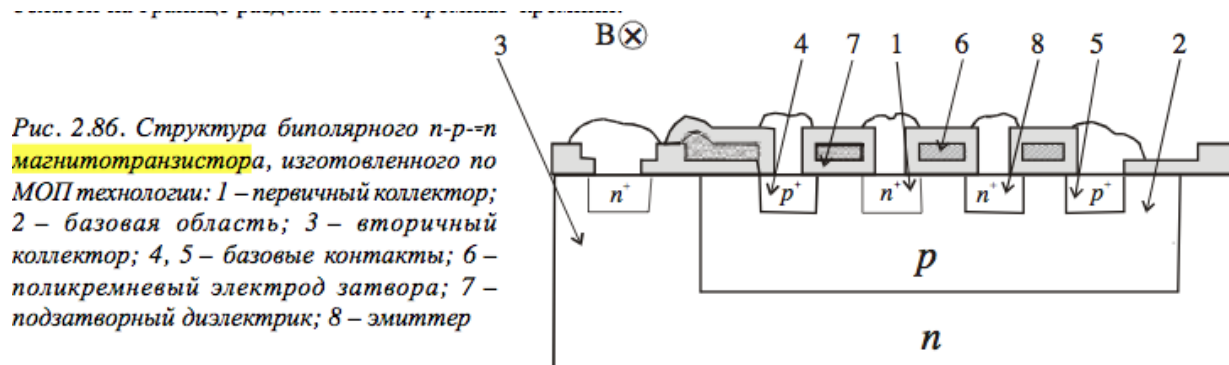
Двухколлекторные магнитотранзисторы

Для изготовления магнитотранзисторов используются все современные технологии, применяемые в производстве интегральных микросхем: биполярная эпитаксиально-планарная, МОП и др.

Двухколлекторный магнитотранзистор (ДМТ) представляет собой обычный «торцевой» биполярный $p-n-p$ транзистор, коллектор которого разделен на две части

Биполярный горизонтальный $n-p-n$ магнитотранзистор (рис. 2.86) имеет n -область первичного коллектора 1, расположенную внутри базовой области p типа 2, а также вторичный коллектор 3, которым служит подложка n типа с

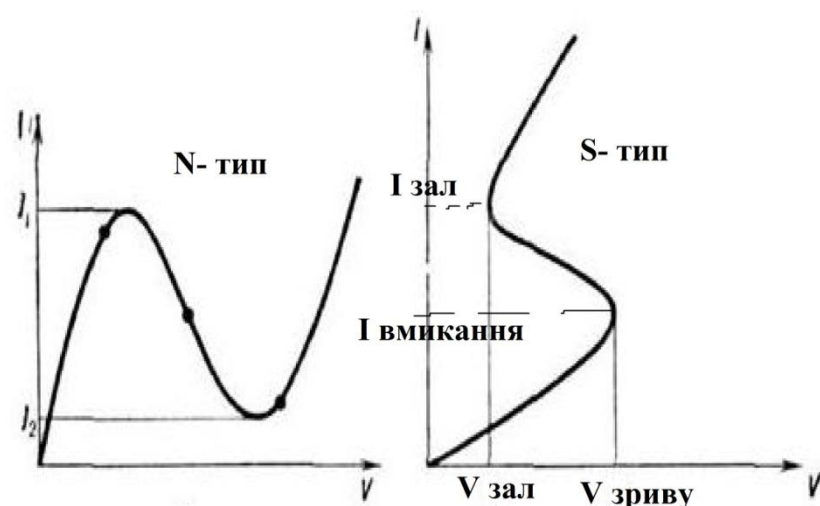
кольцевой диффузионной n^+ областью. В отличие от магнитодиода он имеет два отдельных полосковых базовых контакта 4, 5, расположенных по краям базовой области 2, через которые задается ток смещения. Переход эмиттер–база смещается в прямом направлении, а переходы база – первичный коллектор и база–вторичный коллектор – в обратном направлении. На поверхности структуры располагается поликремневый электрод затвора 6, расположенный на подзатворном диэлектрике 7, на который подается отрицательное смещение относительно области базы, чтобы уменьшить рекомбинацию неосновных носителей в базовой области на границе раздела окисел кремния–кремний



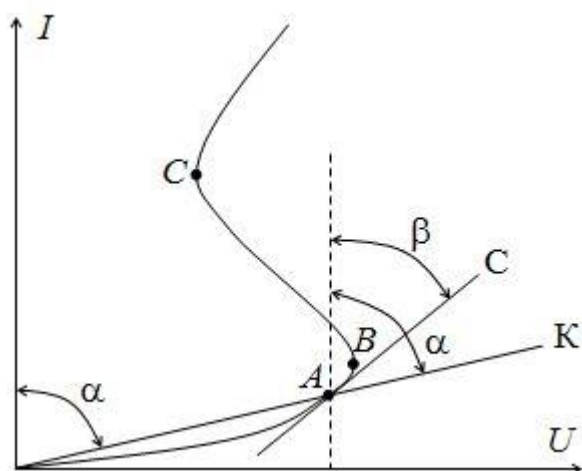
22. Прилади з від'ємним диференціальним опором (ВДО). Статичний та динамічний ВДО. ВАХ S та N – типу. Приклади.

Перемикаючими називають напівпровідникові прилади, вольт-амперна характеристика яких має ділянку з від'ємним диференціальним опором і які використовують для перемикавання. До перемикаючих приладів відносять динистори, тиристори, симістори, лавинний транзистор, тунельний діод, діод Ганна та одноперехідні транзистори. Такі прилади на ВАХ мають ділянку з $\frac{dI}{dV} < 0$ (де напруга зменшується із протіканням струму). В однорідному зразку напівпровідника в області існування ВДО нестійкість може призводити до розбиття зразка на ділянки сильного і слабого поля (доменна нестійкість) для характеристики N-типу або шнурування струму по перетину зразка для характеристики S-типу. Прилади, що керуються струмом (S-тип: декілька значень струму при одній напрузі), що кер. напругою (N-тип: декілька зн-нь напруги при одному I). Оскільки, нелінійні елементи не можна

охарактеризувати одним параметром, то розглянемо безінерційний нелінійний елемент, його статична ВАХ, знята при постійному струмі і напрузі, збігається з динамічною характеристикою, що відображає зв'язок між миттєвими значеннями струму і напруги. У цьому випадку нелінійний елемент



характеризується двома параметрами: статичним опором $R_{ст} = \frac{U}{I}$ та диференціальним опором $R_{диф} = \lim_{\Delta I \rightarrow 0} \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{dU}{dI}$. $R_{ст}$ визначається тангенсом кута α , а $R_{диф}$ – тангенсом β . Статичний і



диференціальний опори не рівні один одному і залежать від положення робочої точки на ВАХ. Статичний опір у некерованого елемента завжди скінченний і додатний. Диференціальний опір може дорівнювати нулю (точка B), нескінченності і навіть ставати від'ємним (ділянка BC). У разі інерційного нелінійного елемента співвідношення між струмом і напругою в загальному вигляді

залежить не тільки від співвідношення їх величин, а й від їх похідних та інтегралів за часом. Тому вводять поняття про динамічний опір, який є опором для змінної складової струму. Якщо період змінного струму дуже малий у

порівнянні з постійною часу зміни величини нелінійного елемента, то динамічний опір дорівнюватиме статичному ($R_{\text{дин}} = R_{\text{ст}}$). А якщо період великий - то диференціальному ($R_{\text{дин}} = R_{\text{диф}}$).

Розг. інжекційні діоди S-типу: $I = I_s [\exp(\frac{q(V - Ir_{\text{бази}})}{kT}) - 1]$, на р-п переході: $V_0 = V - Ir_{\text{бази}} = V - V_{\text{бази}}$, де $V_{\text{бази}} = \int_0^w \xi(x) dx$. З-за великого рівня інжекції: $\sigma(I) = \sigma_0 [1 + (\frac{I}{I_0})^\chi]$, де I_0 визначається параметрами матеріалу, властивостями

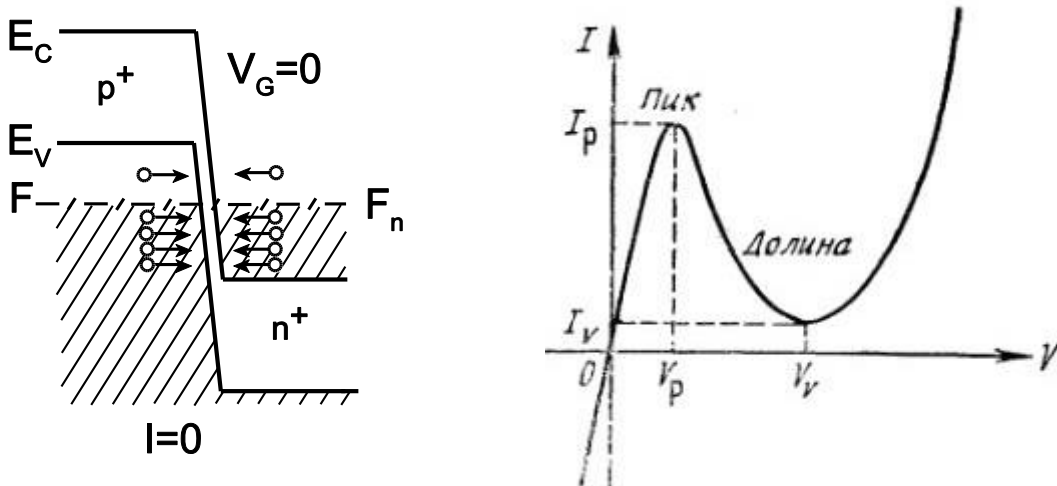
омічного контакту, геометрії. Тому $R_{\text{діода}}^{\text{диф}} = \frac{dV}{dI} = \frac{kT}{q(I + I_s)} + \frac{1 + (1 - \chi)(\frac{I}{I_0})^\chi}{\sigma_0 [1 + (\frac{I}{I_0})^\chi]^2}$, тобто при

зростанні I , $r_{\text{бази}} \downarrow$ ($\sigma \uparrow$) з-за рахунок інжекції (модуляція бази) → зменшення напруги → \uparrow падіння V на рп – переході → ще більше $r_{\text{бази}} \downarrow$ (зворотний зв'язок). // $I \uparrow \rightarrow \sigma \uparrow, V_0 \uparrow \rightarrow I \uparrow$

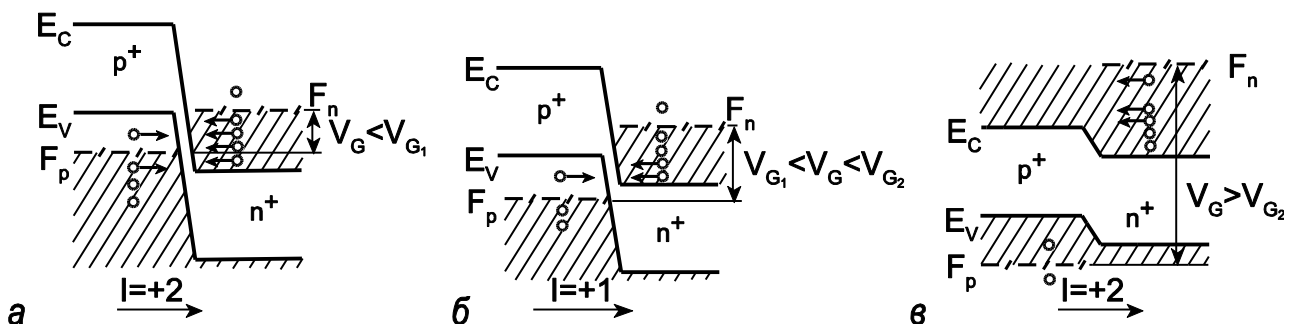
//Механізми утворення ВДО для інжекційного діоду - питання 27.

23. Тунельный диод. Принцип дії і характеристики; обернені діоди.

Тунельным диодом называют полупроводниковый диод на основе $p^+ - n^+$ перехода с сильнолегированными областями, на прямом участке вольт-амперной характеристики которого наблюдается n -образная зависимость тока от напряжения. Если концентрация доноров и акцепторов в эмиттере и базе диода будет $N_A, N_D \sim 10^{20} \text{ см}^{-3}$, то концентрация основных носителей будет много больше эффективной плотности состояний в разрешенных зонах $p_{p0}, n_{n0} \gg N_C, N_V$. В этом случае уровень Ферми будет находиться в разрешенных зонах p^+ и n^+ полупроводников.



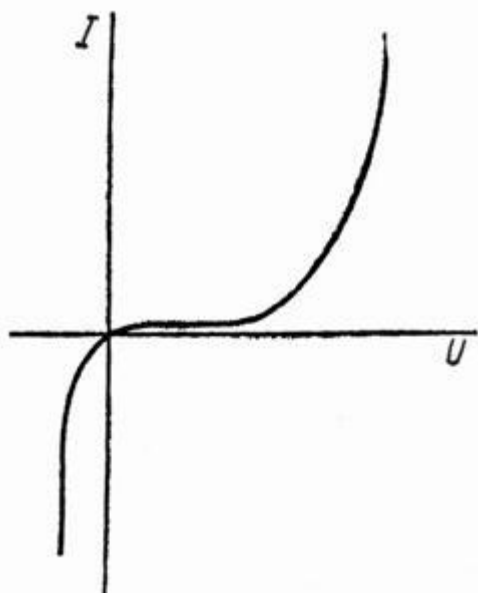
$V < 0$: При обратном напряжении ток в диоде обусловлен туннельным переходом электронов из валентной зоны на свободные места в зоне проводимости. Поскольку концентрация электронов и число мест велики, то туннельный ток резко возрастает с ростом обратного напряжения. $V > 0$: С позиции анализа токов для диффузионного тока (прямого) имеет место большая высота потенциального барьера. При прямом напряжении ток в диоде обусловлен туннельным переходом электронов из зоны проводимости на свободные места в валентной зоне. По мере роста напряжения число свободных мест возрастает и ток растет с ростом напряжения. Туннельный ток достигает максимума, когда все свободные места в валентной зоне оказываются по энергии напротив энергетических уровней, занятых электронами в зоне проводимости. Затем, по мере роста прямого напряжения, число этих свободных мест начинает уменьшаться, поскольку по энергии напротив уровней, занятых электронами в зоне проводимости оказываются состояния в запрещенной зоне.



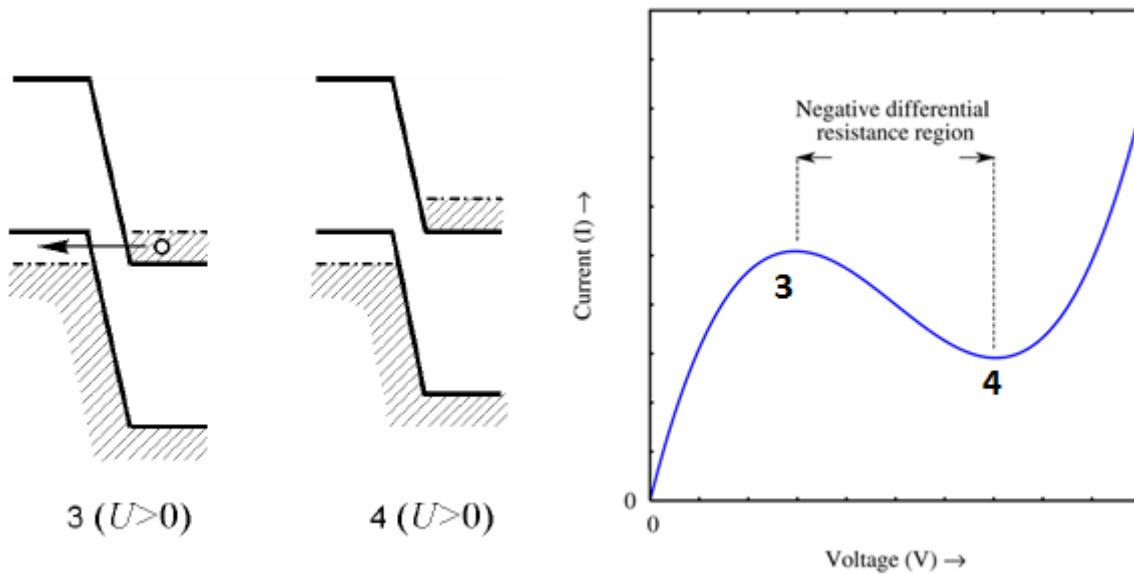
По мере дальнейшего увеличения напряжения туннельный ток уменьшается с ростом напряжения и превращается в ноль, когда запрещенная зона p^+ полупроводника будет находиться по энергии напротив уровней, занятых электронами в зоне проводимости. При дальнейшем росте прямого напряжения появляется компонента обычного диффузионного тока p - n перехода.

Рассмотрим вольт-амперные характеристики p - n перехода в особом случае, когда энергия Ферми в электронном и дырочном полупроводниках совпадает с дном зоны проводимости или вершиной валентной зоны или находится на расстоянии $\pm kT/q$ от них. В этом случае вольт-амперные характеристики такого диода при обратном смещении будут точно такие же, как и у туннельного диода, то есть при росте обратного напряжения будет быстрый рост обратного тока. Что касается тока при прямом смещении, то туннельная компонента ВАХ будет полностью отсутствовать в связи с тем, что нет полностью заполненных состояний в зоне проводимости. Поэтому при прямом

смещении в таких диодах до напряжений, больше или равных половине ширины запрещенной зоны, ток будет отсутствовать. С точки зрения выпрямительного диода вольт-амперная характеристика такого диода будет инверсной, то есть будет высокая проводимость при обратном смещении и малая при прямом. В связи с этим такого вида туннельные диоды получили название обращенных диодов.



24. Характеристики тунельного діода в області від'ємної диференціальної провідності. Конструктивні особливості. Застосування.



Якщо прикладена напруга зменшує висоту потенціального бар'єра, рівень Фермі в напівпровіднику n - типу піднімається відносно рівня Фермі в напівпровіднику p - типу. За малих напруг це приводить до того, що навпроти заповнених станів зони провідності n - напівпровідника виявляється частина енергетичної смуги вільних рівнів валентної зони p - напівпровідника (рис. 1.5, 3). При цьому з'являється потік електронів від n - до p - області напівпровідника. Струм, який відповідає цьому потоку буде збільшуватися зі збільшенням напруги доти, доки рівень Фермі n - напівпровідника не зрівняється зі стелею валентної зони p - напівпровідника. Подальше збільшення напруги призводить до зменшення тунельного струму оскільки зменшується кількість електронів, здатних тунелювати у валентну зону тому, що частина заповненої електронами енергетичної смуги зони провідності n - напівпровідника виявляється вище стелі валентної зони p - напівпровідника, тобто навпроти забороненої зони. Коли дно зони провідності n - напівпровідника зрівняється зі стелею валентної зони p - напівпровідника тунельний струм зменшується до нуля. Повний струм у тунельному діоді при цьому до нуля не спадає, оскільки за таких напруг починають проявлятися надбар'єрні переходи носіїв заряду, тому, пройшовши через мінімум повний струм знову зростає. Як видно з рис. 1.5, ВАХ $p-n$ переходу між виродженими напівпровідниками характеризується різким зростанням струму для зворотного напрямку і наявністю екстремумів в прямому напрямку. Існує діапазон прямої напруги де диференційний опір $p-n$ переходу від'ємний.

Тунельний струм може бути записаний у вигляді:

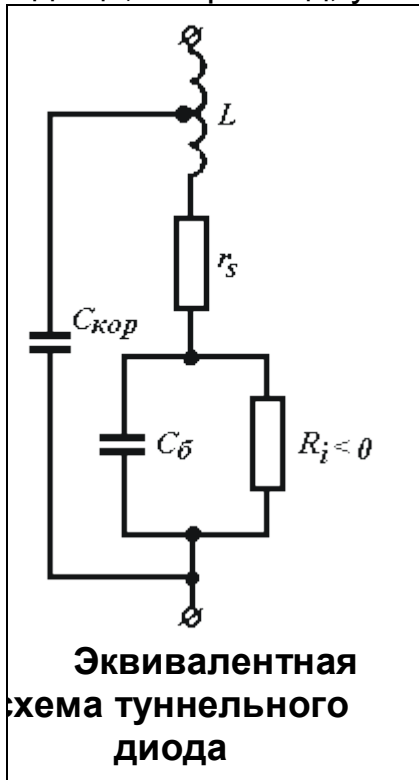
$$j \sim U(\xi_n + \xi_p - qU)^2$$

Напруга, при якій має місце максимум тунельного струму дорівнює 13

$U_{\text{макс}} = \frac{1}{3q} (\xi_n + \xi_p)$, а напруга при якій тунельний струм прямує до нуля -

$U_{\text{мін}} = (\xi_n + \xi_p)/q$. Таким чином, статична ВАХ тунельного діода дозволяє оцінити рівень легування напівпровідників.

При негативній диференційній провідності в елементі кола виникають передумови для різного типу нестійкостей, що можуть бути використані, наприклад, для створення генераторів коливань. Тунельні діоди відносно стійкі до іонізуючого випромінювання, в порівнянні з іншими діодами. Це робить їх придатними для застосування в середовищах з високими рівнями радіації, наприклад, у космосі.



На рис. приведена эквивалентная схема туннельного диода по переменному току. Она состоит из барьерной емкости р-п-перехода C_δ ; динамического (отрицательного) сопротивления R_i - величины обратной крутизне ВАХ; сопротивления кристалла полупроводника, контактов и подводящих проводов r_s ; индуктивности выводов диода L - полной последовательности индуктивности диода при заданных условиях и емкости корпуса $C_{кор}$. Емкость между выводами диода :

$$C = C_\delta + C_{кор}$$

Полное сопротивление схемы при данной частоте ω :

$$Z = r_s + \frac{-R_{i\min}}{1 + \omega^2 C^2 R_{i\min}^2} + j\omega \left(L \frac{C R_{i\min}^2}{1 + \omega^2 C^2 R_{i\min}^2} \right),$$

$$\text{где } R_{i\min}^2 = 1/C.$$

Приравняв к нулю действительную часть полного сопротивления, находим предельную частоту, на которой туннельный диод способен генерировать колебания:

$$f_{\text{пред}} = \frac{1}{2\pi R_{i\min} C} \sqrt{\frac{R_{i\min}}{r_s} - 1}.$$

Максимальное значение предельной частоты $f_{\text{max}} = 1/4\pi r_s C$ получается при $R_{i\min} = 2r_s$. Следовательно, частотные свойства туннельного диода определяются постоянной времени $r_s C$.

Для изготовления туннельных диодов применяются различные полупроводниковые материалы: германий, кремний, арсенид галлия, фосфат индия, арсенид индия, антимонид индия и антимонид галлия. Выбор материала в значительной степени определяется требуемыми параметрами прибора. Наиболее перспективным материалом является арсенид галлия, обладающий наилучшими параметрами. Для германиевых диодов в качестве доноров используют фосфор или мышьяк, а в качестве акцепторов — галлий или алюминий. Для арсенид-галлиевых - олово, свинец, серу, селен, теллур (доноры), цинк, кадмий (акцепторы). Для получения узкого р-п-перехода применяется метод сплавления или диффузии примесей.

25. Лавино-пролітний діод. Розрахунок імпедансних характеристик. ЛПД у наближенні малого сигналу.

Зі старих шпор: Лавинно-пролітний діод (ЛПД) - це напівпровідниковий НВЧ-діод, в якому для отримання носіїв заряду використовується лавинне множення (ударна іонізація) в області електричного переходу і взаємодія цих носіїв із змінним полем в переході протягом часу прольоту. ЛПД відносяться до класу двополюсників, що володіють від'ємним опором на затискачах, що дозволяє використовувати ЛПД для створення генераторів і підсилювачів. Від'ємний опір ЛПД виявляється лише на досить високих частотах лише в статичному режимі. Причиною цього є наявність фазового зсуву між струмом і напругою на ЛПД.

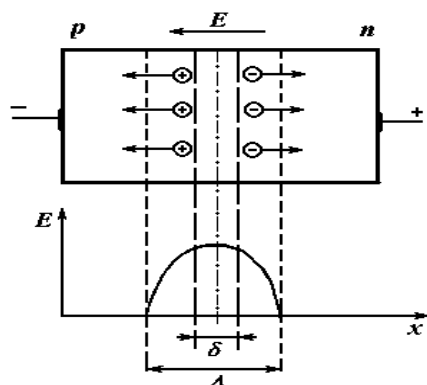


Рис. 7.1. Схема ЛПД і розподілу напруженості електричного поля: Δ - ширина замикаючого шару; δ - ширина шару множення

На рис. 7.1 показана схема плавного рп-переходу ЛПД і розподілу електричного поля в переході. На діод подається зворотня напруга такої величини, що робоча точка зміщується в область лавинного множення. У рп-перехід починається процес ударної іонізації атомів кристалічної решітки рухливими носіями заряду і утворення нових пар електронів і дірок. З цим явищем пов'язаний різке зростання зворотного струму переходу, званий лавинним пробоем.

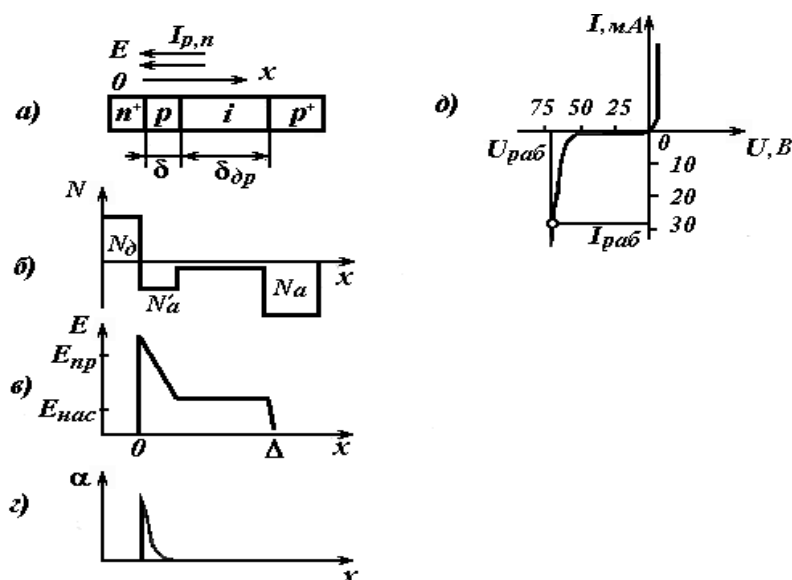


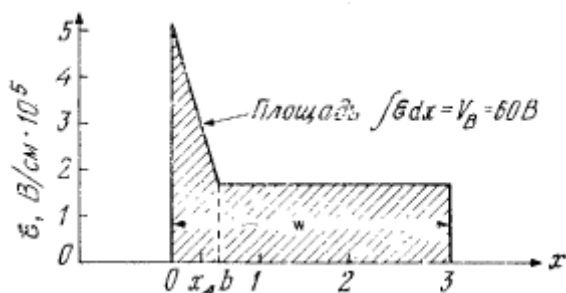
Рис. 7.2 Структура лавинно-пролітного діода (а) і розподіл в ньому концентрації домішки (б), електричного поля (в), коефіцієнта ударної іонізації (г), а також вольт-амперна характеристика ЛПД

Максимальна напруженість електричного поля має місце в області р+-п-перехода (рис. 7.2. В). Електричне поле різко спадає у п-області і залишається практично постійним в і-слоє, який повністю збіднений при великих зворотних напругах. Якщо зворотню напругу збільшувати, то електричне поле в переході перевищить значення пробивної напруженості $E_{пр}$, при якій коефіцієнт ударної іонізації α досягає великих значень (порядку 10^5 см^{-1}).

взято з Зі: На даний час ЛПД є одним з найпотужніших твердотільних джерел НВЧ-випромінювання, ЛПД можуть генерувати в безперервному режимі найбільшу потужність в діапазоні частот, що відповідає міліметровим довжинам

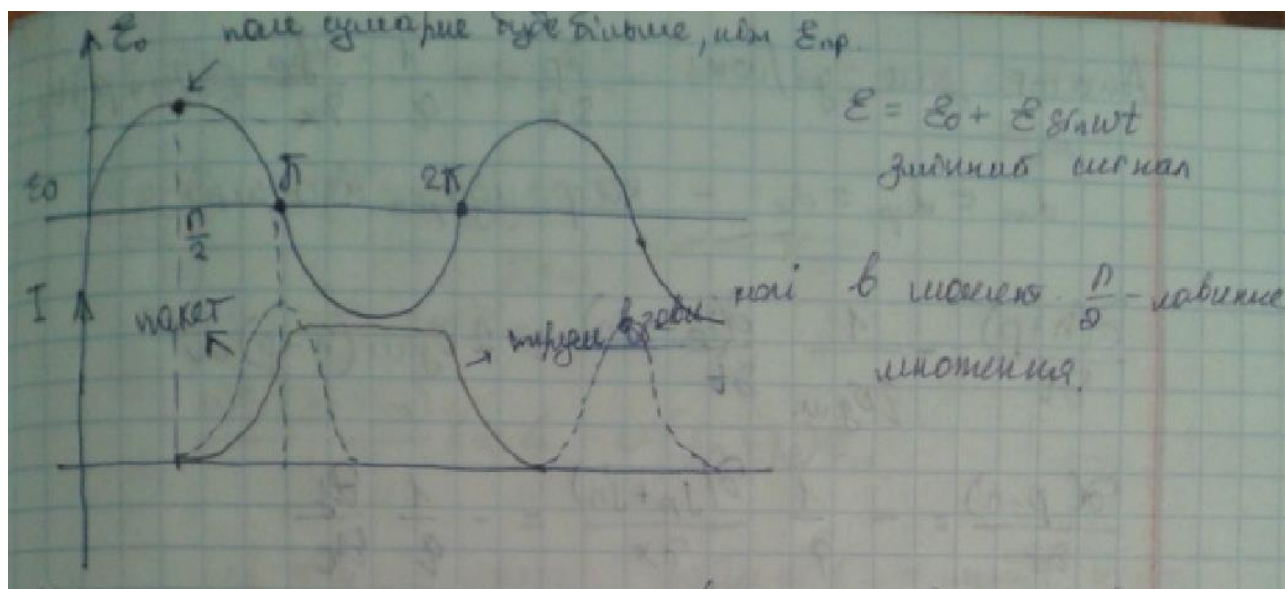
хвиль (більше 30 ГГц). Труднощі: 1) великий рівень шуму, 2) необхідність детального обрахунку кіл (щоб уникнути розстройки чи навіть перегорання діода). Тепер буду писати те, що в конспекті:

На відміну від лавинного діода, він має від'ємний опір лише в певний ділянці частот НВЧ діапазоні (на змінному сигналі). Рід запропонував діод такої структури : $n^+ - p - i - p^+$, $p^+ - n - i - n^+$, i - власна область. Цей діод було створено в 1964. Розглянемо принцип роботи такого діода.



такий розподіл поля тут.

Якщо прикласти зворотню напругу(якщо поле менше пробую) -> зворотній струм малий. Від 0 до x виконана умова лавинного множення. $\epsilon_0 < \epsilon_{\text{пробую}}$ (поле близьке до поля пробую). Крім постійної напруги, прикладена мала змінна напруга.



В момент часу $\frac{\pi}{2}$ починається лавине множення. Постійне поле прискорює носії, а змінне гальмує.

Умови, за яких виникає від'ємний диференціальний струм. Будемо розглядати малосигнальні параметри. Знайдемо повний опір . $Z = \frac{V}{I}$, $Z = Z_m + Z_{\text{дрейфу}} + r_s$

$$Z_m = \frac{1}{i\omega C_m} \left(\frac{1}{1 - \frac{w_p^2}{w^2}} \right), \quad Z_{\text{дрейфу}} = \frac{(w - x_m)^2}{2v_{\text{др.макс}} \epsilon_0 \epsilon_s S} \frac{1}{1 - \frac{w^2}{w_p^2}} + \frac{i}{\omega C_{\text{др}}} \frac{1}{\frac{w_p^2}{w^2} - 1}$$

$$Z = \frac{(w - x_m)^2}{2v_{\text{др.макс}} \epsilon_0 \epsilon_s S} \left(\frac{1}{1 - \frac{w^2}{w_p^2}} \right) + \frac{i}{w} \left(\frac{1}{C_m} + \frac{1}{C_{\text{дрейфу}}} \right) \frac{1}{\frac{w_p^2}{w^2} - 1} + r_s, \quad \frac{1}{C_m} + \frac{1}{C_{\text{дрейфу}}} = \frac{1}{C} -$$

ємність діода

Змінюючи постійний струм, можна змінювати частоту резонатора.

Малосигнальні наближення, які використовувалися при виведенні повного опору:

1) $\rho = \rho_0 + \rho_1 e^{i\omega t}$; 2) $\varepsilon(t) = \varepsilon_0 + \varepsilon_1 e^{i\omega t}$, ε_1 – амплітуда поля; 3) оскільки область множення маленька, нехтували запізненням сигналу в області множення; 4) оскільки в області дрейфу мала концентрація неосновних носіїв, нехтуємо рекомбінацією; 5) розглядаємо область малих прольотних кутів.

Переваги ЛПД: частотний діапазон; хоч цей діод і не дуже потужний, проте займає певний частотний діапазон. Недоліки цих діодів: за рахунок лав.-прол. виникає велика концентрація носіїв, яка в різний час різна => великий рівень шуму

26. Лавинно-пролітний діод. Характеристики та застосування ЛПД.

Лавинно-пролітні діоди. Принцип роботи ІМРАТТ-діодів засновується на наступному ефекті. При прольоті носіїв через напівпровідникову структуру за певних умов є можливим лавинне помноження носіїв (така собі вторинна електронна емісія в напівпровідник). Коли перехід долають кілька носіїв, можлива затримане в часі поява відємного опору. Затримка визначається відносним відставанням процесів «прольотного запізнення» (залежить від швидкості дрейфу) та «лавинного запізнення» (залежить від швидкості наростання лавинного струму). Такі ефекти спостерігаються лише на високих частотах, причому сума цих характеристичних часів запізнення дорівнює півперіоду коливань. ЛПД є одним з самих потужних твердотільних джерел НВЧ коливань. ЛПД може генерувати в неперервному режимі найбільшу потужність в діапазоні частот, що відповідають міліметровим довжинам хвиль (тобто більше 30 ГГц). Труднощі при роботі ЛПД в зовнішньому ланцюгу: 1) високий рівень шуму; 2) необхідність ретельного розрахунку ланцюгів (щоб уникнути розузгодження або навіть перегорання діоду, оскільки реактивність велика і сильно залежить від амплітуди осциляцій).

В діоді Ріда область лавинного помноження розміщена на одному кінці відносно високоомного шару, що служить дрейфовим пролітним простором для генерованих носіїв заряду: $p^+-n-i-n^n$ або $n^+-p-i-p^+$

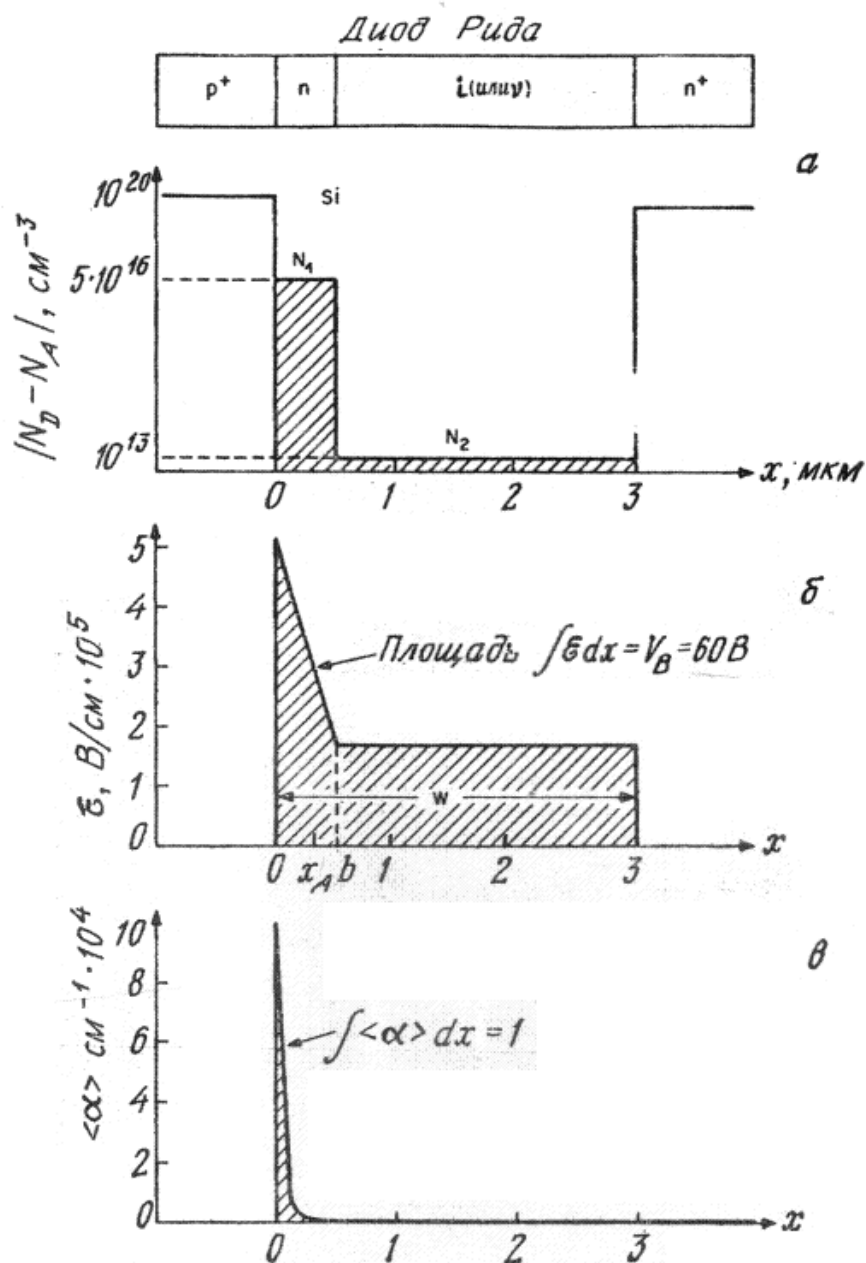
Через сильну залежність коефіцієнтів ударної іонізації від напруженості електричного поля область лавинного помноження сильно локалізована, тобто практично весь процес помноження носіїв відбувається в вузькому шарі високого поля від 0 до x_A , де x_A - ширина області помноження.

Падіння напруги на області помноження - V_A .

Оптимальна густина струму і максимальний ККД лавинно пролітних діодів сильно залежать як від x_A , так і від V_A .

Шар поза областю помноження ($x_A \leq x \leq W$) називається областю Дрейфа

В ідеальному р-і-п діоді область лавинного помноження займає всю ширину шару власної концентрації. Однак в діодах Ріда та р-п переходах область помноження носіїв насправді дуже вузька й розташована поблизу фізичної (металургічної) межі переходу. Має сенс означати ширину області помноження для звичайного ЛПД-діода, для діодів Ріда, діодів з різким асиметричним переходом та діоду з двошаровою базою (особливість форми бар'єру – похилий трикутник чи прямокутний) Діод Ріда, як представник ЛПД, використовується для отримання НВЧ- коливань.



а) розподіл домішок; б) розподіл електричного поля та в) ефективної області лавинного помноження (коефіцієнт іонізації).

В ідеальному р-і-п діоді область лавинного помноження займає всю ширину шару власної концентрації. Однак в діодах Ріда та р-п переходах область помноження носіїв насправді дуже вузька й розташована поблизу фізичної (металургічної) межі переходу.

27. Інжекційні та лавинні S-діоди.

s-діоди – двуелектродні прилади з ВАХ котрі мають області від’ємної диференціальної провідності s-типу

Почнемо огляд з інжекційних s-діодів. Основна річ, яка викликає появу від’ємного диференціального опору є модуляція опору бази величиною струму.

Це показують на лекції знаходячи диференційний опір з таких двох співвідношень $I = I_s \left(e^{\frac{qV - I r_B}{kT}} \right)$; $\sigma_B = \sigma_0 \left(1 + \left(\frac{I}{I_0} \right)^\chi \right)$. Звідки знаходять

$$R_d = \frac{dU}{dI} = \frac{kT}{q(I + I_s)} + \frac{1 + (1 - \chi) \left(\frac{I}{I_0} \right)^\chi}{\sigma_0 \left[1 - \left(\frac{I}{I_s} \right)^\chi \right]^2} \quad (1)$$

Звідки видно, що умовою виникнення ділянки з від’ємним опором є $\chi > 1$, це означає те, що опір бази зі струмом повинен рости сильніше чим лінійно.

Динаміку виникнення від’ємного диференційного опору можна описати просто: спершу зростає напруга на діоді, за напругою зростає струм, зі струмом зростає провідність бази, падіння напруги на базі падає, напруга на переході зростає, зростає струм, зі струмом знову росте провідність бази *ad infinitum*. Таким чином у діода немовби “перемикається” опір бази. І поки це спостерігається у діода також може бути і від’ємний диференціальний опір.

Механізми надлінійного зростання провідності:

1. Збільшення часу життя(можливе наприклад з-за зміни зарядових станів глибоких пасток). Так наприклад якщо зростає струм то зростає не тільки градієнт біля переходу а і концентрація носіїв біля переходу. Збільшення концентрації викликає те, що зарядові пастки заповнюються зарядом більше, а отже вільних пасток менше. Якщо пасток менше то час життя більше. Більший час життя більша дифузійна довжина – на більшій глибині висока концентрація зарядів. І уже на більшій глибині процес повторюється. Таким чином збільшений час життя “просувається” від переходу в гллуб напівпровідника.
2. Збільшення рухливості. Знову жє можна пояснити станами пасток тому, що зі зміною перерізу захоплення у носія змінюється його рухливість. Оскільки

ки довжину дифузії можна отримати використовуючи співвідношення Ейнштейна і із рухливості, то для цього механізму характерна така ж динаміка як і для збільшення часу життя.

3. Зростання біполярної рухливості (можна показати можливе тільки якщо $\frac{dn}{dp} > 1$);

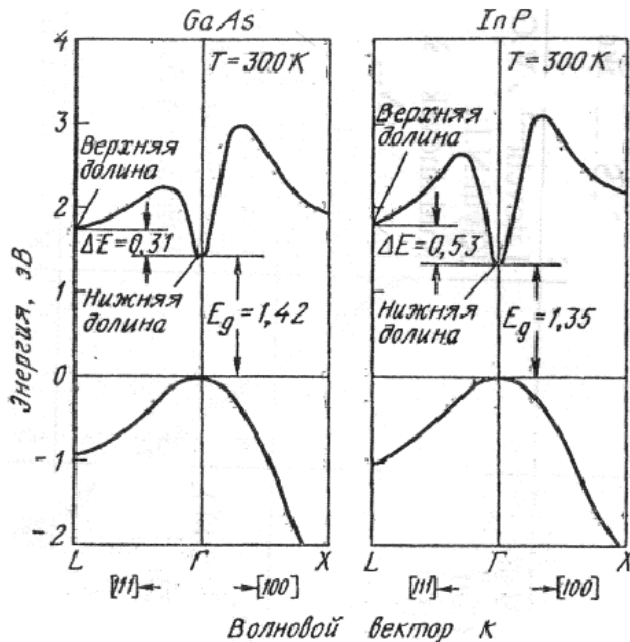
$$\mu_b = \frac{n - p \frac{dn}{dp}}{\frac{n}{\mu_n} + \frac{p}{\mu_p}}$$

4. Зростання коефіцієнту інжекції при зміні струму (при переході деякої напруги коеф. інжекції різко зростає). Це можна досягнути шунтуючи перехід. Поки напруги малі у шунта опір буде менше за перехід і струм буде тікти через шунт, але при деякій напрузі спад напруги на шунті, котрий по суті прикладений до переходу, відкриє перехід, струм через перехід зросте а через шунт зменшиться разом з тим зменшиться і спад напруг на шунті. В кінці кінців встановиться режим при якому спад напруги визначається переходом.
5. Поглинання рекомбінаційного випромінювання. При цьому механізмі, випромінювання з області просторового заряду поглинається в базі та викликає зменшення її опору.

Лавинний s-діод який вказаний в Гамані побудований на $\pi - \nu - n$ структурі (π -слаболегований p, ν -слаболегований n) включеному в відємній полярності. При деякій напрузі відбувається пробій переходу $\pi - \nu$. Починається інжекція дірок в ν область. Дірки захоплюються на акцепторні стани, що нейтралізує акцепторні стани котрі частково компенсували заряд іонізованих донорних станів. Зменшення компенсації призводить до збільшення поля в області просторового заряду. Збільшення поля призводить до збільшення лавинного струму *ad infinitum*.

28. Прилади на ефекті між долинного переходу електронів. Дипольні домени

Перехід електронів з основного мінімуму зони провідності з відносно великою рухливістю в побічні більш високоенергетичні мінімуми з меншими рухливостями називається ефектом міждолинного переходу електронів.



Квантовомеханічний розгляд осей в кристалі як енергетичної зонної діаграми для арсеніду галію; фосфату індію.

Розглянемо залежності енергії електрона від квазіімпульса в арсеніді галію та фосфіді індію –двох найважливіших для долинних приладів напівпровідниках. Видно, що зонні структури їх практично співпадають. Зона провідності складається з кількох під-зон. Дно зони провідності відповідає хвильовому вектору $k=0$ (Γ). Перша вище-енергетична підзона розташована в напрямку $\langle 111 \rangle$ (L), а

наступна – вздовж осі $\langle 100 \rangle$ (X). Таким чином, підзони в цих напівпровідниках мають наступну послідовність: $\Gamma - L - X$.

Отримаємо наближене співвідношення між дрейфовою швидкістю і напруженістю електричного поля, спираючись на припущення про рівність електронних температур T_e в нижній (Γ) і верхній (L) долинах.

Густину стаціонарного струму в напівпровіднику можна представити

наступним чином: $J = q(\mu_1 n_1 + \mu_2 n_2) E = q n v$, де n_1 і n_2 – концентрація електронів в нижній і верхній долинах відповідно, $n = n_1 + n_2$ – повна концентрація носіїв заряду, μ_1 і μ_2 - рухливості, v – середня дрейфова швидкість. Вважаючи, що $\mu_1 \gg \mu_2$,

$$v = \left(\frac{\mu_1 n_1 + \mu_2 n_2}{n_1 + n_2} \right) E \approx \frac{\mu_1 E}{1 + (n_2 / n_1)};$$

Відношення заселеностей верхньої і нижньої долини, які розділені

енергетичним зазором ΔE , рівне

$$\frac{n_2}{n_1} = R \cdot \exp\left(-\frac{\Delta E}{k T_e}\right), \quad \text{причому} \quad R = \frac{M_2}{M_1} \left(\frac{m_2^*}{m_1^*}\right)^{3/2}$$

де R – відношення густини станів в верхній і нижній долинах, а M_1 і M_2 - число верхніх і нижніх долин відповідно.

Оскільки електричне поле прискорює електрони і збільшує їх кінетичну енергію, електронна температура T_e перевищує температуру ґратки T . Електронна температура визначається за допомогою часу релаксації енергії:

$$qEv = \frac{3}{2} k(T_e - T) / \tau_e, \text{ де час релаксації енергії } \tau_e \text{ припускається рівним } 10^{-12} \text{ с.}$$

$$T_e = T + \frac{2q\tau_e\mu_1}{3k} E^2 \left[1 + R \cdot \exp\left(-\frac{\Delta E}{kT_e}\right) \right]^{-1}$$

Підставивши v і n_2/n_1 отримаємо:

Використовуючи це рівняння можна розрахувати залежність T_e від напруженості електричного поля при заданій величині T .

Отримаємо наступне співвідношення між дрейфовою швидкістю і полем:

$$v = \mu E \left[1 + R \cdot \exp\left(-\frac{\Delta E}{kT_e}\right) \right]^{-1}$$

Прилади на ефекті між долинного переходу електронів (одні з найважливіших НВЧ-приладів) широко застосовуються в якості гетеродина і підсилювача потужності в діапазоні частот 1-100 ГГц. Твердотільні генератори на цих приладах застосовуються в радарх, системах раннього оповіщення і контрольно-вимірювальній апаратурі.

Одним з найважливіших механізмів виникнення об'ємного від'ємного диференціального питомого опору є ефект міждолинного переходу. Так як випадкова флуктуація концентрації вільних носіїв в будь-якій точці зразка з об'ємним від'ємним питомим опором призводить до моментального виникнення просторового заряду, величина якого зростає з часом по експоненційному закону, такий напівпровідник є по своїй природі нестабільним. Прилади з об'ємним від'ємним диференціальним опором можна розділити на дві групи: прилади, що управляються напругою (N-подібна характеристика), і прилади, що управляються струмом (S-подібна характеристика).

Відповідно прилади, що мають N-подібну і S-подібну ха-ки, засновані на ефекті міждолинного переходу. Такими приладами є, наприклад, тунельний діод, діод Ганна, тиристор.

Розглянемо формування дипольного домена.

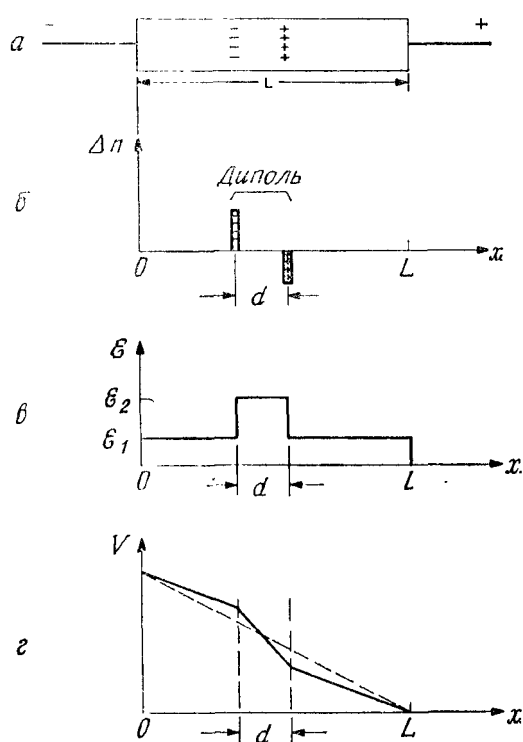


рис 1. Формування електричного дипольного шару в збуреному середовищі з НДО.

В неідеальному випадку, якщо додатні і від'ємні заряди розділені невеликим просторовим проміжком (рис.4), то ми маємо справу з утворенням дипольного шару(домена). Поле всередині домена більше, ніж зовні(рис.4в). Із-за НДО(негативний диференціальний опір) струм в області низького електричного поля буде більшим, ніж всередині домена. Значення напруженості електричного поля зовні і всередині домена будуть прагнути прямувати до стаціонарних, що відповідають лежачим зовні області НДО точкам залежності J від E , в яких електричні струми рівні(рис.2).

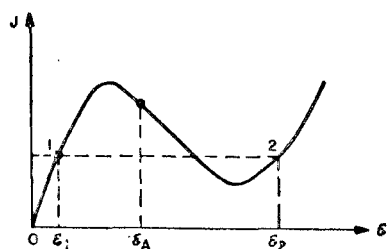


рис.2

(При цьому ми не враховуємо товщину доменних стінок.) Таким чином домен досягає стабільної конфігурації. Дипольний шар рухається через кристал і зникає на аноді. В цей момент електричне поле починає зростати,

залишаючись однорідним в н/п, до тих пір, поки не перевищить порогове $E > E_T$ (рис.3), що призведе до створення нового домена і повторення процесу.

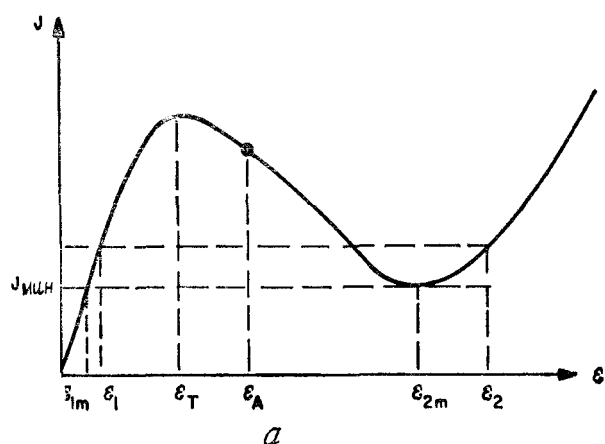


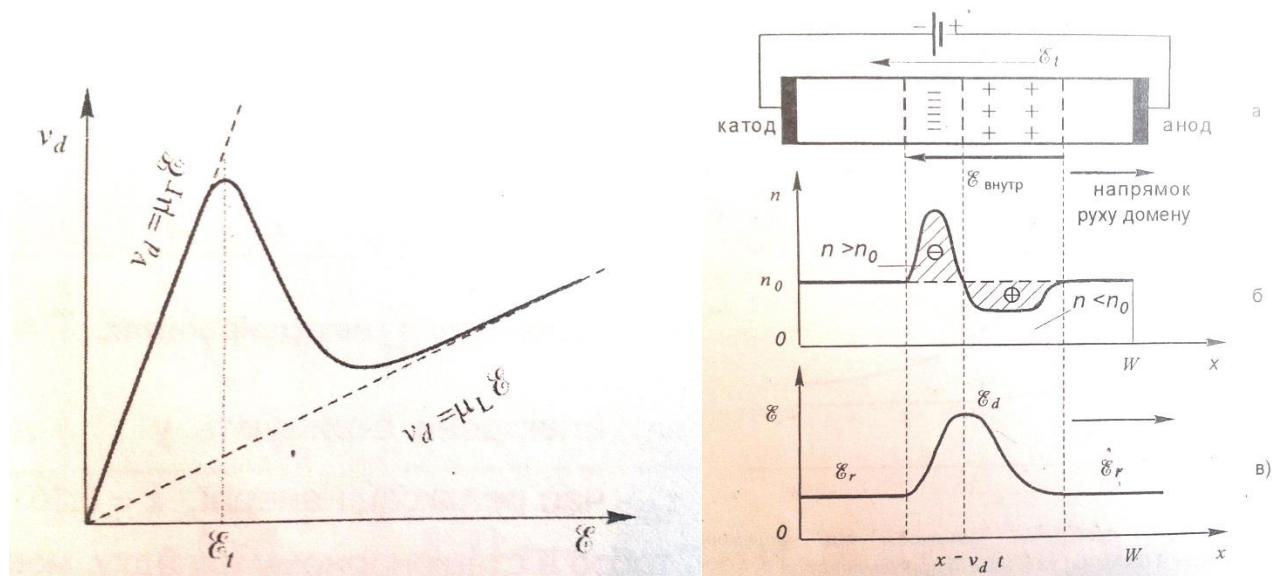
рис.3

29. Ефект Гана, принцип дії та режими роботи діода Гана, застосування діодів Гана.

(питання дуже обширне. скоротив на скільки це було можливо, детальніше див. методичку лаба Діод Гана, або ЗІ.)

Ефект Гана – виникнення генерації НВЧ коливань струму в колі у зразку н/п при прикладанні постійної напруги більшої деякої порогової. Виникає за рахунок переходу електронів із долини із великою рухливістю в долину із малою.

Зразок GaAs має дві долини (Г і L) з великою і малою рухливістю електронів. При малих ел. полях майже всі електрони провідності знах. в Г-долині. Їх дрейфова швидкість $v_d = \mu_G \mathcal{E}$ (виконується з-н Ома для Г-долини) При зб. поля електрони розігриваються і частина переходить у верхню L-долину і при великих полях $v_d = \mu_L \mathcal{E}$ і вже виконується з-н Ома для Г-долини. Це призводить до того, що починаючи із деякої вел. ел. поля \mathcal{E}_t , v_d починає зменш. Ефект Гана поясн. саме наявністю падаючої ділянки на крив. $v_d(\mathcal{E})$.



Слід заув, що наявність розсіюв. на оптичних фононах при зв. ел. поля призв. до насич. v_d .

Нехай до зразка GaAs прикл. \mathcal{E}_t . Внасл. Флуктуації в деякій част. виникає ел поле того ж напр. що і зовн. Якщо сум. напр. буде дост. для переходу електронів у L-долину, то це призв. до зб. конц. важких ел і зменш. легких.. Опір цієї ділянки буде зростати, що сприят. подальшому зб. падіння напруги. Так виникає зона важких ел. зліва ел. будуть доганяти її а зправа навпаки відриватись від неї. Так виникає подвійний шар обємн. Зарядів – негаивн. І позитив. що рухається вздовж поля і назив. електричним доменом. Як правило дом. Виникають в обл. катоду. За рах техн. неоднорідностей. Далі він рух до анода і там руйнується. Потім виникає нов. Дом. і т.д. Так виникають осциляції струму, частота яких визн. часом прольоту домена тобто довжиною зразка. $f_{\max} \approx 10^{10} \text{ Гц}$, $f_{\min} \approx 2 \cdot 10^7 \text{ Гц}$.

Зазвичай діод Гана використовують при у підключенні із коливальним конт RLC - чи резонатором. У цьому випадку до діода буде прикл. НВЧ поле. Яке виникає у резон. за рах. кол. струму у колі діода. В залежності від постійного зміщення ε_0 , ампл зм. поля ε_1 , порогової напруги ε_t . та частоти резонатора ω_0 виділяють наступні режими роботи: прольотний режим ($\varepsilon_1 < (\varepsilon_0 - \varepsilon_t)$), режим із запізненням формування домену, режим із придушенням домену ($\varepsilon_1 > (\varepsilon_0 - \varepsilon_t)$), гібридний режим, режим із обмеженням накопиченні заряду $\omega \gg$ оберненого часу форм. Домену. (Детальніше див. методу)

Діоди Гана у різних режимах використовують як генератори НВЧ. Термін служби їх малий через вел. ел. поля.

30. Одноперехідні транзистори. Принцип дії. Характеристики

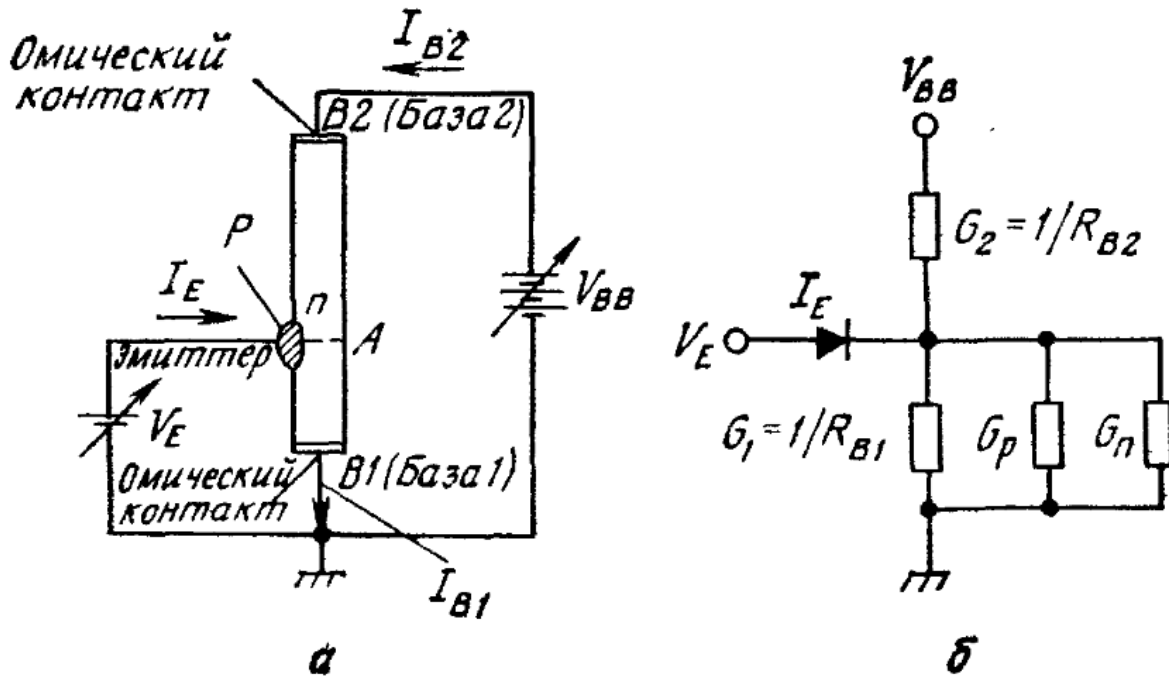


Рис.1 Спрощена конструкція та схема підключення (а) та еквівалентна схема (б)

Одноперехідний транзистор належить до сімейства тиристорів. Основою транзистора є кристал напівпровідника (наприклад n -типу), який називається базою. На кінцях кристала є омичні контакти $B1$ і $B2$, між якими розташовується область, що має випрямляючий контакт E з напівпровідником p -типу, що виконує роль емітера.

Принцип роботи

В нормальних умовах вивід $B1$ - заземлений, а на базу $B2$ подана позитивна напруга зміщення V_{BB} . Опір між $B1$ та $B2$: $R_{BB} = R_{B1} + R_{B2}$. G_p та G_n - надлишкові діркова та електронні провідності між емітером та $B1$. Зовнішня напруга V_{BB} задає струм та ел. поле вздовж n/p стержня і призводить до появи напруги на n - обл.. емітерного переходу, що складає η -ту част. прикладеної напруги. η - внутрішній коефіцієнт ділення.

$$\eta = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{R_{B1}}{R_{BB}}$$

Коли емітерна напруга V_E менша ηV_{BB} , емітерний перехід зміщено у зворотному напрямку (тоді в ланці емітера протікає невеликий струм (струм насичення)). Коли $V_E > \eta V_{BB}$ на величину прямого падіння напруги на емітерному переході, в стержень інjektуються дірки. Дірки рухатимуться в напрямку бази 1, збільшуючи провідність стержня (між емітером і базою 1). При $I_E \uparrow$, напруга на емітері спадає через збільшення провідності, а прилад переходить на ділянку з від'ємним опором. ВАХ зображено на Рис.2.

Важливими параметрами є точки мінімальної та максимальної напруги на ВАХ. В них $dV_E / dI_E = 0$. Обл., де $I < I_p$ - область відсічки (закритий стан), обл., де $I > I_v$ - обл. насичення (відкритий стан). Час Переключення з точки з мін. напругою в точку з макс. напругою залежить від геометрії пристрою та умов зміщення (пропорційний відстані від емітера до бази 1).

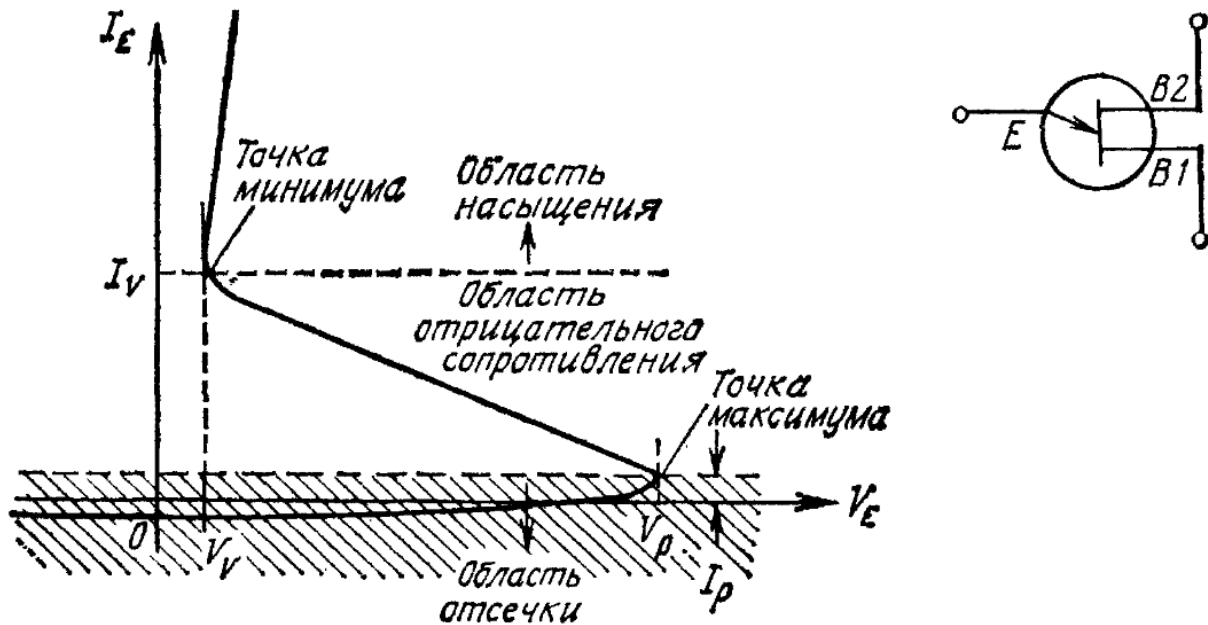


Рис.2 ВАХ одно переходного транзистора.

31. Лавинний транзистор

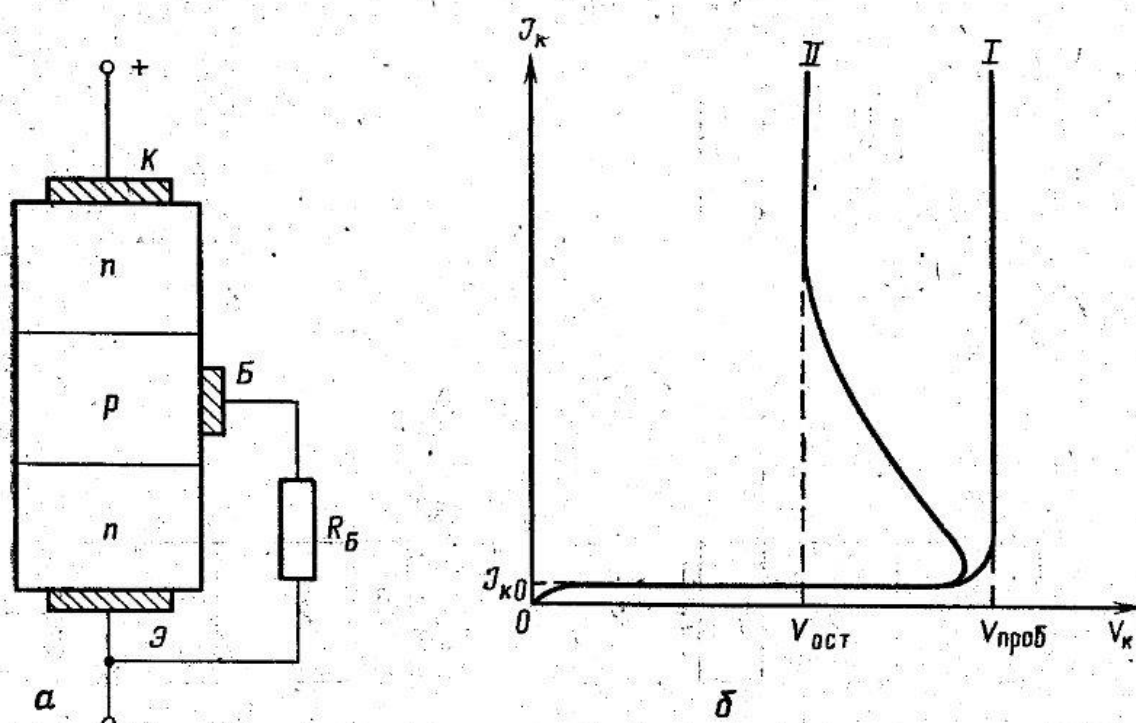


Рис. 1.26. Схема включення лавинного транзистора (а) и его характеристики (б): пробоя перехода коллектор—база—I и ВАХ лавинного транзистора—II

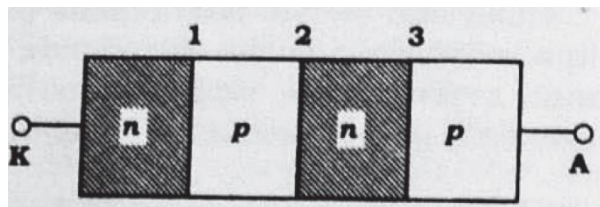
Л.Т. відрізняється від звичайного біполярного тим, що він може працювати у режимі лавинного пробоя переходу колектор-база (К-Б). Схема включення Л.Т. наведена на рис 1.26 – а. При малих напругах на колекторі через перехід колектор-база тече малий струм $J_{к0}$. Оскільки напруга на базі мала, то великий опір переходу емітер-база, тому практично увесь струм $J_{к0}$ тече через опір $R_б$. При великих напругах на колекторі починається лавинне помноження струму у колекторному переході (характеристика лавинного пробоя переходу К-Б при відключеному емітері і відсутності $R_б$ наведена на рис1.26– б, крива I). Збільшення струму створює падіння напруги на опорі $R_б$, що призводить до зменшення опору емітерного переходу і збільшенню струму через нього. Збільшення емітерного струму J_e призводить до збільшення коефіцієнта передачі по струму і до часткового відпирання транзистора і подальшому збільшенню струму через нього. При цьому значна частина напруги буде падати на навантажувальному опорі і напруга на колекторі зменшиться. Таким чином, на ВАХ з'явиться ділянка з від'ємним диференціальним опором. У подальшому відбувається зменшення коефіцієнта передачі за струмом за рахунок сильного збільшення струму емітера і зменшення колекторної напруги. При цьому ріст струму буде відбуватися за рахунок лавинного помноження носіїв у колекторному переході (рис1.26–б, крива II). Значним недоліком Л.Т. є велика величина залишкової напруги $V_{ост}$ (рис1.26, б) і внаслідок цього значна потужність розсіюється на транзисторі у відкритому стані.

ЛТ - Лавинний транзистор, що стійко працює при напрузі на колекторному переході, близькій до напруги пробою. У цих умовах має місце ударна іонізація, що приводить до збільшення числа носіїв заряду в колекторному переході транзистора. Стійка робота Л.Т. в передпробійної області забезпечується підвищеною однорідністю розподілу електричного поля за площею колекторного переходу. Для виготовлення Л.Т. використовуються епітаксіальні структури $p^+ - p$ і $n^+ - n$; базова область Л.Т. створюється методом дифузії. Особливість Л.Т. — можливість здобуття негативного опору в ланцюзі «емітер — колектор» і швидке наростання сили струму в цьому ланцюзі. Л.Т. застосовується в генераторах коротких імпульсів з крутим фронтом і дозволяє відносно просто формувати потужні імпульси струму (до декількох a) з часом наростання імпульсу менш 10^{-9} сек. Можливість генерування Л.Т. коротких імпульсів з частотою повторення до 100 МГц використовується в пристроях збігу імпульсів і в стробоскопічних осцилографах. Наявність ділянки негативного опору на вольтамперній характеристиці Л.Т. і мале ефективне значення часу прольоту носіїв заряду від емітера до колектора дозволяють застосовувати його також в генераторах і підсилювачах електричних коливань дециметрового і сантиметрового діапазонів хвиль.

32. Тиристори. принцип дії, напруга та струм включення, характер ВАХ. Режим зворотного блокування транзистора. Пробій.

Тиристор — це напівпровідниковий прилад, що проводить струм тільки в одному напрямку. Тиристор має три виходи, один з яких — керуючий електрод — використовується для різкого переходу тиристора у включений стан.

За типом не лінійності ВАХ тиристори відносять до S-приладів.



При прикладанні напруги до тиристора переходи 1 та 3 зміщені в прямому напрямі, а 2 — в зворотному. При збільшенні анодної напруги збільшується наскрізний струм через тиристор,

електрони інжектовані з області n_1 дифундують через область p_1 до переходу 2, втягуються в нього як неосновні носії та потрапляють в область n_2 , яка являє собою потенціальну яму. Там вони накопичуються і своїм просторовим зарядом зменшують потенціал цієї області, знижуючи поріг на переході 3. Це спричиняє збільшення дірок з області p_2 , що дифундують через область n_2 , втягуються переходом 2 і накопичуються в потенціальній ямі області p_1 . Своїм об'ємним зарядом дірки підвищують потенціал цієї області, зменшуючи поріг на переході 1 і призводять до збільшення потоку з області n_1 . Тобто виникає лавинний процес, і потім перехід 2 відкривається та тиристор переходить у відкритий стан (див. ВАХ).

Пояснення ВАХ

При підвищенні прямої напруги $U_{пр}$ струм тиристора збільшується погано до тих пір, поки напруга не наблизиться до деякого критичного значення напруги пробоя, що дорівнює напрузі включення $U_{вкл}$.

При подальшому підвищенні напруги $U_{пр}$ під впливом наростаючого електричного поля на переході 2 виникає різке

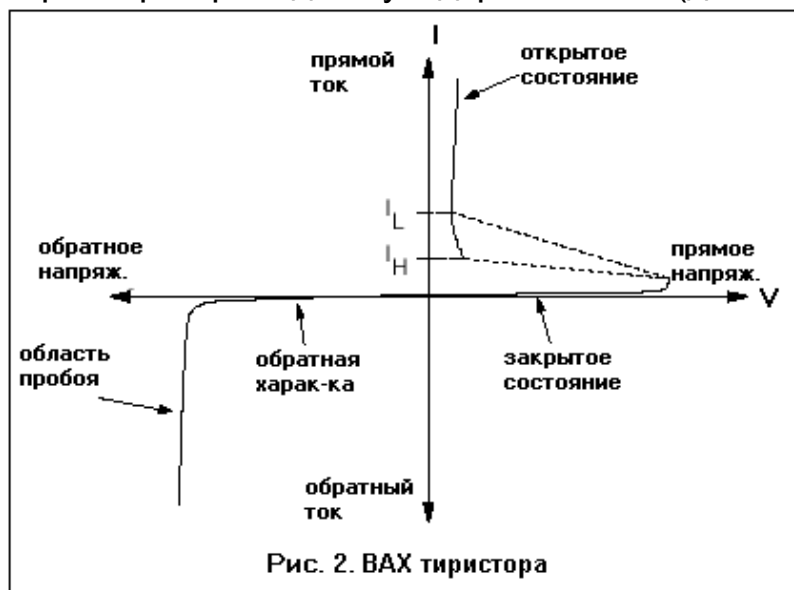


Рис. 2. ВАХ тиристора

підвищення кількості заряду, який утворився в результаті ударної іонізації при зіткненні зарядів з атомами. В результаті струм на переході швидко наростає, так як електрони шару n_2 і дірки шару p_1 направлені в шари p_2 і n_1 і насичують їх неосновними носіями заряду. При подальшому збільшенні напруги струм в приладі наростає у відповідності до вертикальної ділянки ВАХ.

Напруга $U_{вкл}$, при якій починається лавиноподібне наростання струму, може бути знижена додатковим введенням носіїв заряду в будь-який із шарів, що прилягають до переходу П2. Ці додаткові носії заряду збільшують число активів іонізації в p - n -переході П2, в зв'язку з чим напруга вмикання $U_{вкл}$ зменшується.

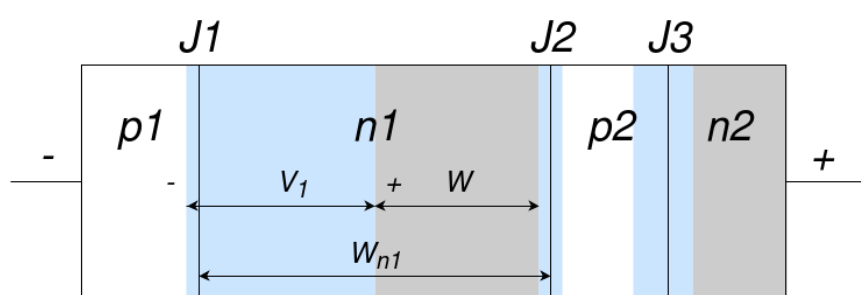
Вимкнути тиристор можна або зниженням зовнішньої напруги, або подати в коло керуючого електрода від'ємний імпульс струму, значення якого приблизно таке, як значення прямого струму $I_{пр}$.

Напруга включення $U_{вкл}$ — основна напруга в точці включення тиристора (напруга, при якій струм через прилад починає різко наростати).

Струм включення $I_{вкл}$ — основний струм в точці включення (струм, що протікає через прилад при прикладеній до нього напрузі включення).

В наш час випускаються тиристори з струмом до 3000 А і напругою вмикання до 6000 В.

Режим зворотного блокування



Напругу пробою обмежують два фактори: лавинний пробій і прокол збідненої області. В режимі зворотного запирання до аноду тиристора прикладена напруга, від'ємна по

відношенню до катода. Переходи J1 і J3 зміщені в зворотному напрямку, а перехід J2 зміщений в прямому. В цьому випадку більша частина прикладеної напруги падає на одному з переходів J1 або J3 (в залежності від ступеня легування різних областей). Нехай це буде перехід J1. В залежності від товщини W_{n1} шару n1 пробій викликається лавинним множенням (товщина збідненої області при пробіі менша W_{n1}) або проколом (збіднений шар розповсюджується на всю область n1, і трапляється змикання переходів J1 та J2).

В дійсності напруга зворотного замикання менша за ту, що вказується в характеристиках приладів, бо перехід J1 зв'язаний із з'єднаним переходом J2, утворюючи р-п-р транзистор з розімкнутою базою. Ввімкнений по схемі з спільним емітером. Робота цього транзистора знижує напругу пробою. Умови зворотного пробою для конфігурації з спільним емітером відповідає коефіцієнту лавинного множення $M = 1/\alpha_1$, і напруга пробою описується формулою $V_{BR} = V_B(1 - \alpha_1)^{1/n}$, де α_1 - коефіцієнт підсилення транзистора по струму в схемі з спільною базою. V_B — напруга лавинного пробою р1-n1-р1 переходу, n-постійна стала, рівна 6 для р⁺-n діодів і 4 для n-р діодів.

33. Двотранзисторна модель тиристора. Умови вмикання тиристора. Методи вмикання тиристора.

Двотранзисторна модель тиристора – розрізаємо тиристор по діагоналі двох центральних областей і отримуємо 2 транзистора у яких з'єднані колектори з базами. Нижній – Т1, верхній Т2.

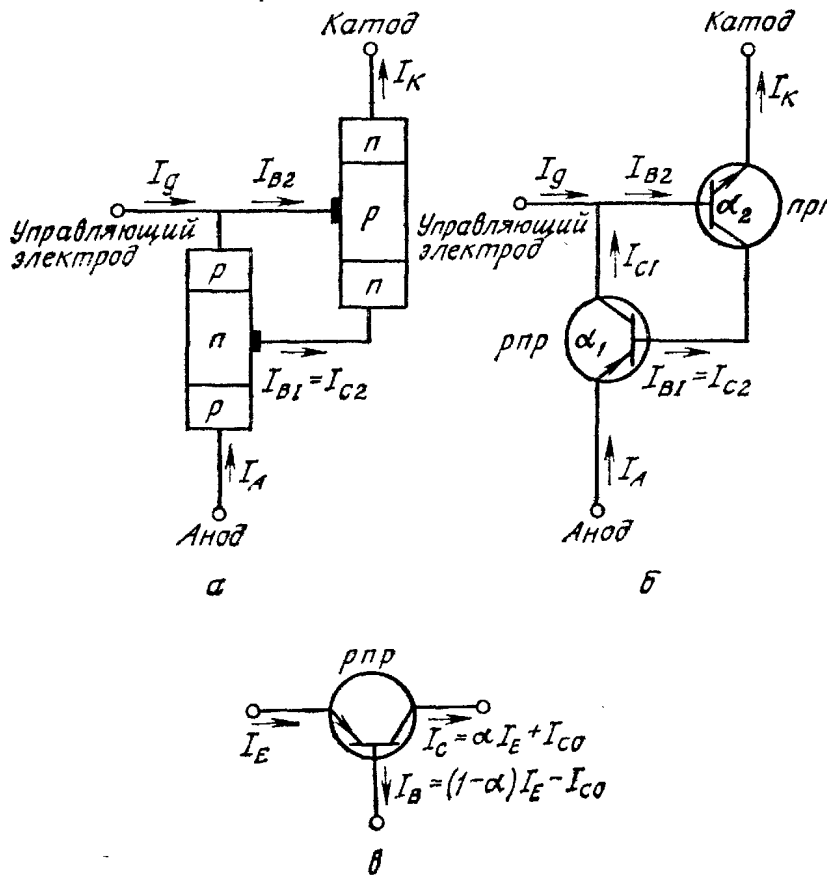


Рис. 9. Двухтранзисторная модель триодного тиристора (а), соединение транзисторов (б) и соотношение токов в $p-n-p$ -транзисторе (в) [2].

Запишемо тепер струми через відповідні діоди:

$$\begin{aligned}
 I_{k1,2} &= \alpha_{1,2} I_{e1,2} + I_{k01,2} \\
 I_{62} &= I_{k1} + I_{kep} \\
 I_{61} &= I_{e1} - I_{k1} = (1 - \alpha_1) I_{e1} - I_{k01} = I_{k2} \\
 I_{k2} &= \alpha_2 I_{e2} + I_{k02} = \alpha_2 I_K + I_{k02} \\
 (1 - \alpha_1) I_{e1} - I_{k01} &= (1 - \alpha_1) I_A - I_{k01} = \alpha_2 I_K + I_{k02} \\
 (1 - \alpha_1) I_A - \alpha_2 I_K &= I_{k01} + I_{k02} \\
 I_K &= I_A + I_{kep} \\
 (1 - \alpha_1) I_A - \alpha_2 (I_A + I_{kep}) &= I_{k01} + I_{k02} \\
 (1 - \alpha_1 - \alpha_2) I_A &= \alpha_2 I_{kep} + I_{k01} + I_{k02} \\
 I_A &= \frac{\alpha_2 I_{kep} + I_{k01} + I_{k02}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}
 \end{aligned}$$

При малих струмах інжекція мала – тобто альфи малі. При зростанні струму зростають альфи, $(\alpha_1 + \alpha_2) \rightarrow 1$, $I_A \rightarrow \infty$.

Умова відкриття тиристора:

$$\frac{dV_A}{dI_A} = 0, \text{ або } \frac{dI_A}{dI_{kep}} \rightarrow \infty$$

Можемо знехтувати $I_{k01,2}$, оскільки вони малі

$$\begin{aligned} I_A &= \alpha_1 I_A + \alpha_2 I_K \\ \frac{dI_A}{dI_{kep}} &= \alpha_1 \frac{dI_A}{dI_{kep}} + I_A \frac{d\alpha_1}{dI_{kep}} + \alpha_2 \frac{dI_K}{dI_{kep}} + I_K \frac{d\alpha_2}{dI_{kep}} \quad (1) \\ \tilde{\alpha} &= \left(\frac{dI_{kol}}{dI_e} \right)_{vk=0} = \alpha + I_e \frac{d\alpha}{dI_e} \\ \frac{d\alpha_1}{dI_A} &= \frac{\tilde{\alpha}_1}{I_A} - \frac{\alpha_1}{I_A} \\ \frac{d\alpha_2}{dI_K} &= \frac{\tilde{\alpha}_2}{I_K} - \frac{\alpha_2}{I_K} \\ \frac{d\alpha_1}{dI_{kep}} &= \frac{d\alpha_1}{dI_A} \frac{dI_A}{dI_{kep}} \\ \frac{d\alpha_2}{dI_{kep}} &= \frac{d\alpha_2}{dI_K} \frac{dI_K}{dI_{kep}} \end{aligned}$$

Підставляючи останні 4 формули в (1) отримуємо

$$\frac{dI_A}{dI_{kep}} = \frac{\tilde{\alpha}_2}{1 - (\tilde{\alpha}_2 + \tilde{\alpha}_1)}$$

Тобто умова вмикання матиме вигляд

$$\tilde{\alpha}_2 + \tilde{\alpha}_1 = 1 \text{ або } M_1 \tilde{\alpha}_2 + M_2 \tilde{\alpha}_1 = 1$$

Перша умова є більш строгою, а друга враховує те що в одному з переходів у тиристорі може виникати лавинний пробій.

Методи вмикання тиристора:

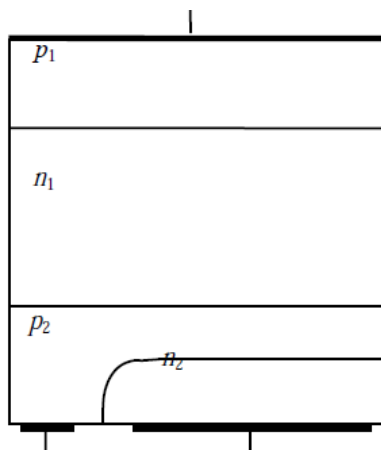
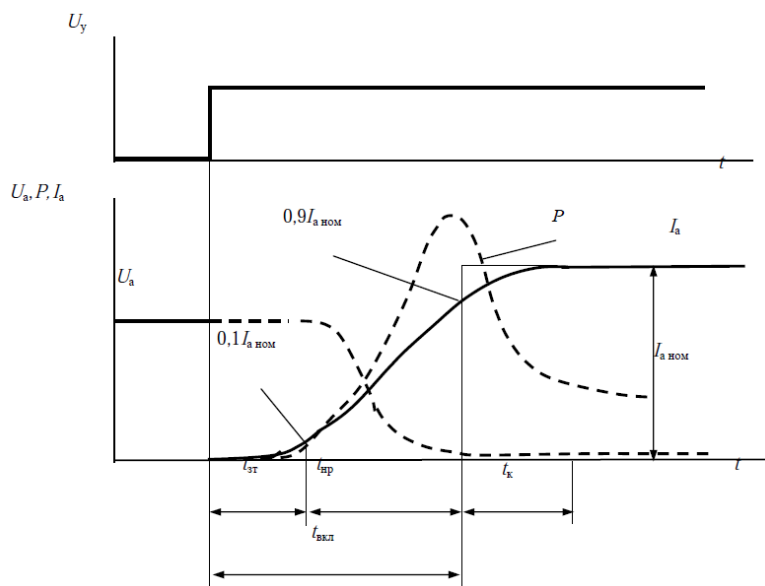
- 1) При зростанні анодної напруги зростатиме генераційний струм через закритий перехід – зростатиме доля інжекційного струму і – деякі інжектвані носії дійдуть до ОПЗ закритого переходу – збільшать струм через нього – і тд тп.
- 2) Лавинний пробій закритого переходу
- 3) Змикання ОПЗ переходів
- 4) Механізм dV/dt – якщо V на тиристорі збільшуватиметься швидко буде заряджатись бар'єрна ємність переходу j_2 – буде значний струм зміщення – а отже збільшиться інжекція – і відкриється тиристор
- 5) Відкривання за допомогою керуючого електрода – прикладена на нього напруга збільшить інжекційний струм переходу j_3 – і тиристор буде відкриватись.

34. Процес вмикання та вимикання тиристорів.

Процес включення тиристора струмом управління

Включення тиристора здійснюється зміною анодної напруги або подачею управляючого імпульсу на управляючий електрод. Для тріодних тиристорів другий спосіб є більш поширеним. Час включення

$t_{\text{вкл}}$ складається з двох складових: часу затримки $t_{\text{зд}}$ і часу наростання $t_{\text{нр}}$. Час затримки відлічується від початку управляючого імпульсу до моменту, при якому анодний струм рівний $0,1I_{\text{а ном}}$ ($0,1I_{\text{а ном}}$ - кінцеве значення анодного струму, визначуване повним опором кола). Час наростання $t_{\text{нр}}$ - час наростання струму від $0,1I_{\text{а ном}}$ до $0,9I_{\text{а ном}}$. Часовий інтервал від $0,9I_{\text{а ном}}$ до $I_{\text{а ном}}$ позначається $t_{\text{к}}$.

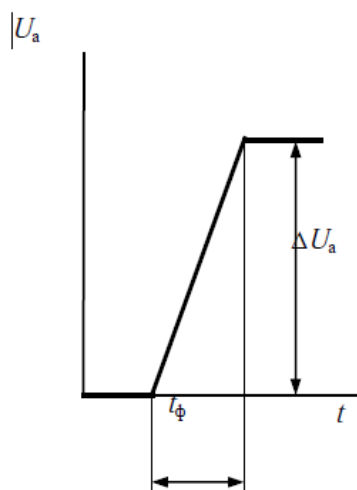


При подачі позитивного імпульсу на управляючий електрод виникає інжекція електронів з катодної області n_2 в базу p_2 (перша стадія процесу), причому в початковий момент ця інжекція відбувається в безпосередній близькості від контакту керуючого електроду. Пройшовши базу p_2 , електрони втягуються електричним полем переходу P_2 і викидаються в n_1 -базу, надаючи їй негативний заряд і тим самим збільшуючи інжекцію дірок з області p_1 . Дірки з p_1 перетинають широкую n_1 -базу, перехід P_2 , p_2 базу; досягаючи переходу P_3 , вони збільшуватимуть інжекцію електронів (друга стадія процесу). Це продовжується до тих пір, поки струм I_a не досягне значення струму утримання, після чого прилад включається. Інкжекція носіїв збільшується з обох емітерів, що, приводить до утворення шнура високопровідної електронно-дірчастої плазми в області катода поблизу керуючого електроду (третья стадія процесу).

Час наростання $t_{\text{нр}}$ визначається як час, відлічуваний від моменту, коли I_a досягає значення $0,1I_{\text{а ном}}$ до моменту, коли подальше зростання I_a починає визначатися процесами формування провідного каналу і початком його розповсюдження. Час включення $t_{\text{вкл}} = t_{\text{зд}} + t_{\text{нр}}$ і після закінчення цього періоду починає проводити тільки невелика область поблизу управляючого контакту, так звана область початкового включення. Малі розміри цієї області приводять до її

розігрівання через велику густину енергії, що називають ефектом локалізації енергії при включенні (або ефект dI_a / dt). Далі область включення розповсюджується з відносно малою швидкістю за всією площею структури.

Процес включення тиристора по аноду (ефект du/dt)



Розглянемо особливості включення тиристора по анодному колу шляхом подачі імпульсу напруги. Напруга U_a , що швидко змінюється в часі, викликає струм зміщення, який протікає через бар'єрну ємність C переходу P_2 . Струм зміщення $I_{зм}$ виконує роль управляючого струму I_y , що подається в базу p_2 . При великих $I_{зм}$ коефіцієнти α_1 і α_2 , залежні від струму, досягають значень, достатніх для включення тиристора. Дане явище називають ефектом dU/dt . За рахунок цього ефекту в динамічному режимі напруга включення може бути суттєво зменшена.

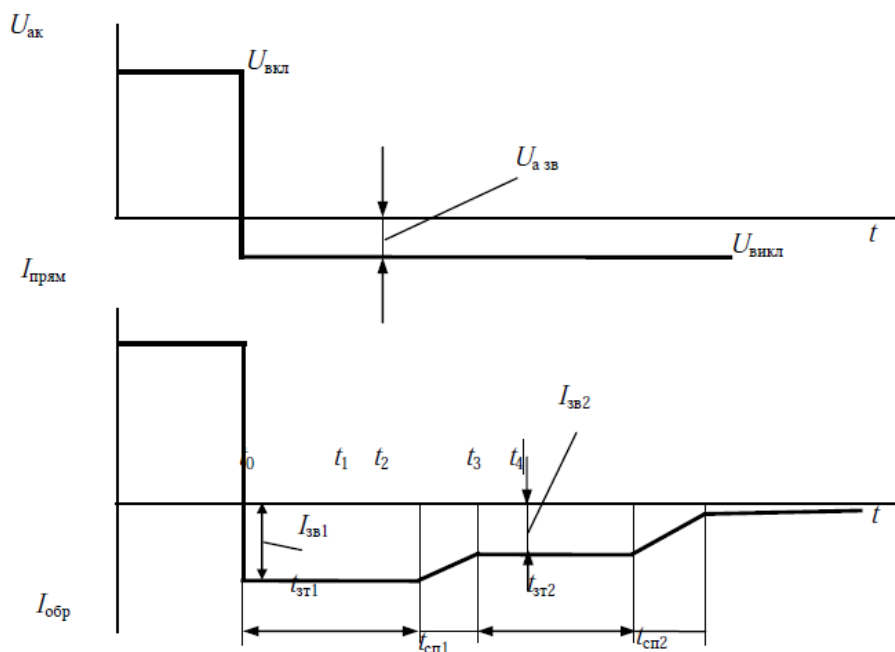
Для захисту від включення вводять зовнішні елементи. Частіше за все використовують шунтуючі конденсатори $C_{ш}$.

Процес виключення тиристора

Виключення тиристора можна здійснити шляхом подачі замикаючого імпульсу напруги U_a на анод (рис.), розривом кола управляючого електроду або подачею на нього зворотної напруги. Найшвидше виключення досягається при одночасній зміні напрямку анодного і базового струмів. Розглянемо випадок, коли міняється напрям тільки анодної напруги. Переходи P_1 і P_3 з прямовключених при зміні полярності анодної напруги стають зворотньовключеними.

Після зміни полярності анодної напруги струм протягом

часу t_0-t_1 (рис.) можна виразити: $I_{звор} = U_{a\text{ звор}} / R_H$, де $U_{a\text{ звор}}$ - амплітуда імпульсу зворотної анодної напруги.



Протягом деякого часу, званого часом затримки, значення $I_{звор}$ не змінюється. Це обумовлено тим, що в p_2 -базі під час перебування тиристора у включеному стані накопичений великий заряд надлишкових носіїв, який і визначає струм, що протікає через прилад. Протягом часу $t_{зт1}$ відбувається

розсмоктування накопиченого заряду.

В кінці інтервалу $t_{зт1}$ надлишкові електрони в основному виведені з p_2 -бази. У переходу P_3 формується область об'ємного заряду, що розширюється під дією зворотного зміщення. Інжекція дірок з p_2 -бази переважає над інжекцією електронів з n_1 -бази.

Процес виключення починається з відновлення замикаючих властивостей переходу Π_3 .

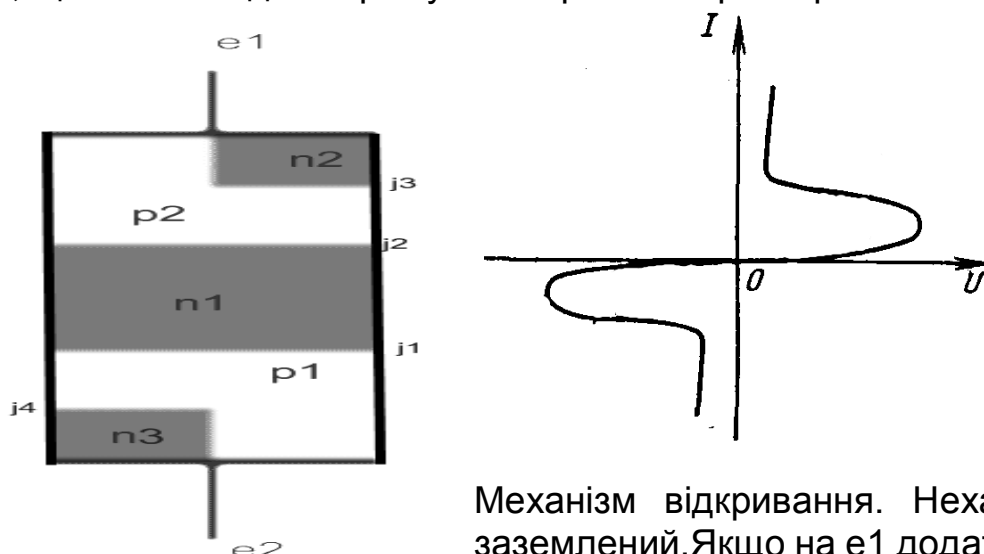
Протягом часу $t_{сп1}$ відбувається повне відновлення області об'ємного заряду в переході Π_3 .

Другий випадок більш важливий. Коли падіння напруги на Π_3 досягає $U_{проб}$, частина структури тиристора (області $p_2-n_1-p_1$), що залишилася, є ще добре провідною і вносить малий внесок в повне падіння напруги на приладі. Тому протягом другої частини інтервалу затримки $t_{зт2}$ струм залишається практично постійним. Центральний перехід Π_2 продовжує інжектувати дірки в n_1 -базу до тих пір, поки перехід Π_2 залишатиметься прямозміщеним.

При подачі зворотної напруги на управляючий електрод одночасно з перемиканням анодної напруги на зворотню з p_2 -бази виводяться дірки і час виключення зменшується за рахунок скорочення першої фази процесу виключення $t_{зт1}$.

35. Симетричний динистор ;його ВАХ, механізм перемикаання.

Симетричний діодний тиристор –н/п прилад, двополюсник із симетричною ВАХ, що має S-подібні пряму та зворотню характеристики.



Механізм відкривання. Нехай електрод е2– заземлений. Якщо на е1 додатній потенціал, то: J2, J4– прямозміщені, J1, J3–зворотньозміщені. А саме: J2 інжектуює дірки → вони доходять до J1 → J1- зворотньозміщений → дірки перекидаються електричним полем переходу J1 в область р1; напруга на J4- мала → опір області р1 менший/порівняний ніж переходу J4 → з'являється компонента діркового струму вздовж J4 → виникає спад потенціалу вздовж J4 → J4 відкривається (починаючи з лівого краю) → починається інжекція електронів через J4 → ліва частина тиристора (р2-н1-р1-н3) – відкрилась (всі 3 переходи в ній – прямозміщені). Струм через J3 – нехтовно малий порівняно зі струмом прямозміщеного переходу J2. Очевидно, що в цьому випадку активною є ліва частина приладу – в ній протікає струм.

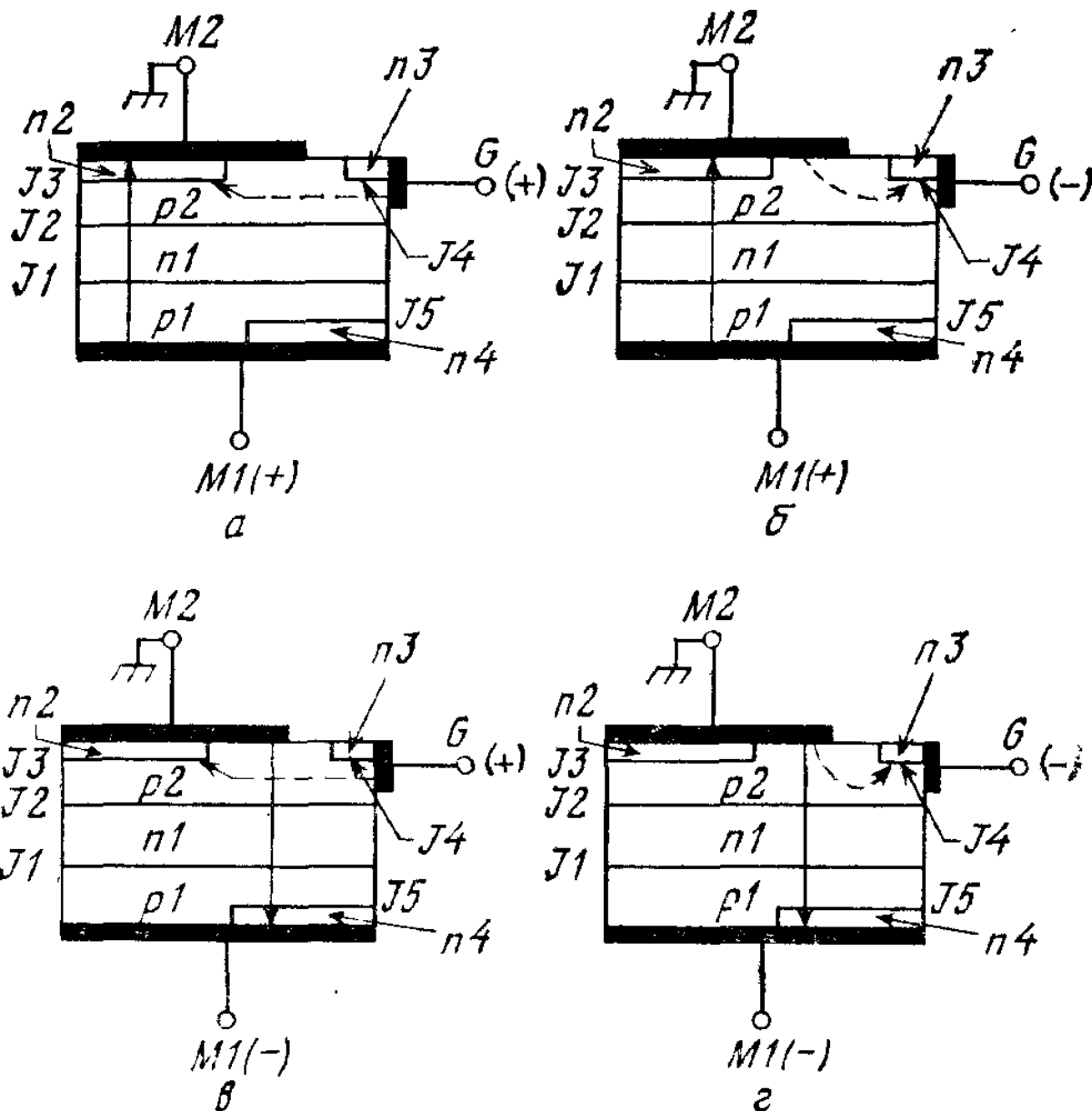
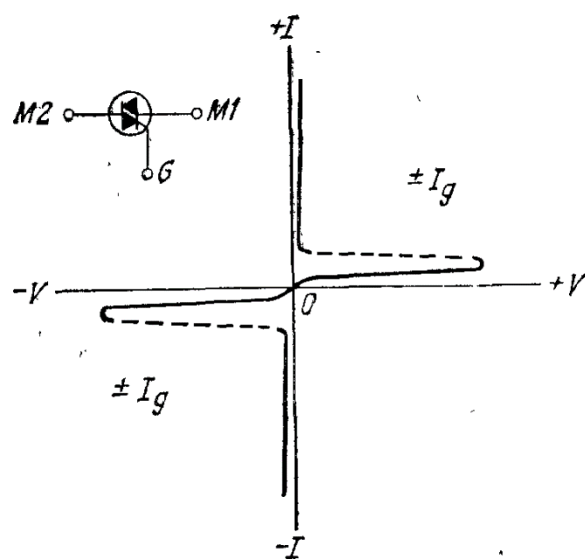
Механізм закривання (на е1 додатній потенціал). При зменшенні прикладеного зміщення падіння напруги на переходах J2, J4 зменшується – зменшується інжекція дірок через J2 та інжекція електронів через J4. Відповідно зменшується кількість носіїв заряду, що знаходяться в областях n1 та р1 і підтримують пряме зміщення J1. При певному значенні струму перехід J1 закривається → припиняється інжекція носіїв в р1 → зменшується струм в р1 області → зменшується спад потенціалу на J4 → припиняється інжекція електронів, зменшується напруга на J2 → тиристор закривається.

Для від'ємного потенціалу ситуація ідентична з точністю до найменувань. Структуру можна умовно «розрізати» і замінити на два паралельно з'єднані динистори (р2-н1-р1-н3 і р1-н1-р2-н2). Тому при додатньому потенціалі на е2 слід розглядати лівий динистор є прямо зміщеним, а другий зворотньо. При від'ємному потенціалі на е2 – навпаки.

*/*Я не понял про какое переключение речь: про переключение полярности или про переключение между закрытым/открытым состоянием для одной полярности, знач напишу про оба.*/**

36. Симістор, його характеристика, механізми перемикання. Застосування тиристорів.

Симістор (тріак) може переключати струм будь-якого напрямку при подачі низьковольтного імпульсу слабкого струму, прикладеного між керуючим електродом та однією з двох магістральних клем M1 або M2 (рис). Тріак доцільно використовувати в регуляторах напруги освітлення, в схемах керування швидкістю електродвигунів та аналогічних схемах. Конструкція тріака значно складніша, ніж конструкція звичайних тиристорів. Крім 4 основних шарів p1-n1-p2-n2 тріак має область керуючого переходу n3 і область n4 поблизу контакту M1.



Замітимо також, що область p_1 закорочена на n_4 , p_2 – на n_2 і n_3 – на p_2 з допомогою клем M_1 та M_2 і керуючого електрода.

Функціонування приладу при різних умовах зміщення показано на рис... Коли клем M_1 «+» відносно M_2 і на керуючому електроді G «+», прилад аналогічний звичайному тиристор (рис а). Перехід J_4 зміщений в зворотному напрямку, і керуючий струм протікає по шунту кола керування поблизу області n_3 . Оскільки перехід J_5 також зміщений в зворотному напрямку, то струм протікає по лівій частині p_1 - n_1 - p_2 - n_2 тиристора.

На (рис б) клем M_1 «+» відносно M_2 , на керуючому електроді «-». Перехід J_4 між шарами n_3 і p_2 тепер зміщений в прямому напрямку, і електрони інжектуються з шару n_3 в p_2 . Допоміжний тиристор p_1 - n_1 - p_2 - n_3 включиться повздовжнім струмом по базі p_2 до електрода n_3 при зростанні підсилення по струму транзистора n_3 - p_2 - n_1 . Включення допоміжного тиристора призведе до появи струму в напрямку області n_2 , який буде служити запускаючим струмом і включає ліву частину тиристора p_1 - n_1 - p_2 - n_2 .

Коли клем M_1 «-» відносно M_2 , а напруга на КЕ «+», перехід J_3 виявляється прямо зміщеним між M_2 і замороченим КЕ. (рис в). Електрони інжектуються з n_2 в p_2 і дифундують до n_1 , викликаючи в результаті збільшення прямого зміщення на J_2 . За рахунок регенеративного процесу повний струм врешті-решт потече через шунт до M_2 . Керуючий перехід J_4 зміщений в зворотному напрямку, тому повний струм через прилад протікає по правій частині p_2 - n_1 - p_1 - n_4 .

На (рис г) клем M_1 «-» відносно M_2 і КЕ «-». При таких умовах перехід J_4 зміщений прямо і вмикання спочатку відбувається за рахунок інжекції електронів з n_3 в n_1 . При цьому потенціал шару n_1 знижується і з p_2 в n_1 починають інжектуватись дірки. Вони створюють базовий струм в транзисторі p_2 - n_1 - p_1 , і врешті – решт права частина p_2 - n_1 - p_1 - n_4 включається. Оскільки перехід J_3 зміщений в зворотному напрямку, струм протікає з шунта до M_2 через область n_4 .

ВАХ і позначення зображені на рисунку. Симістор здатен керувати навантаженням, що живиться змінним струмом. В будь – який момент працює тільки 1 половина структури. Основна перевага – гарне узгодження вихідних характеристик, економії 1 корпусу і 2 зовнішніх виводів. Проте його вхідні x -ки не узгоджені, тому використ діак. Широкий діапазон напруг та струмів.

37. Тиристор із зворотною провідністю. Особливості характеристики та конструкції

В ряді схем із зустрічно-паралельною комбінацією тиристора та діода слід застосовувати тиристор із оберненою провідністю (ТЗП). Базова структура його показана на рис. 1

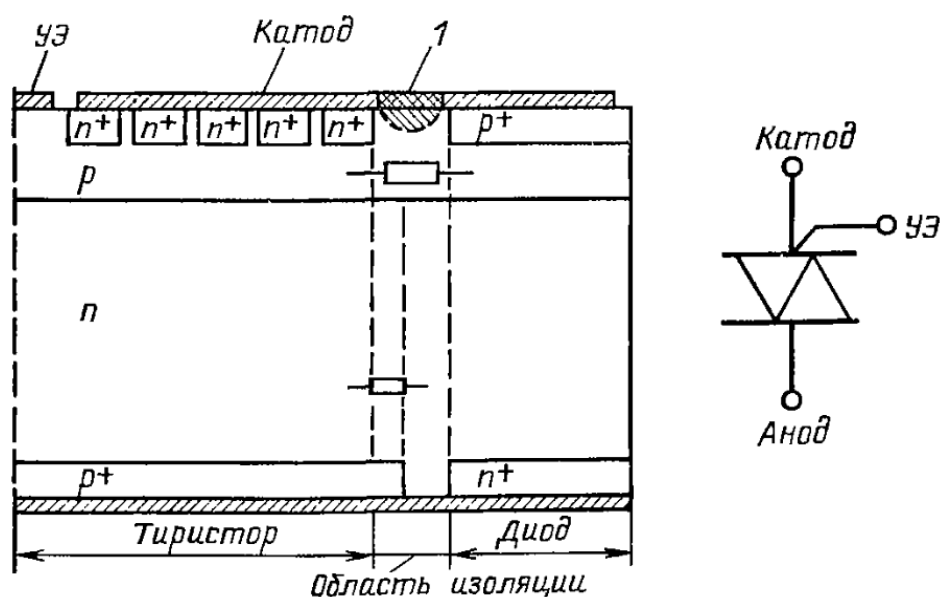


Рис.1 Структура ТЗП: УЭ – управляющий электрод; 1 – канавка, вытравленная для увеличения сопротивления изоляции

Позначення: тиристор – Т, діод - Д

Оскільки ТЗП не володіє зворотною блокуючою здатністю, є можливим зменшення товщини кремнієвої пластинки за рахунок зменшення глибини зворотно блокуючого p -емітера. Анодний емітер може бути виконаний з розподіленими шунтами, що дозволяють зменшити коефіцієнт передачі p - n - p транзистора та створити основу для подальшого зменшення товщини n -бази і забезпечення прямої блокуючої напруги.

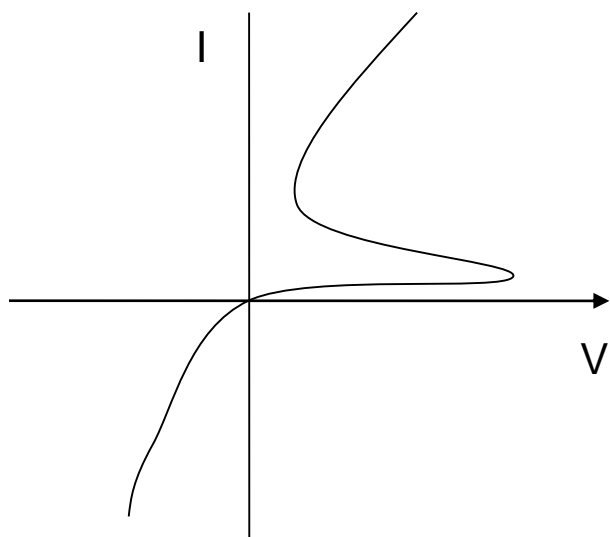
Перевагами ТЗП у порівнянні з парою діод-тиристор є його поведінка в процесі виключення. При зустрічному включенні Д-Т – між цими двома компонентами виникає паразитна індуктивність. Під час виключення Т струм тече в Д, створюючи падіння напруги на приладі, що рівне сумі прямої напруги та $L \frac{dI}{dt}$.

Ця напруга має від'ємний знак на протязі всього періоду перед тим, як струм діода досягає свого максимального значення..

В ТЗП відсутня ця паразитна індуктивність, чим забезпечується більша швидкість переключення.

Особливості конструкції

Важливим при проектуванні ТЗП є отримання хорошої ізоляції між Д- і Т-областями. У звичайному режимі роботи Т-обл. не проводить струму і відновлює властивість до блокування тільки під час етапу провідності діода. Ізоляція необхідна для того, щоб надлишкові носії в діоді на



протязі цього часу не проникали в тиристор, оскільки надлишковий заряд приводив би до його руйнування під час виключення. Для ізоляції:

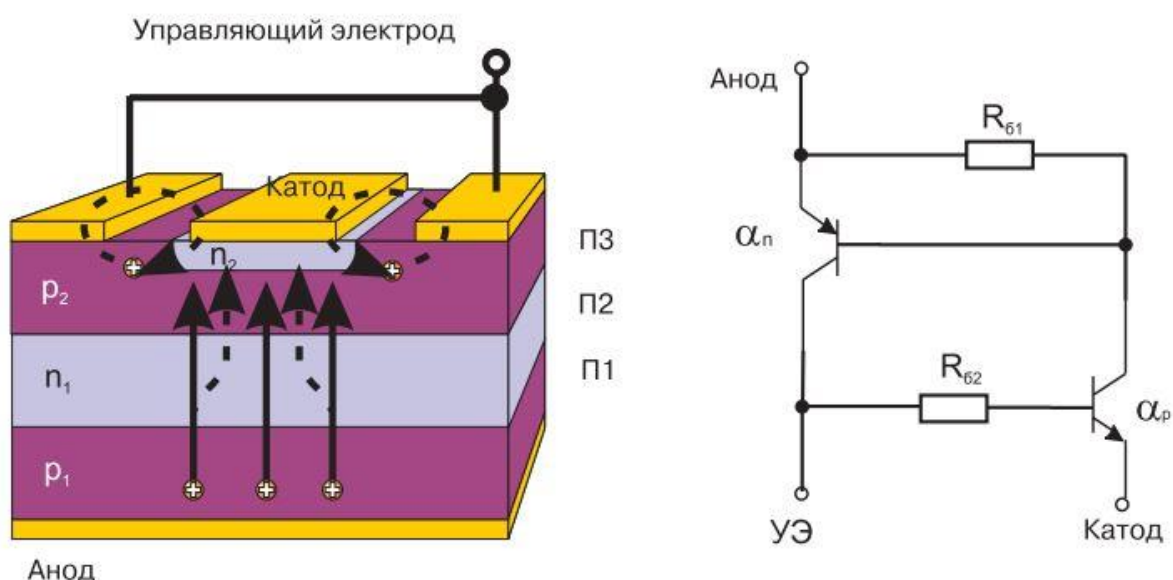
- Отримання ізолюючої обл. за рахунок високого опору p -бази між приладами.
- Високий опір n -бази
- Використовують області з пониженим часом життя неосновних носіїв заряду.

Високий опір p -бази досягається шляхом введення канавки, або за рахунок збільшення опору n -бази в результаті просування p -емітера в ізолюючу область. Локальна обл. із зменшеним часом життя неосновних носіїв заряду може бути створена за рахунок опромінення електронами або локальною дифузією золота.

38. Тиристор, що вимикається. Принцип роботи. Область застосування.

Щоб досягти такого стану потрібно:

- Розмикати коло, щоб т-р вимикався;
- Поміняти знак (полярність) прикладеної напруги;
- Потрібно підключити транзистор(насичений стан) до тиристора;
- Викор. Допоміжні тиристори, які комутуються від зовнішнього генератора;

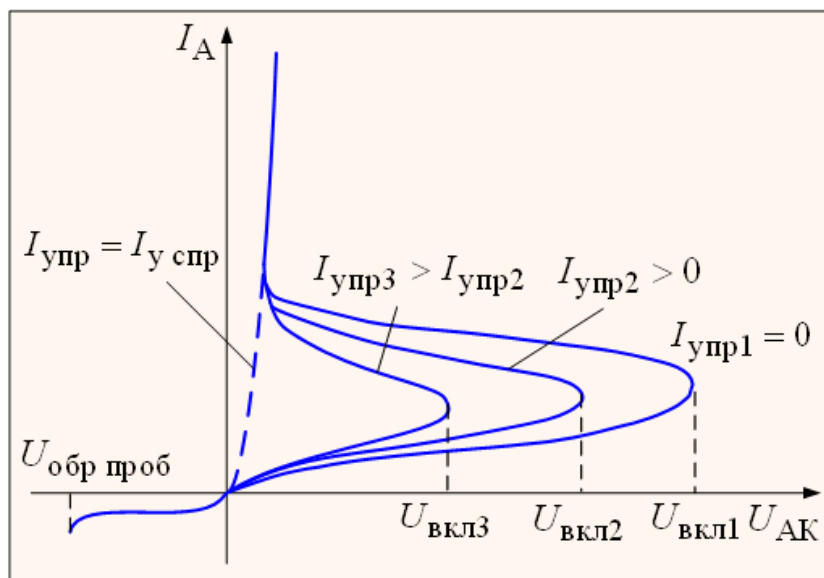


Запираючі тиристори - повністю керовані напівпровідникові приладами, які можна і включити і вимкнути по ланцюгу керування. Це досягається завдяки тому, що в областях анода і катода такий прилад складається з великої кількості технологічних осередків, що представляють окремі тиристори, які включені паралельно.

Виняток становить процес виключення від'ємним струмом. У включеному стані всі переходи тиристора знаходяться в стані насичення. При достатній величині і тривалості керуючого струму, а також рівномірності його розподілу по всіх комірках, надмірна концентрація неосновних носіїв заряду спочатку знижується до нуля поблизу колекторного переходу тиристора. При цьому колекторний перехід зміщується у зворотному напрямку, сприймаючи частину зовнішньої напруги. Так, обидва транзистора починають працювати в активному режимі і в структурі виникає позитивний зворотний зв'язок при негативному базовому струмі в n-p-n транзисторі α_p . Внаслідок лавиноподібного зменшення зарядів в базових областях анодний струм починає знижуватися. Транзистор α_p прп-типу перший входить в режим відсічки. Дія позитивного зворотного зв'язку припиняється, і подальший спад анодного струму визначається рекомбінацією в n-базі тиристора.

//Концентрація електронів зростає в р області, тому спочатку розсмоктуються в р, а потім і в n області.

На керуючий електрод «-», дірки протікають по каналу, струм звужується → тонкий струм замикається, тиристор закривається. Особливість в тому, що площа тиристора, що використовується, може бути 25% від усієї площі кристала (не викор. вся площа). Використовують шунтування катодного емітера, легування золотом, опромінення β - частинками, щоб зменшити τ носіїв у тиристорі.



Основним недоліком є великі втрати потужності (особливо на R) при його комутації. Очевидно що підвищення робочої частоти, призводить до втрат, тому використовують частоту не більше 250...300 Гц.

Область застосування, з-за рахунок повного керування - це регульований електропривід змінного струму (автономні інвертори

напруги для перетворювачів частоти), потужні джерела електричних підстанцій, системи безперебійного живлення, статичні компенсатори регулятори напруги, пристрої «клімат-контроль» (нагрівачів та кондиціонерів), переносні зварювальні агрегати, пересувні (ручні) електро - інструменти і т. д.

39. Методи покращення характеристик тиристорів

Динамічні характеристики неопроміненого МОН тиристора зображена на рис.5. Струм аноду наростає до величини 19А за 3.5 мкс.

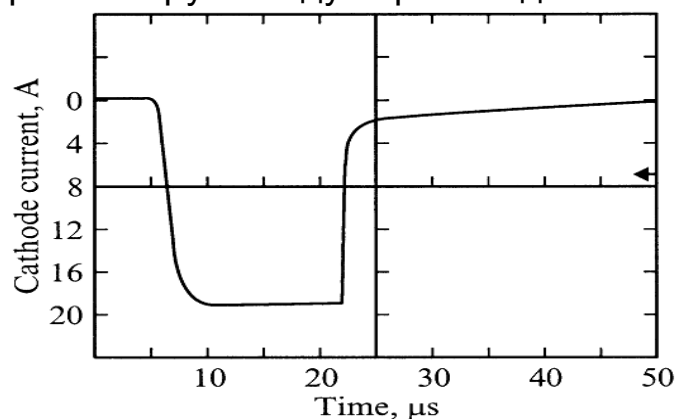


Рис.5.

Фронт закриття складається з двох фаз: швидкої та повільної. Під час швидкої фази струм аноду спадає за 1.5 мкс до 10% від максимального значення. Під час повільної фази залишковий струм аноду спадає за 30 мкс. Це пов'язано з високим часом життя носіїв в високоомній N-базі (~50 мкс). Для зменшення тривалості фронту вимикання використовують різноманітні методи зменшення часу життя носіїв. Одними з них є введення радіаційних дефектів, які є центрами рекомбінації. Для цього використовуюється опромінення γ -квантами, електронами та протонами.

Для покращення характеристик при вимикання також використовують тонке регулювання легуючих домішок і утворення буферного шару в n-базовій області. Вищевказані методи разом отримали назву концепції жорсткого управління.

Кожен з цих методів має свої фізичні та технологічні особливості. Розглянемо методи введення радіаційних ефектів. Якщо протонами опромінюють пластини перед розділенням на чіпи, то опромінення γ -квантами і електронами можна проводити для приладів в корпусі.

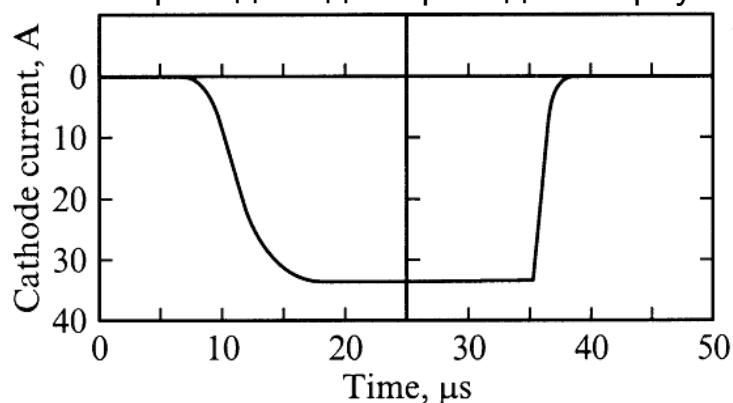


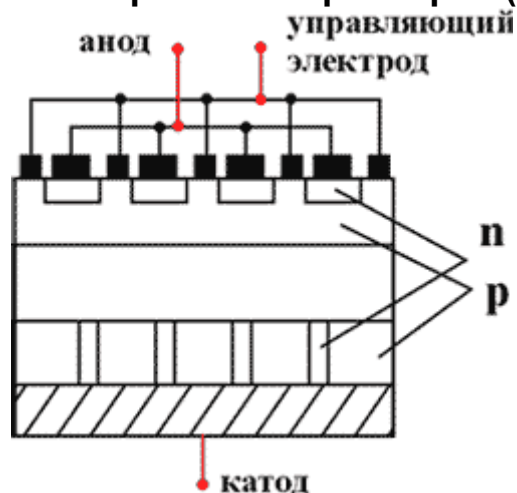
Рис.6. Опромінений тиристор

Як видно з наведених графіків, після опромінення падіння напруги у відкритому стані зростає. Довжина фронту стала рівною 2.5 мкс. Також буде спостерігатись збільшення максимальної керованості густини струму, ріст керованого струму не спостерігатиметься.

Таким чином, шляхом опромінення можна регулювати фронт вимикання високовольтного МОН тиристора в певних межах і покращити його динамічні характеристики за рахунок зменшення динамічних втрат при перемиканні.

Якщо використовувати не довготривале а імпульсне управління тиристором, то це також призводить до покращення динамічних характеристик включення тиристорів.

У запираючих тиристорах (GTO):



Анодний шар p має шунти (зони n), які з'єднують n-базу з анодом через невеликі розподілені опори. Анодні шунти використовують в тиристорах без оберненої блокуючої властивості. Саме вони призначені для зменшення часу вимикання приладів за рахунок покращення умов виходження зарядів з базової області n.

У тиристорах з ізольованим затвором (IGCT):

Завдяки технології жорсткого управління рівномірне перемикання збільшує область безпечної роботи IGCT до межі, обмеженої лавинним пробоем (тобто, до фізичних можливостей кремнію). Відпадає потреба у захисних колах від перебільшення du/dt . У поєднанні з покращеними показниками втрат потужності дозволило знайти нові області використання в кілогерцовому діапазоні. Потужність, необхідна для управління знижена в 5 разів в порівнянні з звичайними GTO, в основному за рахунок прозорості конструкції аноду. Нове сімейство приладів з IGCT, з монолітними інтегрованими високо потужними діодами були розроблені для використання в межах 0,5-6 МВ*А. Що за рахунок можливості послідовного і паралельного з'єднання IGCT дозволяє збільшувати рівень потужності до декількох сотень мегавольт-ампер.

При інтегрованому блоці управління катодний струм знижується до того, як анодна напруга починає збільшуватися. Це досягається за рахунок дуже низької індуктивності кола керуючого електрода, реалізованого за рахунок коаксіального з'єднання керуючого електрода в поєднанні з багатошаровою платою блоку управління. У результаті стало можливим досягти значення швидкості вимикаємо струму 4 кА/мкс при напрузі управління 20 В. Коли катодний струм стає рівним нулю, залишковий анодний струм переходить в блок управління, який має в цей момент низький опір. За рахунок цього споживання енергії блоком управління мінімізується. Працюючи при "жорсткому" управлінні, тиристор переходить при замиканні з p-n-p-n стану в p-n-p режим за 1 мкс. Вимкнення відбувається повністю в

транзисторному режимі, усуваючи будь-яку можливість виникнення тригерного ефекту. Зменшення товщини приладу досягається за рахунок використання буферного шару на стороні анода. Буферний шар силових напівпровідників покращує характеристики традиційних елементів за рахунок зниження їх товщини на 30% при тій ж прямій пробивній напрузі. Головна перевага тонких елементів - поліпшення технологічних характеристик при низьких статичних і динамічних втратах. Такий буферний шар у чотиришаровому приладі вимагає усунення анодних закоротів, але при цьому зберігається ефективно звільнення електронів під час вимикання. У новому приладі IGCT буферний шар комбінується з прозорим анодним емітером. Прозорий анод - це р-п перехід з керованою струмом ефективністю емітера. Для максимальної завадостійкості та компактності блок управління оточує IGCT, формуючи єдину конструкцію з охолоджувачем, і містить тільки ту частину схеми, яка необхідна для управління безпосередньо IGCT. Як наслідок, зменшено число елементів керуючого блоку, знижені параметри розсіювання тепла, електричних і теплових перевантажень. Тому, також істотно знижена вартість блоку управління і інтенсивність відмов.