

# “ТВЕРДОТІЛЬНА ЕЛЕКТРОНІКА”

**Лектор проф. Опанасюк Анатолій Сергійович**

*Метою вивчення дисципліни* є формування у студентів знань у області напівпровідникових приладів та особливостей їхнього застосування в електронних схемах.

У результаті вивчення дисципліни студенти повинні:

розширити свій науково-технічний кругозір в області елементів електронної техніки;  
придбати знання, необхідні інженеру, що займається експлуатацією пристроїв і систем промислової електроніки.

**Після засвоєння матеріалу навчальної дисципліни студент повинен:**

**ЗНАТИ:**

- фізичні принципи роботи приладів твердотіЛЬНОЇ електроніки, що є основою їх функціонування;
- параметри і характеристики різних напівпровідникових приладів і елементів інтегральних мікросхем, необхідні для забезпечення їх штатних режимів роботи;
- експлуатаційні особливості та можливі застосування;
- типові аналогові та цифрові схемотехнічні рішення.

# РЕГЛАМЕНТ 2023 р.

Курс викладається 2 семестри: модульних циклів – 4 (2/2)

Структура навчальної дисципліни: 300 год./10 кредитів (5/5)

Всього 128 год. (64 год./64 год.),

Лк. – 32 год./32 год., практи. – 16 год./16 год., лаб. роб. – 16 год./16 год.

ПМК - 1 семестр, ДСК - 2 семестр

РГР – 1 сем.; КР (ЕС, ЕП), РГР (ФЕ) - 2 сем. (30 год. – 1 кредит)

Шкала оцінювання: R=100 балів

## **Нарахування балів:**

**робота на лекції**  $16 \cdot 0,5 = 8$  балів

**практичні заняття**  $8 \text{ пр.} \cdot 2 \text{ бали/пр.} = 16$  балів

(з них 0,5 балів за присутність на практичному занятті та 2,5 бали за виконання завдань)

**лабораторні заняття:**  $8 \text{ лаб. зан.} \cdot 3 \text{ бали/лаб.} = 24$  балів

(0,5 балів за присутність на лабораторній роботі та 2,5 бали за виконання та захист лабораторної роботи)

**модульні контролі:**  $2 \cdot 20 = 40$  балів

РГР - 12 балів

*Додаткові бали за наукову роботу від 2 до 10 балів,  
присутність на всіх лекціях 3 бали*

# ШКАЛА ОЦІНЮВАННЯ ЗНАНЬ СТУДЕНТІВ

Сумма балів	Оцінка ESTS	Оцінка за національною шкалою	
		ДСК або ПСК	залік
90-100	A	відмінно	зараховано
82-89	B	добре	
74-81	C		
64-73	D		
60-63	E	задовільно	не зараховано
35-59	FX	незадовільно	
1-34	F		

# ЛІТЕРАТУРА

1. Твердотільна електроніка: підручник / О. В. Борисов, Ю. І. Якименко; за заг. ред. Ю. І. Якименка. – Київ: НТУУ «КПІ», 2018. – 484 с.
2. Бондаренко І.М. Твердотільна електроніка: навч. посібник для студентів ЗВО / І.М. Бондаренко, О.В. Бородин, О.Б. Галат, В.П. Карнаушенко. – Харків: ХНУРЕ, 2020. – 236 с.
3. Болюх В. Ф., Данько В. Г. Основи електроніки і мікропроцесорної техніки: Навч. посібник. – Харків: НТУ «ХПІ», 2011. – 257 с.
4. Papadopoulos C. Solid-State Electronic Devices: An Introduction / C. Papadopoulos. - Springer Science, 2014. – 287 p.
5. Streetman B. Solid State Electronic Devices 7th Edition / B. Streetman, S. Banerjee/ - University of Texas at Austin, 2016. – 212 p.
6. Твердотільна електроніка, навч. посіб. / О.А. Борисенко, О.М. Кобяков, А.І. Новгородцев та ін. - Суми: СумДУ, 2013. – 271 с.
7. Методичні вказівки до самостійної роботи студентів з дисципліни «Твердотільна електроніка» / укладачі Кобяков О.М., Опанасюк А.С. - Суми: Сумський державний університет, 2021. – 45 с.
8. Методичні вказівки до лабораторних робіт із дисципліни «Твердотільна електроніка» / укладачі: А. С. Опанасюк, А. І. Новгородцев, О. А. Любивий, О. В. Д'яченко. – Суми : Сумський державний університет, 2022. – 84 с.

# НАПРЯМИ РОЗВИТКУ ЕЛЕКТРОНІКИ

**Електроніка** - це наука, що вивчає явища взаємодії електронів та інших заряджених частинок з електричними, магнітними і електромагнітними полями, що є фізичною основою роботи електронних приладів і пристроїв (вакуумних, газорозрядних, напівпровідникових та ін.), які використовуються для передачі, обробки і зберігання інформації.

Основними напрямками розвитку електроніки є: *вакуумна, твердотільна і квантова електроніка.*

- **Вакуумна електроніка** - це розділ електроніки, що включає дослідження взаємодії потоків вільних електронів з електричними і магнітними полями у вакуумі, а також методи створення електронних приладів і пристроїв, в яких ця взаємодія використовується.

До найважливіших напрямів дослідження в області вакуумної електроніки відносяться: електронна емісія (зокрема, термо- і фотоелектронна емісія); формування потоку електронів і/або іонів і управління цими потоками; формування електромагнітних полів за допомогою пристроїв введення та виведення енергії та ін.

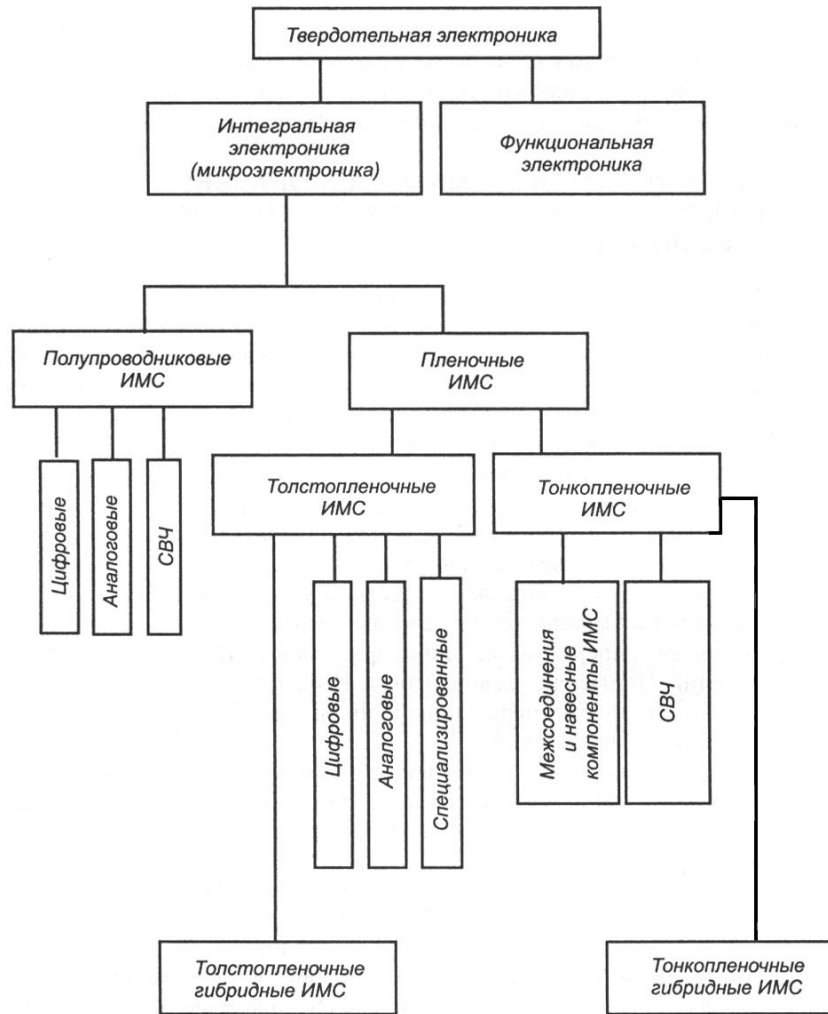
- **Твердотільна електроніка** вирішує завдання, пов'язані з вивченням властивостей твердотільних матеріалів (напівпровідникових, діелектричних, магнітних та ін.), впливом на ці властивості домішок і особливостей структури матеріалу; вивченням властивостей поверхонь і границь розділу між шарами різних матеріалів; створенням в кристалі різними методами областей з різними типами провідності; створенням гетеропереходів і монокристалічних структур; створенням функціональних пристроїв мікронних і субмікронних розмірів, а також способів вимірювання їх параметрів.

Основними напрямками твердотільної електроніки є:

- **напівпровідникова електроніка**, пов'язана з розробкою різних видів напівпровідникових приладів, **мікроелектроніка**, пов'язана з розробкою інтегральних схем, **функціональна електроніка** заснована на використанні фізичних принципів інтеграції та динамічної неоднорідності, що забезпечують несхемотехнічні принципи роботи пристроїв.

- **Квантова електроніка** є частиною функціональної електроніки, вона охоплює широке коло питань, пов'язаних з розробкою методів і засобів посилення і генерації електромагнітних коливань на основі ефекту вимушеного випромінювання атомів і молекул. Основні напрями квантової електроніки: створення оптичних квантових генераторів (лазерів), квантових підсилювачів, квантових комп'ютерів, молекулярних генераторів та ін.

# НАПРЯМИ РОЗВИТКУ ЕЛЕКТРОНІКИ



# ОСНОВНІ ЕТАПИ РОЗВИТКУ ЕЛЕКТРОНІКИ

Електроніка є однією з галузей науки і техніки, що розвивається у наш час дуже динамічно. Весь арсенал засобів, які використовує сучасна електроніка, був створений всього за кілька десятиліть. **Фундамент електроніки був закладений працями фізиків у XVIII-XIX ст.** Виділяють декілька етапів розвитку електроніки.

- **1 етап** - до 1904 р. – **відкриття основних фізичних законів** на основі яких функціонують прилади електроніки.

- **2 етап** – до 1948 р. - **період розвитку вакуумних і газорозрядних електроприладів.**

(у 1904 р. **Д. Флемінг** сконструював **електровакуумний діод**; у 1907 **Лі-де-Форест** винайшов **тріод**; у 1920 р. **Бонч-Бруєвич** розробив генераторні лампи з мідним анодом і водяним охолодженням, потужністю до 1 кВт; у 1924 р. **Хеллом** розроблена екранована лампа з двома сітками (**тетрод**), а в 1930 р. лампа з трьома сітками (**пентод**); у 1897 р. К.Ф. Брауном був винайдений **кінескоп**, а у 1906 р. співробітники Брауна М. Дікман та Г. Глаге отримали патент на використання трубки Брауна для передачі зображень; першу масштабну виїзну телевізійну трансляцію було здійснено на Олімпійських іграх 1936 року в Берліні. З 30-х років ведеться розробка приладів надвисокочастотного (НВЧ) - діапазону і таке ін.

В наш час електровакуумні прилади займають значну нішу в ряду існуючих класів приладів електроніки і **працюють в області високих рівнів потужностей** ( $10^6 - 10^{11}$  Вт) і частот ( $10^8 - 10^{12}$  Гц).

- **3 етап** - з 1948 р. - період створення і впровадження **дискретних напівпровідникових приладів.**

(у 1947 р. **В. Шоклі, Д. Бардін і У. Браттейн** відкрили **транзисторний ефект**; **теорію p-n-переходу і площинного транзистора** створив у 1947-1950 рр. **В. Шоклі**; перший **площинний транзистор** був виготовлений 12 квітня 1950 р. методом вирощування з розплаву; у 1950 році **Хол і Данлоп** запропонували формувати p-n-переходи сплавленням, перші **сплавні транзистори** були випущені General Electric в 1952 р.)

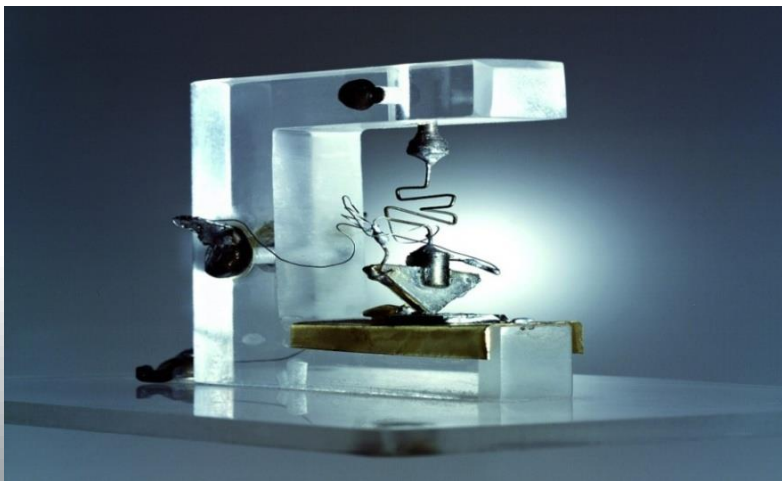
- **4 етап** - з 1960 р. - **період розвитку мікроелектроніки.**

- (**Роберт Нойс** запропонував ідею монолітної **інтегральної схеми** і, застосувавши **планарну технологію**, виготовив перші кремнієві монолітні інтегральні схеми).

# ВІД ЕЛЕКТРОННОЇ ЛАМПИ ДО МІКРОСХЕМИ

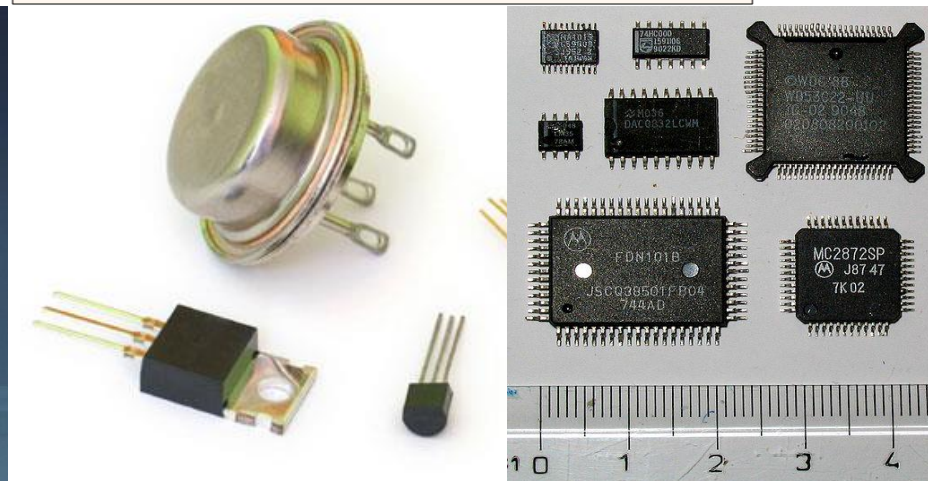
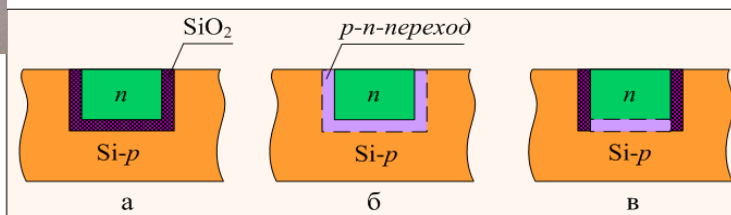


У 1905 р. Джон Флемінг запатентував - першу **електронну лампу**. У 1907 р. Лі де Форест ввів в лампу третій електрод - сітку (і створив **тріод**), а в 1913 р. на її основі було створено **автогенератор**



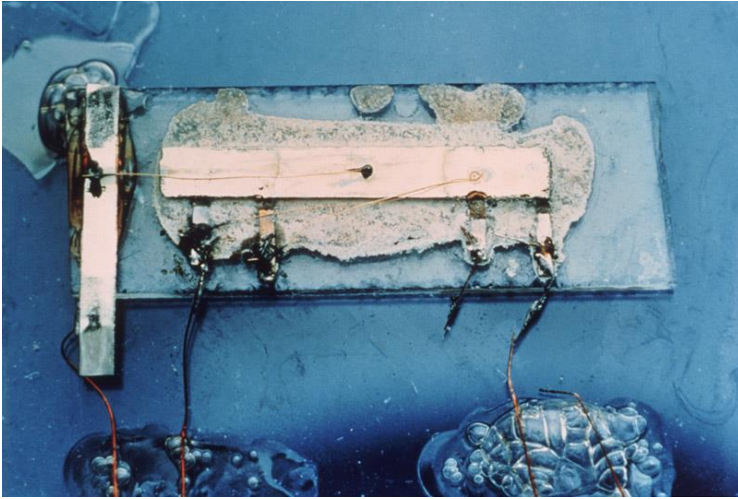
Перший транзистор створено у **Bell laboratories**. Мюррей Хіл, штат Нью-Джерсі.

•Офіційною датою появи на світ першого **біполярного транзистора** вважається 23 грудня 1947 р. коли **Бардін та Браттейн** продемонстрували транзисторний ефект. 24 грудня **Браттейн** продемонстрував перший транзисторний генератор. **Польові транзистори, які** є основою сучасних інтегральних мікросхем створені у 1958 р. **С. Тезнером** у французькому відділенні **General Electric** «Технітрон» (Technitron).





# ВІД ЕЛЕКТРОННОЇ ЛАМПИ ДО МІКРОСХЕМИ

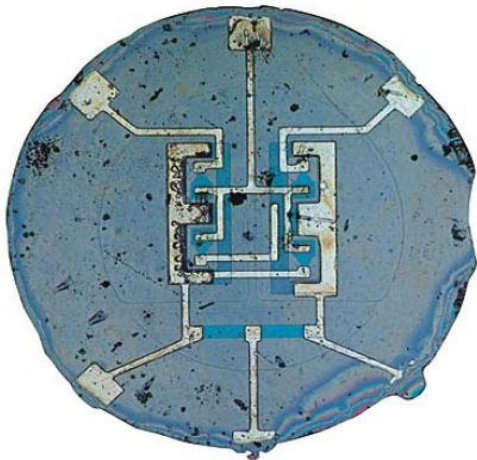


Перша інтегральна схема 1959 р. (Ge 11x1,7 мм<sup>2</sup>)

- У 1958 р. *Дж. Кілбі* створив першу **інтегральну схему** в компанії Texas Instruments. *Простий RC-генератор на 1,3 МГц складався з одного транзистора, трьох резисторів і конденсатора.*

- У 1959 р. він зареєстрував патент на мініатюрні **електронні схеми.**

- Практично в той самий час *Р. Нойс* з компанії *Fairchild Semiconductors* (попередник INTEL) запропонував **планарну технологію виробництва** кремнієвих інтегральних схем.



Перша планарна інтегральна схема 1959 р.  
(кремній, діаметр 1,5 мм)

# ОСНОВНІ ЕТАПИ РОЗВИТКУ ЕЛЕКТРОНІКИ

Розвиток серійного виробництва *інтегральних мікросхем* (ІС) йшов такими етапами:

- 1) **1960 - 1969 рр.** - *інтегральні схеми малого ступеня інтеграції*,  $10^2$  транзисторів на кристалі розміром  $0,25 \times 0,5$  мм (МІС).
- 2) **1969 - 1975 рр.** - *інтегральні схеми середнього ступеня інтеграції*,  $10^3$  транзисторів на кристалі (СІС).
- 3) **1975 - 1980 рр.** - *інтегральні схеми з великим ступенем інтеграції*,  $10^4$  транзисторів на кристалі (ВІС).
- 4) **1980 - 1985 рр.** - *інтегральні мікросхеми зі надвеликої ступенем інтеграції*,  $10^5$  транзисторів на кристалі (НВІС).
- 5) **З 1985 р.** - *інтегральні мікросхеми з ультравеликим ступенем інтеграції*,  $10^7$  і більше транзисторів на кристалі (УВІС).

- **5 етап** - з 80-х років розвивається *функціональна електроніка*, яка дозволяє *реалізувати певну функцію апаратури без застосування стандартних дротяних базових елементів* (діодів, резисторів, транзисторів і т. ін.), *базуючись безпосередньо на фізичних явищах у твердому тілі*.
- **6 етап** - в останні роки розвивається новий напрям функціональної електроніки – *наноелектроніка* (*оптоелектроніка, спітроніка, плазмоніка, кріоніка, квантова електроніка, тощо*).

**Нанотехнологія** - сукупність методів і прийомів, що забезпечують можливість контрольованим чином створювати і модифікувати об'єкти, що включають компоненти з розмірами меншими ніж 100 нм, хоча б в одному напрямі.

Нанотехнології дозволяють маніпулювати атомами (розміщувати в будь-якому порядку або в певному місці), що дає можливість конструювати нові прилади з якісно новими властивостями.

**Мікросхеми майбутнього будуть роздруковуватися на 3-d принтерах і будуть гнучкими та прозорими.**

Охоплюючи широке коло науково-технічних і виробничих проблем, електроніка спирається на досягнення в різних галузях знань: фізики, матеріалознавства, теорії поля, тощо.

# ЕТАПИ РОЗВИТКУ МІКРОЕЛЕКТРОНІКИ

•**32 нм (0,032 мкм)** - техпроцес, відповідає рівню технології, досягнутому до 2009-2010 років провідними компаніями-виробниками мікросхем. На початку 2011 р. компанія Intel почала виробляти процесори за даним техпроцесом. У травні 2011 р. за технологією 28 нм фірмою Altera була випущена найбільша у світі мікросхема, що складається з **3,9 млрд. транзисторів**.

•**22 нм (0,022 мкм)** - техпроцес, який відповідає рівню технології, досягнутому у **2009-2012 рр.** провідними компаніями - виробниками мікросхем. 22-нм елементи формуються при літографії шляхом експонування маски світлом довжиною хвилі 193 нм. Перші працездатні тестові зразки регулярних структур (SRAM) представлені публіці компанією Intel у 2009 році. Процесори за такою технологією виробляються з 2012 року (Intel Ivy Bridge, Intel Haswell, послідовник Ivy Bridge, 2013 р.).

•**14 нм (0,014 мкм)** Будівництво заводу під назвою **Fab42** в американському штаті Арізона почалося в середині 2011 р., але до цього часу він не запущений, оскільки виробництво реалізовано на інших заводах. Однак Intel буде випускати тут продукцію за 7-нанометровою технологією на основі 300-міліметрових кремнієвих пластин. **Завод є першим масовим виробництвом, сумісним з 450-мм Si пластинами.** В будівництво вклали понад \$ 12 млрд. (ВВП України складало 156 млрд. \$ у 2020 р.)

•**10 нм (0,01 мкм).** Південнокорейська компанія **Samsung випустила чип для мобільних пристроїв «Snapdragon 830» за цією технологією у кінці 2016 р.** З 2017 р. тайванська компанія TSMC виробляє для Apple та HiSilicon мікросхеми A10X і A11 для iOS-пристроїв, а для Qualcomm **займається випуском флагманського чипсета Snapdragon 835.** Серед перших пристроїв на базі цього процесору – **Samsung Galaxy S8 і Xiaomi Mi6.**

•**5 нм (0,005 мкм).** Процесори з такими нормами **TSMC** навчилася випускати ще влітку 2020 р. До такого ж рівня випуск мікросхем на власних фабриках розвинула і корейська Samsung. Інші виробники відстають від них - наприклад, Intel застрягла на 10 і 14 нанометрів. 5-нанометрові процесори зараз є в арсеналі лише декількох компаній. У їх числі **Apple** зі своїм M1, **Qualcomm** з Snapdragon 888 і **Samsung** з Exynos 1080.

•**3 нм (0,003 мкм).** 30.06.2022 р. **Samsung почала масове виробництво чипів за цією технологією.** У порівнянні з 5-нанометровими ці чіпи забезпечують зниження енергоспоживання на 45%, вони на 16% менші та забезпечують на 23% вищу продуктивність. Чіпи засновані на **транзисторній архітектурі Samsung Gate-All-Around (GAA)** та багатоканальному польовому транзисторі. Попередні покоління мікросхем створювалися додаванням ребер збоку (**FinFET**), але **MBCFET** це транзистори з нанолістами, які можна укладати вертикально. **TSMC запустить виробництво чипів за цією технологією до кінця 2022 р.**

•**2 нм (0,002 мкм)** - 2025 р.

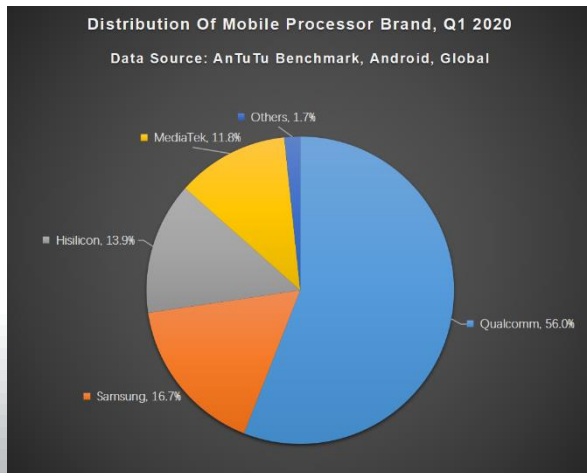
•**Техпроцес атомарного рівня.** У 2012 році дослідники з Університету Південного Уельсу представили спосіб створення транзисторів, розміри яких дорівнюють розмірам одного атома. Демонстрація способу була проведена на прикладі атома фосфору, розміщеного на напівпровідниковому кристалі. Результати цієї роботи можуть бути покладені в основу створення квантових комп'ютерів майбутнього.

•[https://ru.wikipedia.org/wiki/Список\\_микроселектронных\\_производств](https://ru.wikipedia.org/wiki/Список_микроселектронных_производств)

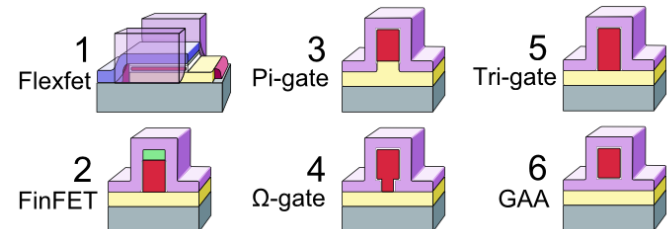
# ПЛАНИ НА МАЙБУТНЄ

•Компанії *Global Foundries (США), Intel (США), Qualcomm (Quality Communications) Inc. (США), Samsung (Південна Корея), Semiconductor Manufacturing International Corporation (SMIC, Кумай), Taiwan Semiconductor Manufacturing Company (TSMC, Тайвань) і United Microelectronics (UMC, Тайвань)* планують вкластися в модернізацію виробництва і будівництво нових фабрик. Плани Intel, AMD, Apple та виробників ARM наступного покоління свідчать, що ми на порозі невеликої *технологічної революції*. Транзистори з *круговим затвором, техпроцес 2 нм, 3D-компонування, квантові технології* – ось плани виробництва мікросхем на найближчі роки. На галузевій конференції IEDM 2021 компанія Intel поділилася планами на найближчу п'ятирічку. Вона розраховує на фундаментальні технологічні прориви у таких областях: *упаковка мікросхем із 10-кратним підвищенням щільності міжз'єднань; збільшення щільності розміщення транзисторів у CMOS на 30-50%; перші у світі перемикачі на основі GaN (нітрид галію); нові концепції у фізиці, які можуть зробити революцію у обчислювальній техніці.*

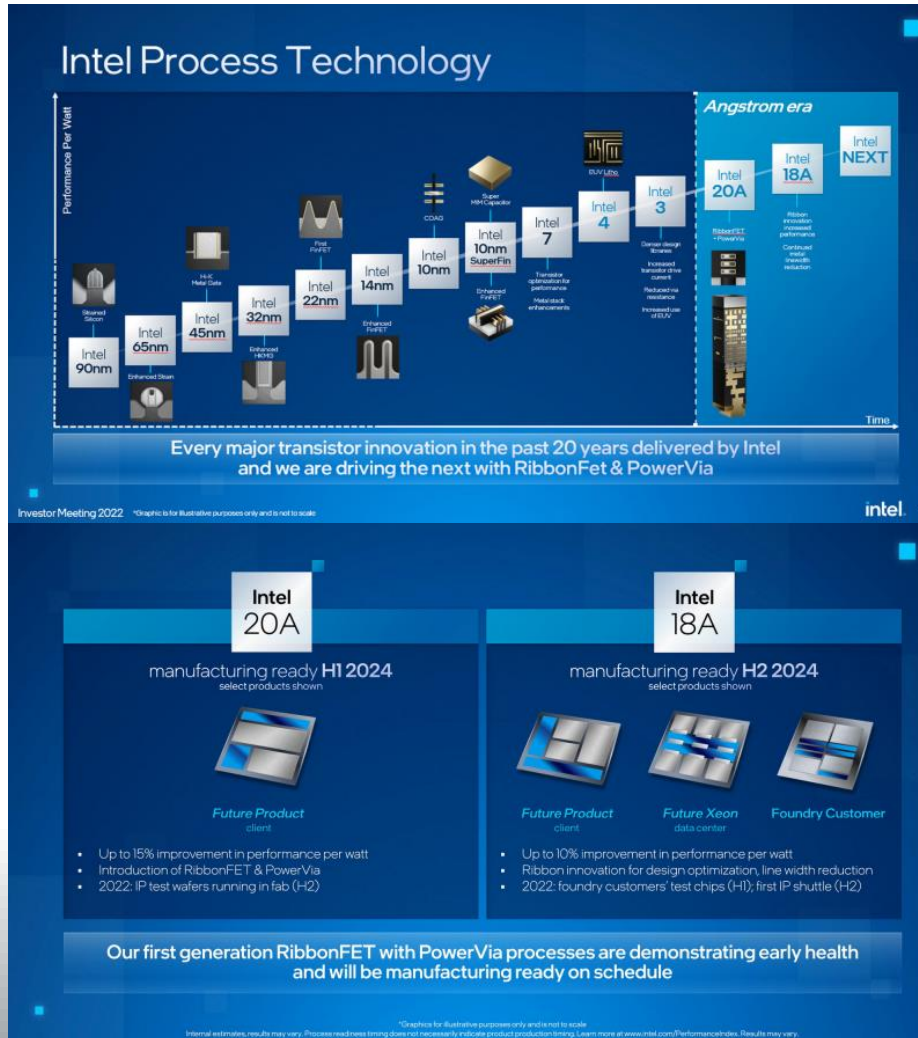
•Як показано на слайді, сучасні технологічні процеси використовують *польові транзистори з вертикальним затвором (FinFET)* (рис.). Зараз відбувається перехід із технології компонентування міжз'єднань EMIB (2.5 D) на Foveros Direct HBI (3D). Технологія тривимірного компонентування *Foveros Direct* дозволяє зменшити крок контактних майданчиків до 10 мікрон, що збільшує щільність міжз'єднань



Американський виробник чіпсетів продовжував лідирувати на ринку і в 2020 р. Qualcomm належала частка 56%.



# ПЛАНИ НА МАЙБУТНЄ INTEL

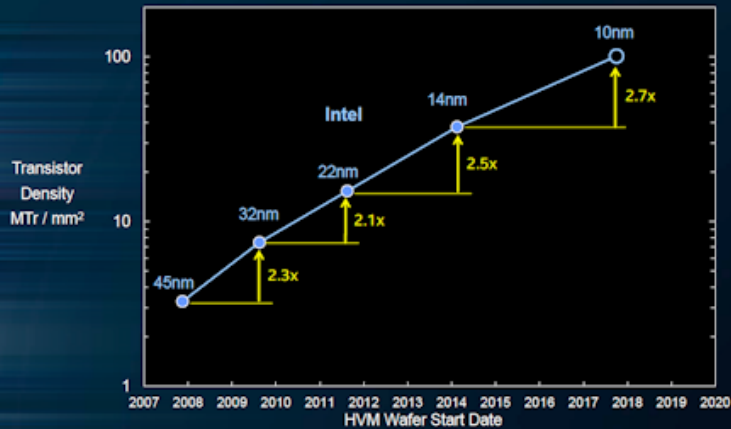


• **Intel** успішно завершила розробку виробничих процесів Intel 18A (1,8 нм) та Intel 20A (2 нм), які будуть використовуватись для виготовлення власних чипів компанії, а також мікросхем для клієнтів Intel Foundry Services. *Техпроцес Intel 20A спиратиметься на транзистори RibbonFET із затвором по всьому периметру і використовуватиме подачу живлення зі зворотного боку.* Абсолютно нова конструкція транзисторів та одночасне додавання подачі живлення на тильну сторону – ризикований крок, але очікується, що процес 20A дозволить Intel обійти конкурентів, TSMC та Samsung. *Intel планує розпочати виробництво чипів вже у першій половині 2024 року.*

• Виробничий процес Intel 18A сприятиме подальшому вдосконаленню технологій RibbonFET та PowerVia, а також зменшенню розмірів транзисторів. Розробка цього процесу, мабуть, йде настільки добре, що Intel перенесла початок його використання з 2025 року на другу половину 2024 року. Спочатку Intel планувала використовувати сканери ASML Twinscan EXE з оптикою з числовою апертурою 0,55 (NA), але оскільки компанія вирішила почати використовувати цю технологію раніше, їй доведеться покладатися на широке використання сканерів Twinscan NXE з оптикою з числовою апертурою 0,33, а також на подвійний шаблон EUV.

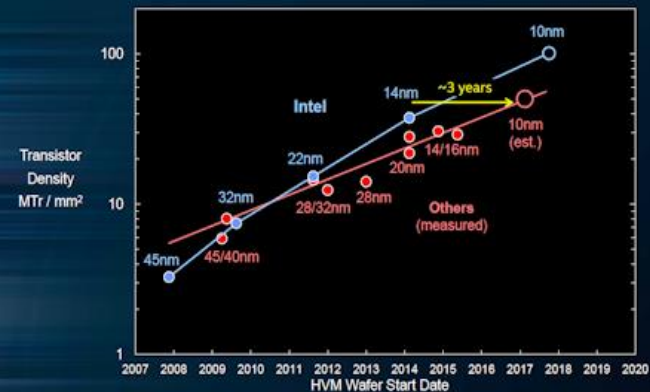
# НАПРЯМИ ВДОСКОНАЛЕННЯ

## LOGIC TRANSISTOR DENSITY



10 nm hyper scaling provides ~2.7x transistor density improvement

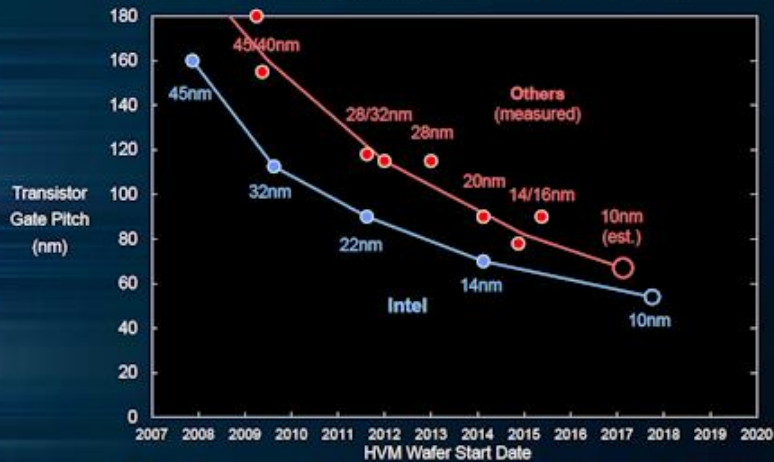
## LOGIC TRANSISTOR DENSITY



Other "10 nm" technologies will have density similar to Intel 14 nm, but ~3 years later

TECHNOLOGY AND MANUFACTURING DAY  
Source: Amalgamation of analyst data and Intel analysis. 2017-2020 are estimates based upon current expectations and available information.

## TRANSISTOR GATE PITCH TREND



Intel 10 nm Gate Pitch is the tightest in the industry

## Industry FinFET Lithography Roadmap, HVM Start

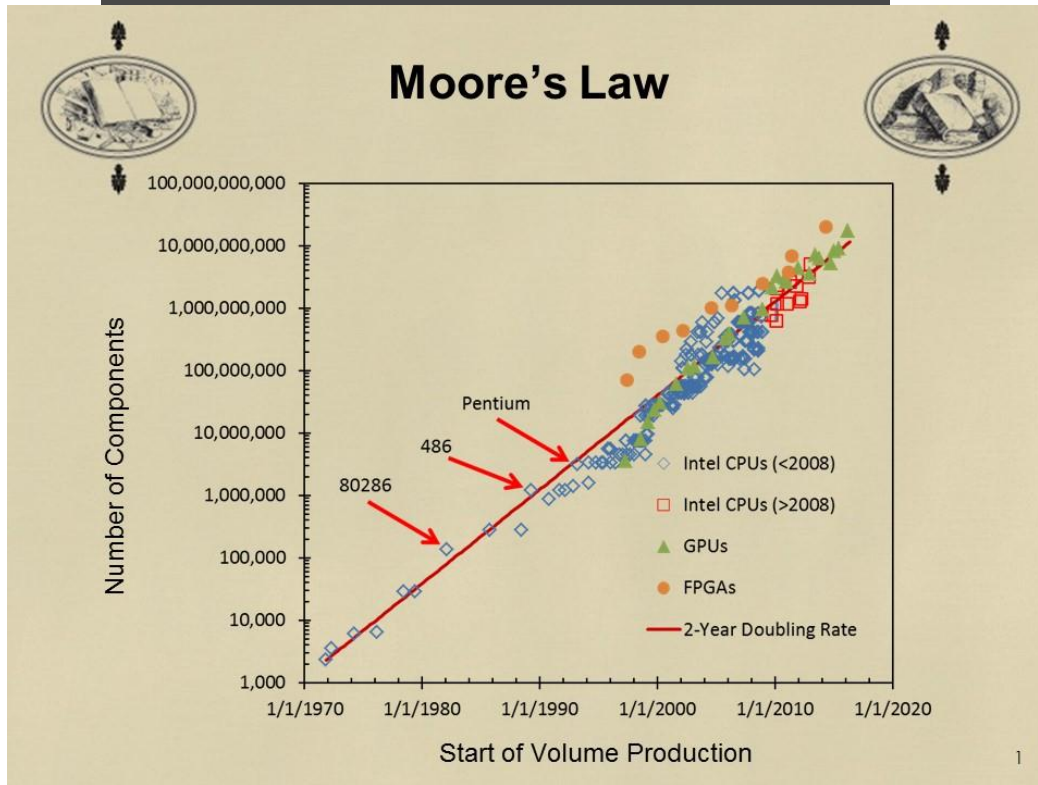
Data announced by companies during conference calls, press briefings and in press releases

	2016	2017		2018		2019		2020		2021
		1H	2H	1H	2H	1H	2H	1H	2H	
GlobalFoundries		14LPP		7nm DUV		7nm with EUV*				
Intel	14 nm 14 nm+	14 nm++ 10 nm		10 nm+ 10 nm++						
Samsung	14LPP 14LPC	10LPE		10LPP		8LPP 10LPU		7LPP		6 nm* (?)
SMIC	28 nm**		14 nm in development							
TSMC	CLN16FF+ CLN16FFC	CLN10FF CLN16FFC		CLN7FF CLN12FFC		CLN12FFC/ CLN12ULP		CLN7FF+		5 nm* (?)
UMC	28 nm**		14nm		no data					

\*Exact timing not announced

\*\*Planar

# ЗАКОНИ МУРА



**Закон Мура** - емпіричне спостереження, зроблене у 1965 році (через шість років після винаходу інтегральної схеми), у процесі підготовки виступу **Гордоном Муром** (одним із засновників компанії Intel). 40 років тому **Мур** сформулював наступний закон: **кожні 1,5 роки кількість транзисторів у комп'ютерних мікросхемах на 1 кв. дюйм подвоюється. Одночасно собівартість на 1 біт інформації (на 1 елемент інформації) зменшується вдвічі, енергія на одиницю інформації теж зменшується вдвічі, час перемикання зменшується вдвічі, тобто швидкодія комп'ютера зростає вдвічі кожні 1,5 роки.**

Менш відомий «**другий закон Мура**», введений в 1998 році **Юджином Мейєраном**, який стверджує, що **вартість фабрики з виробництва мікросхем експоненціально зростає з ускладненням мікросхем**. Так, вартість фабрики, на якій корпорація Intel виробляла мікросхеми динамічної пам'яті ємністю 1 Кбіт, становила 4 млн. \$, а устаткування з виробництва мікропроцесора Pentium за 0,6-мікронною технологією з 5,5 млн. транзисторів обійшлося в 2 млрд. \$. **Вартість Fab 32 заводу з виробництва процесорів на базі 45-нм техпроцесу склала 3 млрд. \$.**

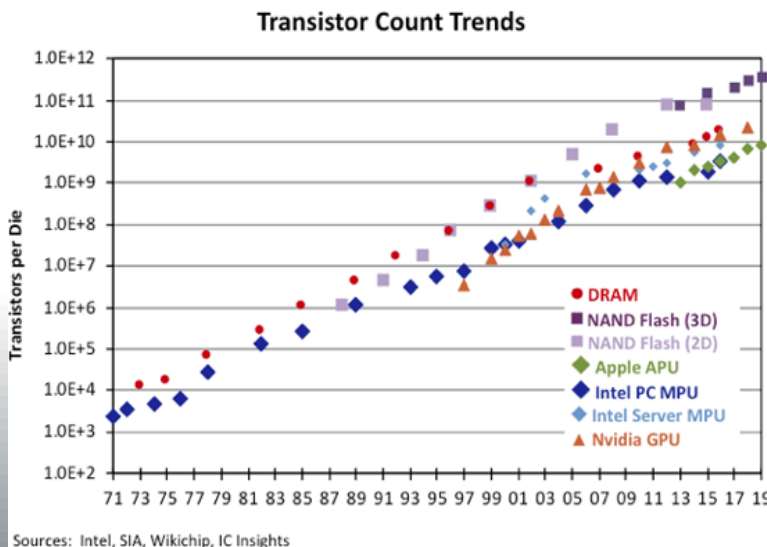




# ЗАКОН МУРА СЬОГОДНІ

• Аналітики компанії IC Insights опублікували звіт про стан ринку напівпровідників в 2020 р. Звіт включає історію розвитку основних ринків з 71 року: *пам'яті DRAM, пам'яті NAND-флеш, мікропроцесорів і графічних процесорів.*

• Вони відзначають, що за останні 10-15 років такі фактори, як енергоспоживання і обмеження масштабування почали сильно впливати на темпи зростання числа транзисторів в деяких інтегральних продуктах. Але в цілому нові розробки і нові підходи до проектування і виробництва чіпів *дозволяють розраховувати на подальше збереження закону Мура.* Так, кількість транзисторів в мікросхемах оперативної пам'яті DRAM на початку 2000-х років збільшувалася з середньою швидкістю приблизно на 45% в рік, але з 2016 р. сповільнилося до 20% у рік після появи 16-Гбіт кристалів пам'яті компанії Samsung. Стандарт DDR5, який все ще допрацьовується JEDEC, буде включати в себе монолітні пристрої об'ємом 24 Гбіт, 32 Гбіт і 64 Гбіт, а це новий ривок вперед. Щорічне зростання щільності флеш-пам'яті до 2012 р. залишалося на рівні 55-60% на рік, але з тих пір знизилася до 30-35% у рік. Для планарних кристалів флеш-пам'яті найвища щільність склала 128 Гбіт (дані на січень 2020 р.). Зате максимальна щільність чіпа 3D NAND досягла 1,33 Тбіт для 96-шарової пам'яті із записом чотирьох біт в кожен комірку (QLC). До кінця року обіцяють з'явитися 1,5-Тбіт 128-шарові мікросхеми, з подальшим зростанням ємності до 2 Тбіт. Кількість транзисторів в мікропроцесорах Intel для ПК до 2010 р. росло приблизно на 40% в рік, але в наступні роки цей показник знизився вдвічі.

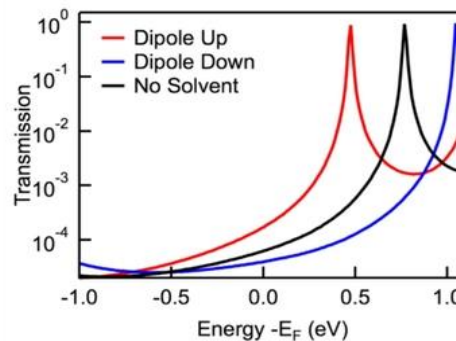
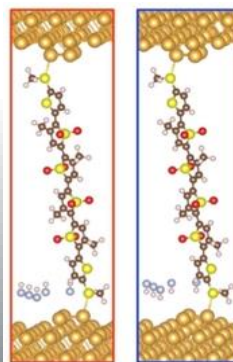
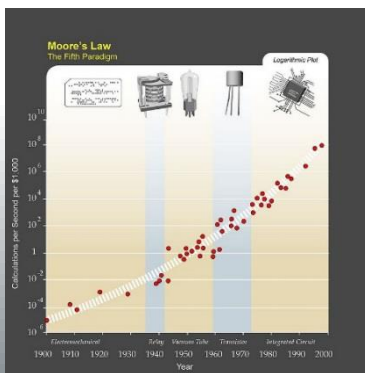


Кількість транзисторів продовжує рости в серверних процесорах компанії. Це зростання призупинилося в середині-кінці 2000-х років, але потім знову продовжилося зі швидкістю близько 25% на рік. *Кількість транзисторів в прикладних процесорах компанії Apple в смартфонах iPhone і планшетах iPad з 2013 р. збільшувалася на 43% в рік.* Цей показник включає в себе дані про процесор A13 з його 8,5 мільярдами транзисторів. Очікується, що в першій половині 2020 року Apple представить iPad Pro на базі нового процесора A13X. Високопродуктивні графічні процесори компанії NVIDIA мають гранично високу кількість транзисторів. На відміну від мікропроцесорів, графічні процесори з їх високим ступенем архітектурного паралелізму не містять значного обсягу кеш-пам'яті, що залишає дуже багато місця для логіки (транзисторів). Подальший акцент компанії на прискорювачі для машинного навчання і ШІ тільки підігріває дану тенденцію.

# ТЕХПРОЦЕС МОЛЕКУЛЯРНОГО РІВНЯ

• Необхідність подальшого зменшення розмірів електронних схем привертає все більшу увагу до технологій **молекулярної електроніки**, де межею мініатюризації пристрою є індивідуальна молекула. Діод, що складається з однієї асиметричної молекули, був запропонований ще 40 років тому. Особливістю цього фундаментального будівельного елементу ІС є асиметричність його конструкції для електронів, що течуть в прямому і зворотному напрямках. Відомі досі версії одномолекулярної реалізації діода страждали від малої асиметричності, високої робочої напруги і малої сили струму.

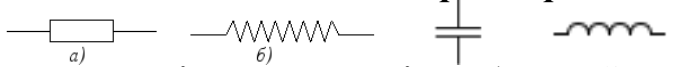
• Про прогрес у цьому напрямі розповіли **співробітники Колумбійського університету**, на чолі з **Латойа Венкатараманом (Latha Venkataraman)**. Разом з директором Molecular Foundry, Джеффом Нітон (Jeff Neaton) вони розробили **новий підхід до конструювання молекулярних діодів**. Він дозволяє створювати пристрої, що працюють в 50 разів краще, ніж колишні зразки. Замість того, щоб намагатися синтезувати асиметричну молекулу, об'єднана **команда створила асиметрію в середовищі, що оточує молекулу**. Реалізувати це вдалося за допомогою іонного розчину і золотих електродів з різною площею контактної поверхні. Для експериментальних прототипів, створених цим методом, **дослідники отримали коефіцієнт випрямлення більше 200 при напрузі всього 370 мВ**. На їхню думку, дана робота пропонує загальний підхід до управління нелінійними ефектами в нанопристроях, який може бути застосовний і до багатьох інших систем, окрім одномолекулярного переходу.




# КЛАСИФІКАЦІЯ ВИРОБІВ ЕЛЕКТРОНІКИ

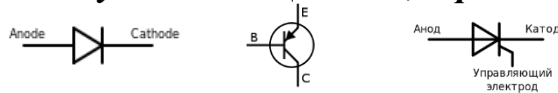
До *виробів електроніки* відносять дискретні елементи та компоненти, а також інтегральні схеми (ІС).

Зазвичай їх ділять на два великі класи: **активні і пасивні**.

- **Пасивні** дискретні елементи призначені для перерозподілу електричної енергії: *резистори, конденсатори, індуктивності, трансформатори, мемристори, інтегральні схеми (ІС) у вигляді наборів пасивних елементів*. 

- **Мемристор** - пасивний елемент мікроелектроніки, здатний змінювати свій опір залежно від заряду, що проходить через нього (інтеграла струму за час роботи). 

- До **активних** відносять такі компоненти, які здатні перетворювати електричні сигнали і посилювати їх потужність. Це діоди, транзистори, тиристори, ІС з активними компонентами та ін.



- За видом робочого середовища виділяють такі великі групи приладів (табл.1): **напівпровідникові**,

Вид	Робоче середовище	Носії	Приклади приладів
<i>Електровакуумні</i>	Вакуум	Електрони	Електронні лампи, електронно-променеві трубки, вакуумні люмінесцентні індикатори
<i>Газорозрядні</i>	Газ при низькому тиску	Іони і електрони	Іонний стабілітрон, тиратрон
<i>Напівпровідникові</i>	Кристалічний напівпровідник	Електрони і дірки	Напівпровідникові діоди, транзистори, тиристори
<i>Хемотронні</i>	Розчин електроліту	Іони і електрони	Спеціальні прилади, використання обмежено дуже низькими частотами

Теорія мемристора була розроблена в 1971 р. професором Леоном Чуа, лабораторний зразок запам'ятовуючого елемента, який демонструє деякі властивості мемристора, був створений в 2008 р. колективом вчених на чолі з Р. С. Вільямсом в дослідницькій лабораторії фірми Hewlett-Packard. Комерціалізація технології очікувалася до 2018 або 2019 років.

# КЛАСИФІКАЦІЯ ВИРОБІВ ЕЛЕКТРОНІКИ

*За видом енергії, що діє на вході і виході, прилади електроніки поділяються на*

- *електроперетворювальні* (на вході і виході - електричні сигнали),
- *електросвітлові* (на вході - електричний сигнал, на виході - оптичний),
- *фотоелектричні* (на вході - оптичний сигнал, на виході - електричний),
- *термоелектричні* (на вході - тепловий сигнал, на виході - електричний),
- *акустоелектричні* (акустичні сигнали перетворюються в електричні і навпаки),
- *магнітоелектричні* (магнітні сигнали перетворюють в електричні),
- *механоелектричні* (механічні сигнали перетворюють в електричні),
- *оптоелектронні* (електричний сигнал в оптичний, потім знову в електричний).

*За діапазону робочих частот* електронні прилади діляться на *низькочастотні (НЧ), високочастотні (ВЧ) і надвисокочастотні (НВЧ);*

- *за потужністю* - на *малопотужні, середньої потужності і потужні.*

До електродів електронних приладів *підключають джерела як постійної, так і змінної напруги,* тому розрізняють *статичний, квазістатичний і динамічний режим роботи приладів.*

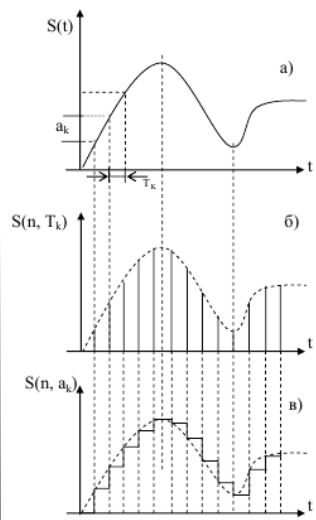
Режим роботи приладу *при постійній напрузі,* всі параметри якого не змінюються у часі, називають *статичним.*

Режим, при якому хоча б на одному з електродів *напруга змінюється у часі,* називають *динамічним.*

Якщо *параметри режиму змінюються в часі повільно* (в кожен момент часу несуттєво відрізняються від статичних), то такий режим називають *квазістатичним.*

# КЛАСИФІКАЦІЯ ПРИСТРОЇВ ЕЛЕКТРОНІКИ

- За способом формування і передачі сигналу електронні пристрої поділяють на **аналогові та дискретні**.
- **Аналогові електронні пристрої** (АЕП) здійснюють приймання, обробку і передавання електричних сигналів, що змінюються за законом безперервної функції, яка описує реальну фізичну величину. Цій фізичній величині наводиться у відповідність деякий електричний параметр (аналог), наприклад, напруга, струм, частота, фаза... Звідси назва **аналогова електроніка**. Таким чином, **функції аналогової електроніки - безперервні функції**.
- **Недоліки АЕП** нестабільність параметрів при зміні зовнішніх параметрів, спотворення при передаванні на великі відстані, складність збереження результатів, низька енергетична ефективність.
- **Переваги АЕП** висока точність (теоретична) і швидкодія, простота пристроїв.
- **Дискретні електронні пристрої** (ДЕП) здійснюють приймання, обробку і передавання електричних сигналів, отриманих дискретизацією (квантуванням) вихідної аналогової функції. Квантування можливе за часом, за рівнем сигналу, змішане.



**Недоліки ДЕП:** втрата частини інформації, зниження швидкодії порівняно з АП.

**Переваги ДЕП:** потужність, що виділяється в навантаженні, може істотно перевищувати потужність, що виділяється в підсилювальному елементі (в 10 - 20 разів), більш стійкі до дестабілізуючих чинників (температури та ін.), **висока завадостійкість**. Схемотехніка ДЕП будується на значно меншій кількості базових елементів, ніж аналогова. Звідси простота, підвищена надійність, низька вартість. Дискретні електронні пристрої за типом формування сигналу з аналогового в дискретний поділяються на **імпульсні, релейні і цифрові**.

# НАПІВПРОВІДНИКИ

• Серед твердих тіл можна виділити певні групи речовин, що відрізняються природою сил, що діють між атомами, і особливостями їх зонної структури - **метали, напівпровідники, діелектрики**.

• У металах переважальним типом хімічного зв'язку між атомами є металевий тип, а **в напівпровідниках і діелектриках – ковалентний або ковалентно-іонний та іонно-ковалентний** типи відповідно.

• **Напівпровідники** – це речовини, що за своїми електричними властивостями займають проміжне місце між провідниками та діелектриками. Питомий опір напівпровідників змінюється в межах  $\rho = 10^{-4} - 10^{10}$  Ом/см, тоді як у металах він дорівнює  $\rho = (10^{-6} - 10^{-4})$  Ом/см, а у діелектриках перевищує  $\rho = 10^{10}$  Ом/см.

**Основна властивість**, що відрізняє напівпровідники від інших матеріалів у електричному відношенні, – це суттєва залежність їх питомого опору (електропровідності) від температури (рис.1), концентрації домішок, світлового та іонізуючого випромінювання.

• Типовими напівпровідниками є елементи 4-ї групи періодичної таблиці, до яких відносяться **германій (Ge) та кремній (Si)**. Об'ємні кристалічні ґратки цих матеріалів як і у алмаза мають форму тетраедра (рис. 2). Кількість ковалентних пар електронів у атомах цих речовин – 4, як це показано на рисунку для кремнію. Крім цих матеріалів **напівпровідникові властивості мають багато інших елементарних матеріалів та сполук**.

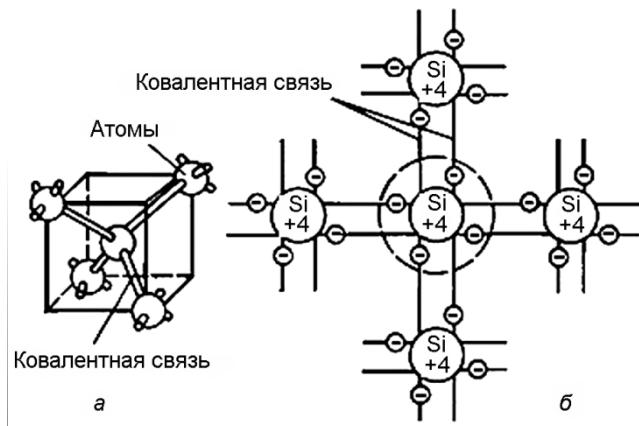
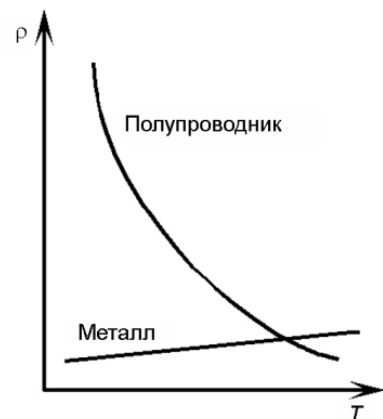


Рис. 1. Залежність питомого опору від температури металів та напівпровідників

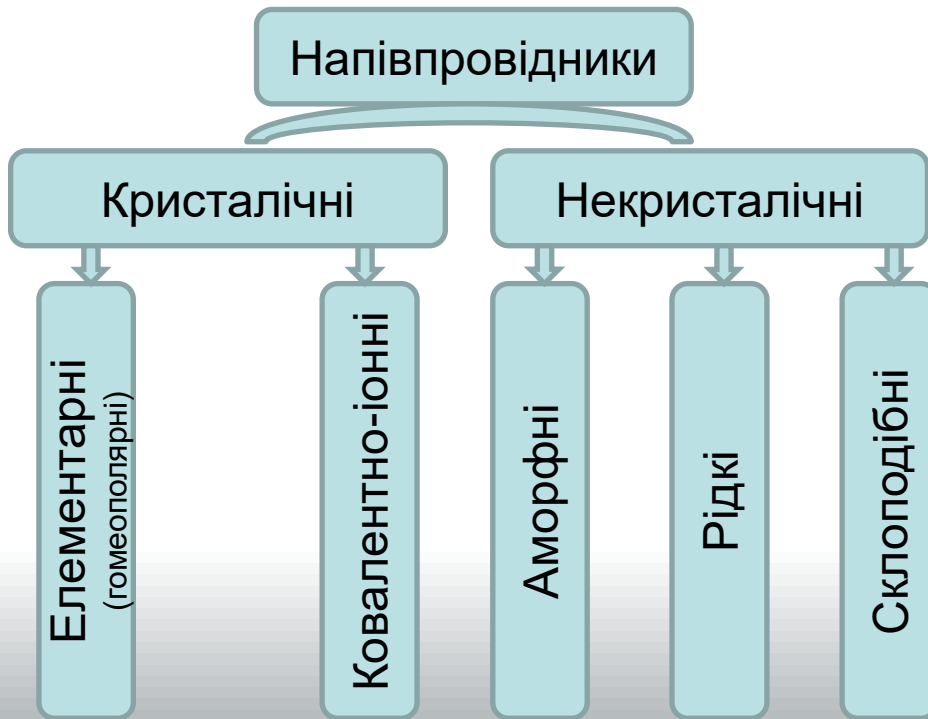
Рис. 2. Кристалічна ґратка та схема ковалентних зв'язків Si при абсолютній температурі  $T = 0$  К

# КЛАСИФІКАЦІЯ НАПІВПРОВІДНИКІВ

На наш час відомо *118 хімічних елементів*, з них *93 метали і 25 неметали*. Серед останніх *13 елементів проявляють напівпровідникові*, а інші 12 - діелектричні властивості.

Але *крім елементарних напівпровідників налічуються сотні і навіть тисячі сполук та їх твердих розчинів, що мають напівпровідникові властивості*. Тому доцільно класифікувати напівпровідникові матеріали.

- Всі напівпровідники можуть бути поділені на *кристалічні і некристалічні*.



До числа *некристалічних напівпровідників* відносяться: *аморфні напівпровідники* (a-Si, a-Ge, Se, Sb, Te); *рідкі напівпровідники* (розплавлений Se, Te, розплави оксидів, сульфідів, селенідів і телуридів деяких металів); *склоподібні напівпровідники*.

Найбільшого поширення серед склоподібних напівпровідників отримали халькогенідні (сплави P, As, Sb, Bi з S, Se, Te, наприклад,  $As_2Se_3$ ,  $As_2S_3$ ,  $As_2Te_3$ ) і оксидні ( $V_2O_5$  -  $P_2O_5$  -  $MeO_x$ ).

*Спільною рисою некристалічних напівпровідників є відсутність далекого порядку в розташуванні атомів, результатом якого стають суттєві зміни в енергетичному спектрі і низька рухливість носіїв заряду.*

# КЛАСИФІКАЦІЯ НАПІВПРОВІДНИКІВ

Серед *кристалічних напівпровідників* часто виділяють групи з подібними властивостями. Так *за кількістю компонент*, що входять до їх складу речовини можна виділити:

- 1) *елементарні* (гомеополярні) напівпровідники: C, Si, Ge,  $\alpha$ -Sn, P, As, Sb, Bi, S, Se, Te, I, B.

Найважливішими представниками цієї групи є *Ge і Si* – які у наш час є основними матеріалами напівпровідникової електроніки. *Германій і кремній мають кубічну структуру типу алмаза, де кожен атом оточений 4 найближчими сусідами.*

- 2) *ковалентно-іонні напівпровідники* (бінарні, трикомпонентні сполуки тощо).

*Серед бінарних напівпровідників* виділимо групи напівпровідникових сполук, що найбільш вивчені і широко використовуються.

- *В одну групу зазвичай включають сполуки з однаковою стехіометричною формулою*, тобто утворені з елементів, розташованих в одних і тих же групах періодичної системи елементів.

- а) *Алмазоподібні напівпровідники.*

Стехіометрична формула цих напівпровідників -  $A_N B_{8-N}$ ,

де *A і B* - компоненти сполуки,

*N* - номер групи компонента *A* в періодичній таблиці Менделєєва.

Компоненти цих сполук розташовані симетрично відносно IV групи в таблиці Менделєєва.

Сполуки мають *граньцентровану кубічну ґратку* і кристалізуються в структурах *типу алмазу* чи *сфалериту* (цинкової обманки), або мають *гексагональну ґратку* і кристалізуються в структурі типу *вюртциту*.



# КЛАСИФІКАЦІЯ НАПІВПРОВІДНИКІВ

Напівпровідники групи  $A_N B_{8-N}$  знаходять широке застосування в багатьох областях техніки і, перш за все, в оптоелектронних приладах. До них відносяться:

- $A_3 B_5$  ( $A_{III} B_V$ ) - GaAs, InSb, InP, GaSb, GaP, AlSb (структура сфалериту).
- $A_2 B_6$  – CdSe, CdTe, HgTe, ZnS, ZnSe, ZnTe (структура сфалериту);  
CdO, CdS, CdSe, ZnO (структура вюртцита).
- $A_1 B_7$  (кристалізуються в кубічній структурі типу сфалериту) - CuBr, AgI.
- $A_4 B_4$  -  $\beta$ -SiC (структура сфалериту).
- **б) Халькогеніди елементів четвертої групи.**

Стехіометрична формула цих напівпровідників –  $A_4 B_6$ . Типові представники - PbS, PbTe, SnTe.

Ці матеріали мають гранецентровану кубічну гратку типу NaCl або слабо спотворені структури на її основі. Вони мають вузьку заборонену зону і **використовуються як джерела і приймачі ІЧ-випромінювання.**

- **в) Халькогеніди елементів п'ятої групи.**

$A_{V2} B_{VI3}$  - до цієї групи відносяться халькогеніди миш'яку ( $As_2 S_3$ ,  $As_2 Se_3$ ,  $As_2 Te_3$ ), що кристалізуються в структури з моноклінною граткою; халькогеніди сурми ( $Sb_2 Se_3$ ,  $Sb_2 S_3$ ) - сполуки з ромбічною граткою; халькогеніди вісмуту ( $Bi_2 Te_3$ ,  $Bi_2 Se_3$ ) - сполуки з ромбоєдричною граткою.

Халькогеніди сурми і вісмуту використовуються для створення напівпровідникових **термоелектричних генераторів.**

# КЛАСИФІКАЦІЯ НАПІВПРОВІДНИКІВ

Серед *іонно-ковалентних напівпровідників* прийнято також виділяють наступні групи напівпровідників:

- **а) Магнітні напівпровідники.**

У всіх цих матеріалах присутні *атоми з частково заповненими d-i f-оболонками* (атоми перехідних металів і рідкоземельних елементів). Відмінною рисою багатьох з них є виникнення магнітного впорядкування при низьких температурах.

Ця група включає такі сполуки як, наприклад, EuS, EuSe, MnTe, прості (NiO, CoO, FeO, EuO) і складні окисли перехідних металів, наприклад, ферити типу MeO, Fe<sub>2</sub>O<sub>3</sub> або MeFe<sub>2</sub>O<sub>4</sub> (ZnFe<sub>2</sub>O<sub>4</sub>, MnFe<sub>2</sub>O<sub>4</sub>), що кристалізуються у структурі шпінелі. *Ці матеріали знаходять застосування в радіотехнічних приладах, оптичних пристроях, керованих магнітним полем, спінтроніці і в хвилеводних пристроях НВЧ.*

**б) Оксидні напівпровідники** (NiO, ZnO, MgO, EuO, SnO<sub>2</sub>, Cu<sub>2</sub>O) використовуються як *різноманітні датчики - температури, хімічного складу газу та ін.*

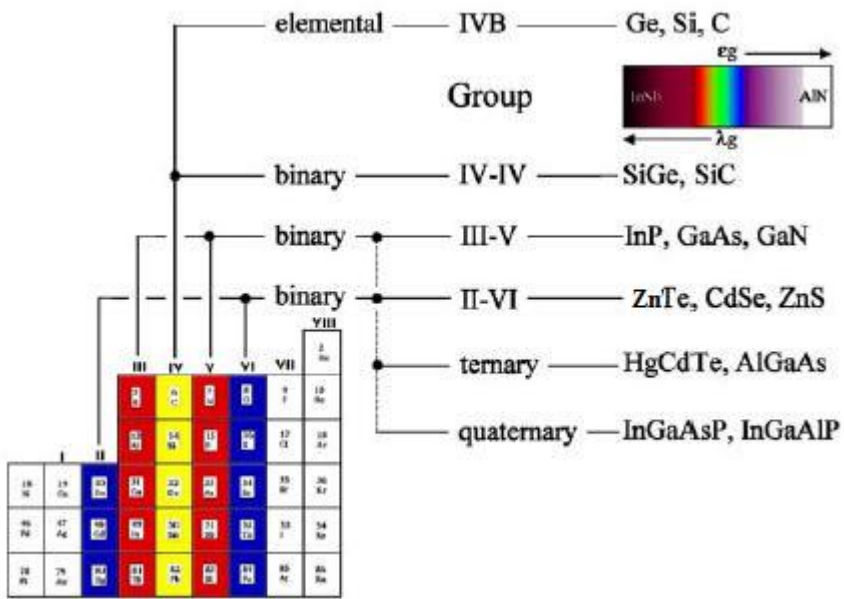
- **в) Напівпровідники-сегнетоелектрики.**

Відмінними рисами цієї групи кристалів є *наявність електричних моментів у кристалі і виникнення спонтанної поляризації при зниженні температури.* Типовим прикладом цих матеріалів є напівпровідники зі структурою перовскіту і стехіометричною формулою ABO<sub>3</sub>. Їх прикладом можуть служити BaTiO<sub>3</sub> і PbTiO<sub>3</sub>. До цієї ж групи напівпровідників-сегнетоелектриків відносяться і деякі сполуки A<sub>IV</sub>B<sub>VI</sub> - GeTe і SnTe. Використовуються ці матеріали при створенні запам'ятовуючих і нелінійно-оптичних пристроїв, в якості п'єзодатчиків.

- **г) Органічні напівпровідники:** антрацен, нафталін, фталоціанін, полівінілкарбазол.

В останні роки намітився істотний прогрес у використанні цих матеріалів у різних областях техніки, наприклад, для створення транзисторів і оптоелектронних приладів.

# МАТЕРІАЛИ МІКРОЕЛЕКТРОНІКИ



Ge, Si  $\Rightarrow$

Діоди,  
транзистори

$A_3B_5$   $\Rightarrow$

лазери, тунельні  
діоди, діоди Ганна,  
оптичні  
модулятори

$A_2B_6$   $\Rightarrow$

Прилади акусто- і  
оптоелектроніки,  
детектори  
випромінювання,  
світлодіоди

органіка  $\Rightarrow$

????

Ge, Si  $\Rightarrow$

$A_3B_5$   $\Rightarrow$

$A_2B_6$   $\Rightarrow$

органіка

AIP, AlAs, AlSb  
GaP, GaAs, GaSb,  
InP, InAs, InSb

ZnO, ZnS, CdS, HgS  
CdO, ZnSe, CdSe, HgSe  
HgO, ZnTe, CdTe, HgTe

# ПРОЗОРА ЕЛЕКТРОНІКА НА ОКСИДАХ ТА ПОЛІМЕРАХ

•*Електроніка майбутнього буде гнучкою та прозорою.* Датою народження терміна *прозора електроніка* вважається **1997 рік**, коли в журналі «Nature» вийшла стаття японського дослідника Кавазо (Kawazoe) зі співавторами, в якій повідомлялося про *отримання прозорої, високопровідної оксидної плівки  $\text{CuAlO}_2$  з провідністю p-типу.* Після цього виникла *можливість створення p-n переходів на основі оксидних напівпровідників.* У тому ж номері була надрукована робота Томаса (Thomas), в якій обговорювалася перспектива створення так званих *невидимих електронних мікросхем*, що дають нове застосування провідним оксидним матеріалами, які до цього використовувалися тільки як пасивні елементи електронних схем. Поняття *прозора електроніка*, в першу чергу, базується на використанні прозорих у видимому діапазоні випромінювання підкладок та матеріалів приладів: скла, кварцу, оксидів металів, полімерів. Тому *складовою частиною прозорої електроніки є полімерна електроніка.*

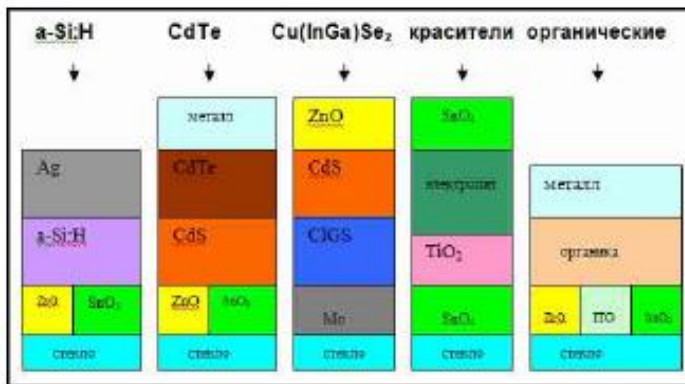
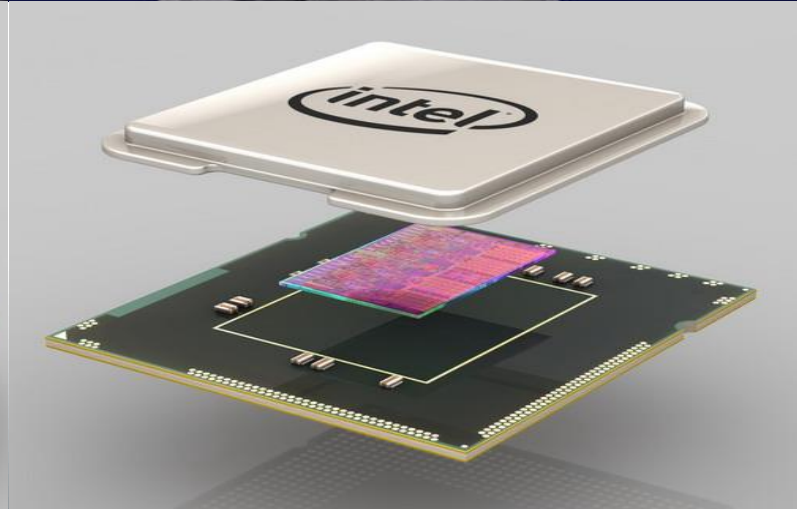
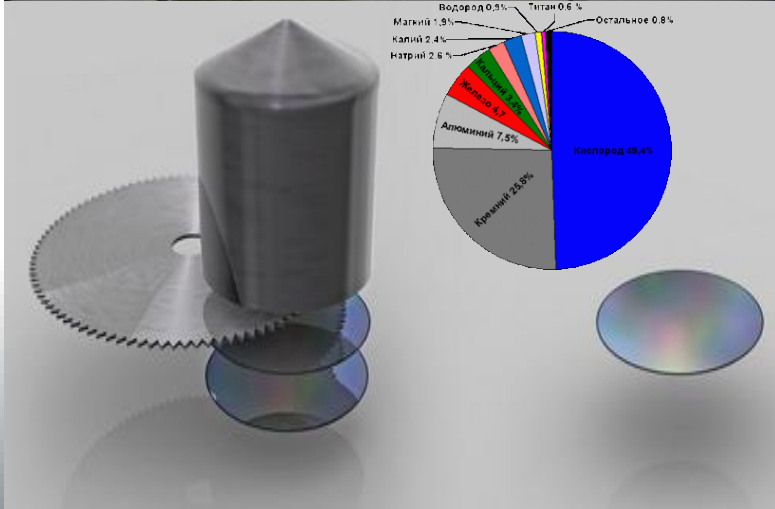
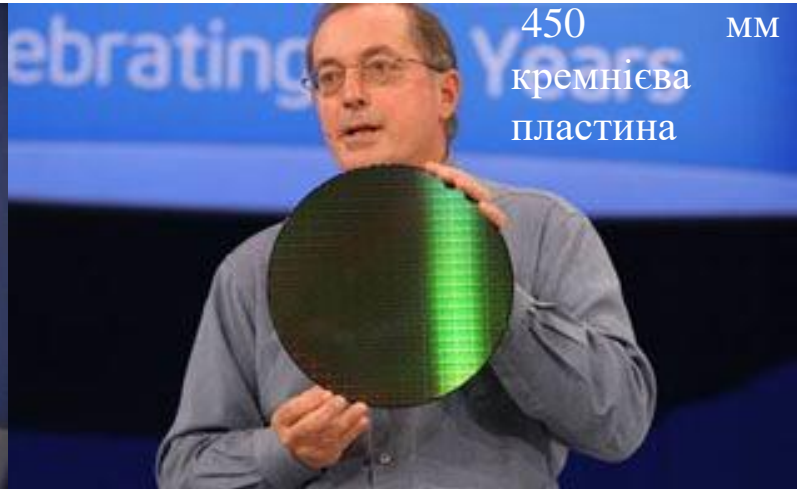


Рис.1. Приклади використання шарів оксидів та полімерів у сонячних фотоелектричних елементах

В *полімерній (органічній) електроніці* використовують *нелеговані або слабколеговані напівпровідникові полімери.* На даний момент вважається, що перевагою полімерних матеріалів, порівняно з неорганічними напівпровідниками, є *дешевизна отримання полімерних плівок, їх гнучкість в поєднанні, наприклад, з високою фоточутливістю.* Основними областями застосування прозорої електроніки є *сенсорні дисплеї, гнучкі дисплеї, органічні світлодіоди (OLED), електролюмінісцентні випромінювачі, тонкоплівкові сонячні елементи, різні електронні та оптичні покриття.* Найбільш широко досліджуваними і такими що використовуються в *електроніці прозорими провідними оксидними матеріалами є оксид індію ( $\text{In}_2\text{O}_3$ ), оксид індію легований оловом (ITO), оксид цинку ( $\text{ZnO}$ ) і оксид олова ( $\text{SnO}_2$ ).*

# КРЕМНІЄВА ЕЛЕКТРОНІКА

Основним матеріалом сучасної електроніки залишається *кремій*, який використовується у вигляді *монокристалів* та має *кристалічну структуру алмазу*.



# МОНОКРИСТАЛИ

•**Тверді тіла (кристали)** характеризуються наявністю значних сил міжмолекулярної взаємодії (рис.1) і зберігають постійними не лише свій об'єм як рідини, але і форму. Кристали мають правильну геометричну форму, яка є результатом упорядкованого розташування частинок (атомів, молекул, іонів), що складають кристал. **Структура, для якої характерно регулярне розташування частинок з періодичною повторюваністю у трьох вимірах, називається кристалічною ґраткою** (рис.2). Точки, в яких розташовані частинки, а точніше - точки, відносно яких атоми здійснюють коливання, називаються **вузлами кристалічної ґратки**. Кристалічні тіла можна розділити на дві групи: **монокристали і полікристали**. **Монокристали - тверді тіла, частинки яких утворюють єдину кристалічну ґратку**. Для цих речовин характерним є **дальній порядок**, тобто впорядкованість у взаємному розташуванні атомів або молекул повторюється на необмежено великих відстанях. Кристалічна структура монокристалів виявляється за їх зовнішньою формою. Правильна форма кристалів пов'язана з закономірним розміщенням частинок, що утворюють кристал. Монокристалами є більшість мінералів. Однак **великі природні монокристали зустрічаються досить рідко** (наприклад, лід, кухонна сіль).

•Характерною особливістю монокристалів є їх **анізотропність, залежність фізичних властивостей - пружних, механічних, теплових, електричних, оптичних та ін. - від напрямку**. Анізотропія монокристалів пояснюється тим, що в кристалічній ґратці на однакові за довжиною, але різні за напрямком відрізки припадає різне число частинок, тобто густина розташування частинок кристалічної ґратки за різними напрямками не однакова, що і призводить до відмінності властивостей кристала уздовж цих напрямів.

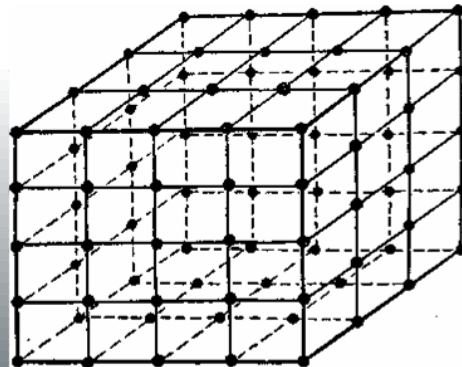
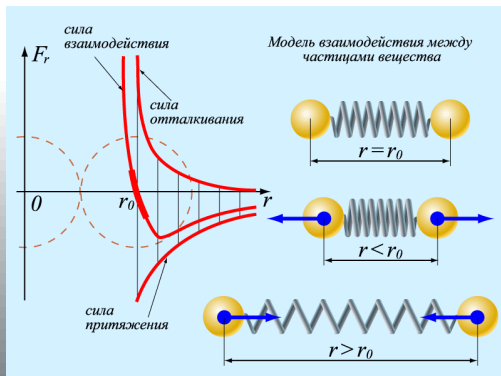


Рис.1. Залежність сили взаємодії атомів  $F$  від відстані  $r$  між ними

Рис.2. Кристалічна ґратка монокристалів

# ПОЛІКРИСТАЛИ, АМОРФИ

•Більшість твердих тіл має дрібнокристалічну структуру, тобто *складається з безлічі безладно орієнтованих дрібних кристалітів* (зерен) (рис.1). Такі тверді тіла називаються **полікристалами** (багато гірських порід, металів і сплавів). *У полікристалах анізотропія властивостей не спостерігається.*

•**Тверді тіла, що не мають дальнього порядку, називаються аморфними.** Прикладами аморфних тіл можуть служити різні види скла, смоли, желатин, клей, сургуч, шевський вар, пластмаси та ін. В аморфному тілі частинки, що його складають розташовуються в загальному безладно, як і в рідинах. Говорять що там спостерігається *ближній порядок*. Тому аморфні тіла часто уподібнюють рідинам з дуже великим внутрішнім тертям (або високою в'язкістю). Основними їх ознаками є: 1) *ізотропність*, тобто однаковість властивостей у всіх напрямках; 2) *відсутність чітко вираженої температури плавлення*.

•**Аморфні речовини не є стійкими.** З часом вони виявляють тенденцію до кристалізації (спостерігається, наприклад, кристалізація скла, "засахарювання" льодяників). *Кристалічний стан в порівнянні з аморфним виявляється більш стійким*, оскільки впорядкованому розташуванню частинок у структурі відповідає мінімальна внутрішня енергія про що свідчить виділення теплоти при кристалізації рідини і поглинання тепла при розплавленні кристалів. У зв'язку із зазначеним, *аморфні тіла нерідко відносять до переохолоджених рідин.*

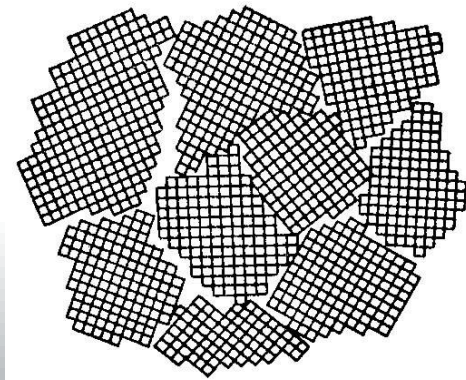
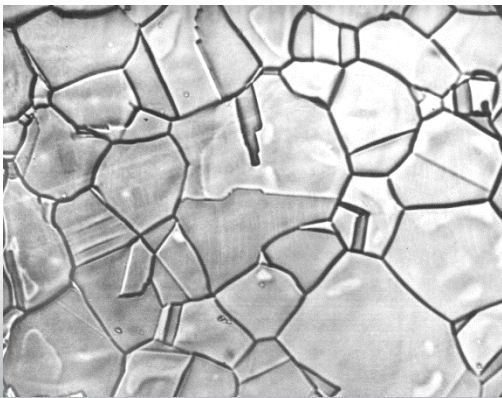


Рис. 1. Будова полікристалів. Вони складаються з монокристалів розорієнтованих на великі кути. Межі між ними називаються границями кристалітів (зерен)

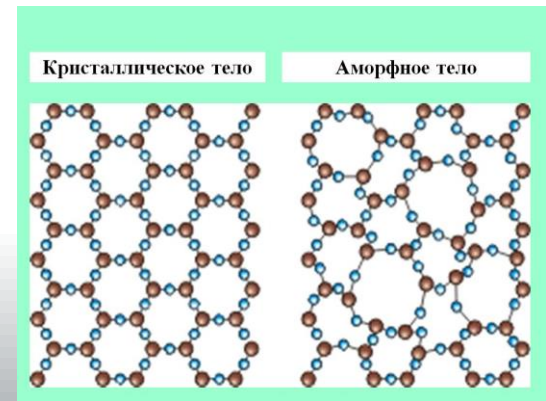


Рис.2. Будова монокристалічних та аморфних тіл

# КРИСТАЛІЧНА ГРАТКА

•З геометричної точки зору правильно, таке, що періодично повторюється, розміщення частинок у кристалі можна описати за допомогою *операції паралельного переміщення* (або *трансляції*). На рис.1 показана гратка одержана шляхом трансляції частинки (атома, іона...) вздовж трьох осей: вздовж осі  $x$  на відрізки  $a, 2a, 3a, \dots, ta$ , вздовж осі  $y$  на відрізки  $b, 2b, 3b, \dots, nb$  і вздовж осі  $z$  на відрізки  $c, 2c, 3c, \dots, pc$ , де  $t, n, p$  – цілі числа. Положення будь-якої частинки в такій гратці визначається вектором  $r = ta + nb + pc$ .


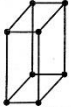
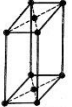



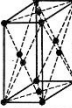



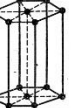



•Вектори  $a, b, c$ , називаються *основними векторами трансляції*, їх модулі – *періодами трансляції*.

•Гратку побудовану шляхом паралельного переміщення якогось вузла за напрямками трансляції, називають *трансляційною граткою* або *граткою Браве*. Всього існує тільки 14 граток Браве.

•Найменший паралелепіпед, побудований на векторах  $a, b, c$ , називається *елементарною коміркою* кристалічної гратки. Місця у яких розташовані частинки називаються *вузлами гратки*.

•Для характеристики елементарної комірки у загальному випадку потрібно задати 6 величин: *три ребра  $a, b, c$  і три кута між ними  $\alpha, \beta, \gamma$* . Ці величини називають *параметрами комірки*.

•За формою розрізняють сім типів елементарних комірок: *триклинну, моноклинну, ромбічну, ромбодрічну, гексагональну, тетрагональну і кубічну* (таблиця). Цим семи формам відповідають сім кристаллографічних систем координат і сім систем симетрії (*сингоній*) за допомогою яких описують кристали.

Сингонія	Тип решетки			
	Примитивная	Базоцентрированная	Объемно-центрированная	Гранецентрированная
Триклинная				
Моноклинная				
Ромбическая				
Тригональная (ромбоэдрическая)				
Тетрагональная				
Гексагональная				
Кубическая				

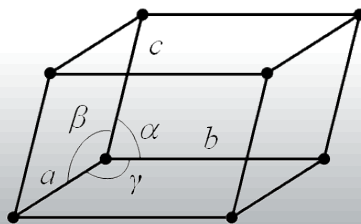
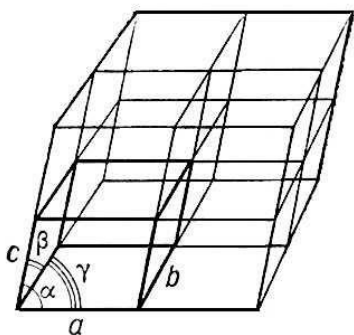


Рис.1. Проста гратка і її елементарна комірка



# ПРОСТІ І СКЛАДНІ ГРАТКИ

- За числом вузлів у елементарній комірці ґратки поділяють на *прості та складні*. У простій ґратці на одну комірку припадає один вузол, у складній – декілька вузлів.
- До найбільш поширених *серед металів* просторових ґраток відносяться: *об'ємно-центрована кубічна* (ОЦК), *гранецентрована кубічна* (ГЦК), *гексагональна щільно упакована* (ГЦУ) (рис.1), а *серед напівпровідників - кубічна типу алмаза* (рис.2). Крім атомів у вершинах (вузлах), комірки цих ґраток містять по одному атому: ОЦК - у центрі куба, ГЦК - в центрах кожній з шести граней куба, ГЦУ - в центрі однієї з двох тригранних призм, що утворюють елементарний паралелепіпед, *типу алмазу* - в центрі кожної грані і в чотирьох тетраедричних пустотах (з восьми) всередині комірки. Однак якщо складна ґратка є *ґраткою Браве*, то її елементарна комірка завжди може бути вибрана примітивною, тобто такою що містить один атом. *Форму елементарної комірки складних ґраток завжди вибирають так, щоб симетрія комірки була не нижче симетрії кристалічної структури*. Не будь-яку ґратку можна отримати шляхом трансляції одного вузла (рис. 1) іноді потрібно два вузли або більше. Такі ґратки називаються *ґратками з базисом*.

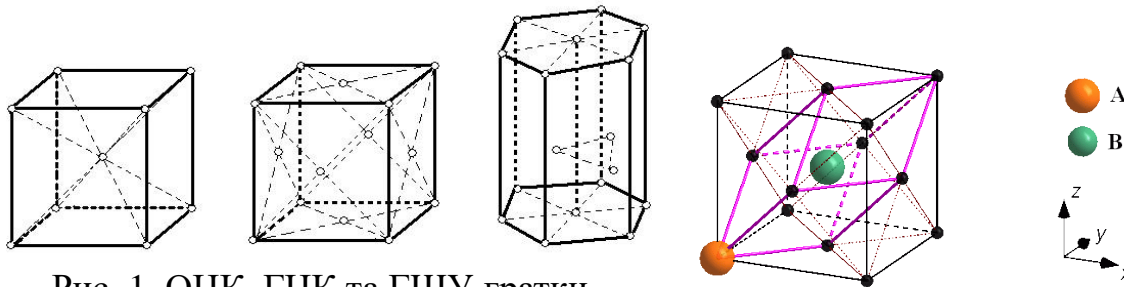


Рис. 1. ОЦК, ГЦК та ГЦУ ґратки

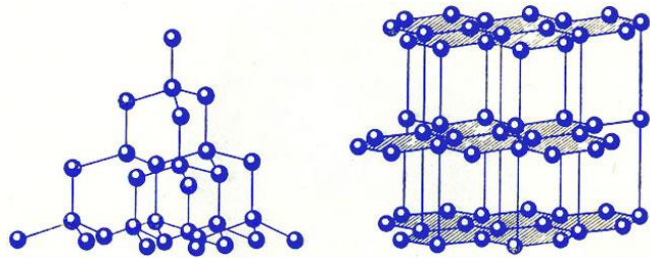


Рис. 2. Ґратки алмаза та графіту

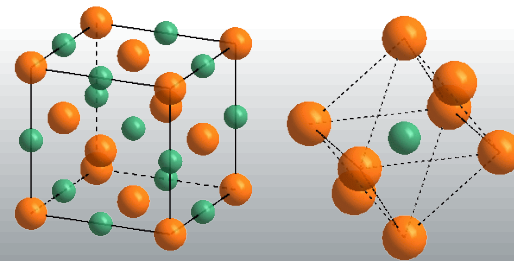


Рис. 1. Чотиривузельна гранецентрована ґратка типу NaCl і одновузельна проста ґратка, що відповідає їй

# ПОЗНАЧЕННЯ ВУЗЛІВ, НАПРЯМІВ ТА ПЛОЩИН У КРИСТАЛІ

•**Індекси вузлів.** Положення будь-якого вузла ґратки відносно початку координат визначається заданням 3-х координат:  $x, y, z$ . Ці координати можна виразити так:  $x = ma, y = nb, z = pc$ , де  $a, b, c$  - параметри ґратки;  $m, n, p$  - цілі числа. Якщо за одиниці виміру довжин прийняти параметри ґратки, то координатами вузла будуть просто числа  $m, n, p$ . Вони називаються *індексами вузла* і записуються так:  $[[mnp]]$ .

•**Індекси напрямів.** Для опису напрямку в кристалі вибирають пряму, що проходить через початок координат. Її напрям однозначно визначається індексами першого вузла через який вона проходить. Тому *індекси вузла одночасно є і індексами напрямку*. Індекси напрямку позначають так  $[mnp]$ .

•**Індекси площин.** Нехай кристалографічна площина відтинає на осях координат відрізки  $m, n, p$ . Рівняння такої площини у відрізках має вигляд  $x/m + y/n + z/p = 1$ . Приводячи усі члени рівняння до спільного знаменника отримаємо  $hx + ky + lz = D$ , де  $h, k, l$  - цілі числа, що називаються *індексами Міллера*. Індекси площин записуються так:  $(h, k, l)$ . Для площин, паралельних координатним осям, відповідний індекс дорівнює нулю. Індекси Міллера обернено пропорційні відрізкам, що відтинаються площиною на осях координат.

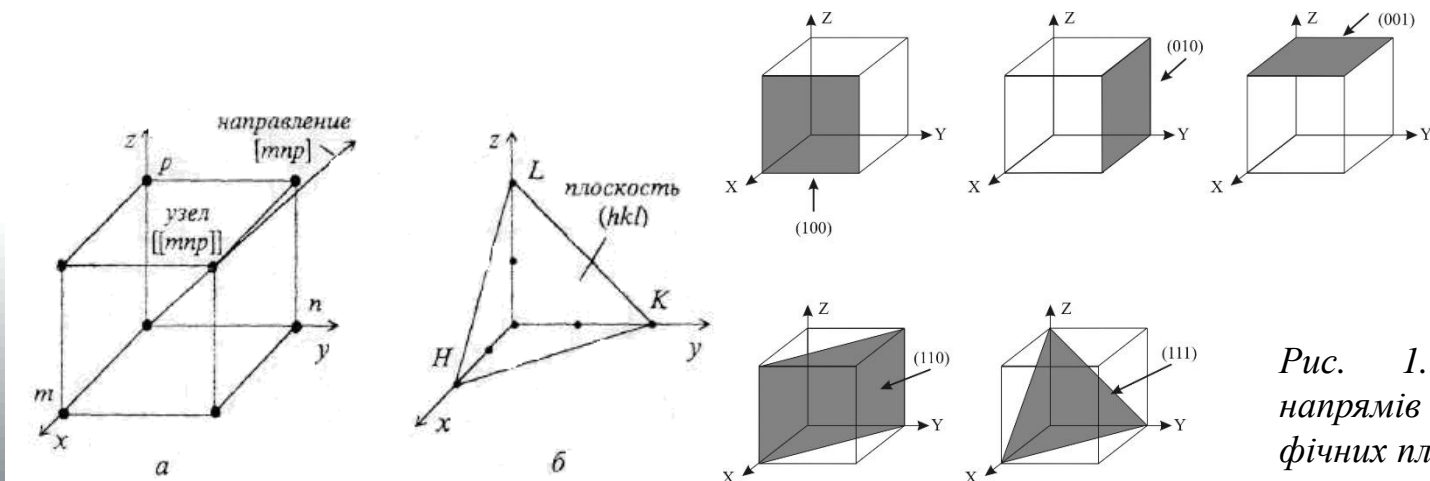


Рис. 1. Індекси вузлів, напрямів та кристалографічних площин

# ДЕФЕКТИ У КРИСТАЛАХ

• *Ідеальних монокристалів не існує.* В них завжди присутні *структурні дефекти*. За розмірністю дефекти поділяють на **0 – вимірні (точкові), 1 – вимірні, 2 – вимірні та 3 – вимірні.**

• *До точкових дефектів відносять вакансії, міжвузлові атоми, атоми домішок,* що розчинені за способом заміщення або впровадження (рис.1).

• **Вакансія** утворюється коли атом залишає своє місце у вузлі кристалічної ґратки. **Міжвузловий атом** - це власний атом, що впроваджений між атомами, які розташовані у вузлах кристалічної ґратки. Існує два способи утворення дефектів в ґратці за рахунок переміщення частинок з її вузлів. Атом (іон) може переміститися з вузла ґратки, залишаючи там вакансію. Такий **дефект у вигляді пари вакансія - міжвузловий атом (іон) називається дефектом за Френкелем** (рис. 2, а). Якщо атом (іон) залишає вузол ґратки і виходить на поверхню кристала, добудовуючи її, то **в ґратці залишаються тільки вакансії**. Такий тип дефекту називається **дефектом за Шотткі** (рис. 2, б). Основною причиною утворення дефектів за Френкелем і Шотткі є теплові коливання атомів (іонів).

• У матеріалі будь-якої чистоти завжди присутні **домішки**. Домішки можуть утворювати з основною речовиною розчини **впровадження та заміщення**, у першому випадку вони розташовуються у міжвузлі, у другому у вузлі кристалічної ґратки. Міжвузлові атоми домішок як і власні атоми розташовуються переважно в таких місцях (пустотах) ґратки, де для них існує більше вільного простору. Домішки здійснюють суттєвий вплив на всі властивості твердих тіл. **У напівпровідниках як власні атоми впровадження та вакансії так і домішкові атоми утворюють нові енергетичні рівні у забороненій зоні матеріалу. Домішки (власні дефекти) приводять до утворення так званої домішкової провідності.**

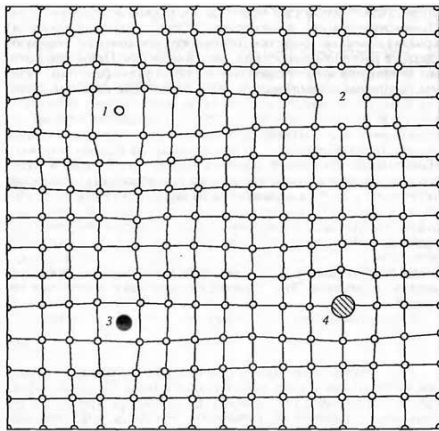


Рис. 1. Точкові дефекти кристалічної ґратки: міжвузловий атом (1), вакансія (2), домішкові атоми впровадження (3) та заміщення (4)

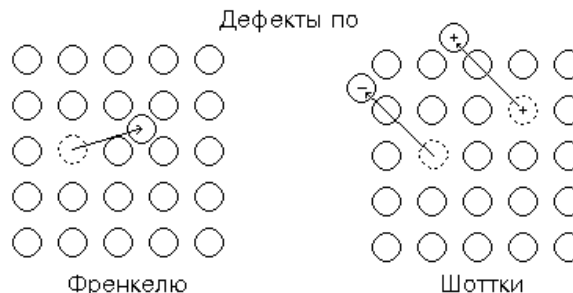


Рис. 2. Точкові дефекти за Френкелем та Шотткі

# ДЕФЕКТИ У КРИСТАЛАХ

- До лінійних дефектів відносяться **крайові та гвинтові дислокації**.
- В ідеальному кристалі сусідні атомні площини паралельні одна одній. У реальному кристалі атомні площини часто обриваються усередині кристала (рис. 1, а), при цьому виникає крайова дислокація, віссю якої є край «зайвої» напівплощини. Утворення **крайової дислокації** можна уявити собі, якщо надрізати кристал по частині площини ABCD (рис. 1, б), зрушити нижню частину відносно верхньої на одну міжатомна відстань  $b$  в напрямі, перпендикулярному до АВ, а потім знову з'єднати атоми на протилежних краях розрізу. Залишилася, зайва напівплощина яка обривається уздовж крайової дислокації АВ. **Вектор  $b$ , величина якого дорівнює міжатомній відстані, називається вектором зрушення (вектором Бюргерса)**.
- На відміну від крайової дислокації, у **гвинтовій** площиною ковзання є будь-яка кристалографічна площина, що проходить через лінію АВ. Кристал з гвинтовою дислокацією вже не складається з паралельних атомних площин, швидше його можна розглядати таким, що складається з однієї атомної площини, закрученої у вигляді гелікоїда або гвинтової драбини (рис. 2, б).
- **Дислокації у напівпровідниках є електрично активними та створюють рівні в забороненій зоні матеріалу.**
- **До тривимірних дефектів відносяться границі зерен, межі кристалів, границі розділу матеріалів.**

Рис. 1. Крайова дислокація (а) та механізм її утворення (б)

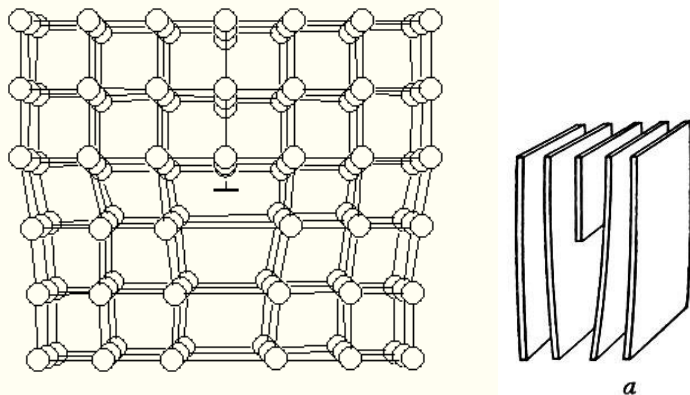
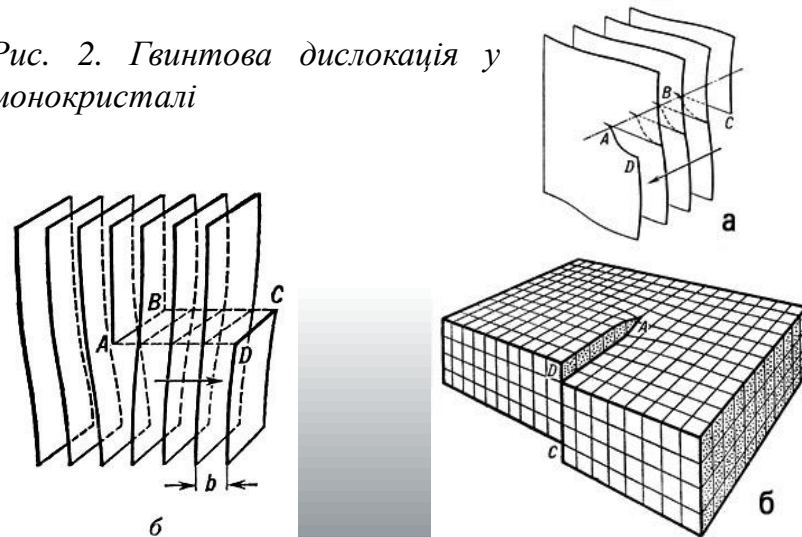


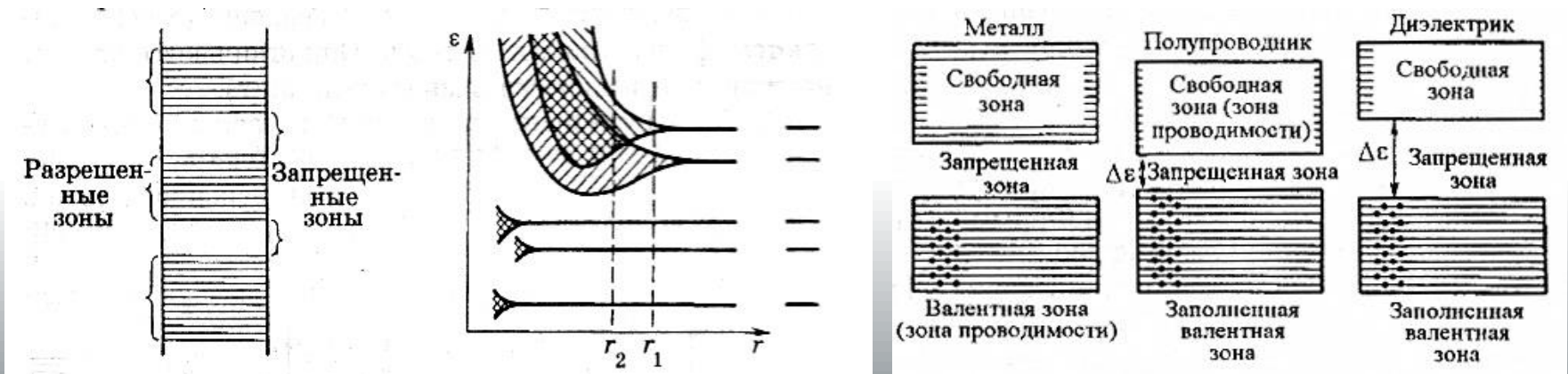
Рис. 2. Гвинтова дислокація у монокристалі



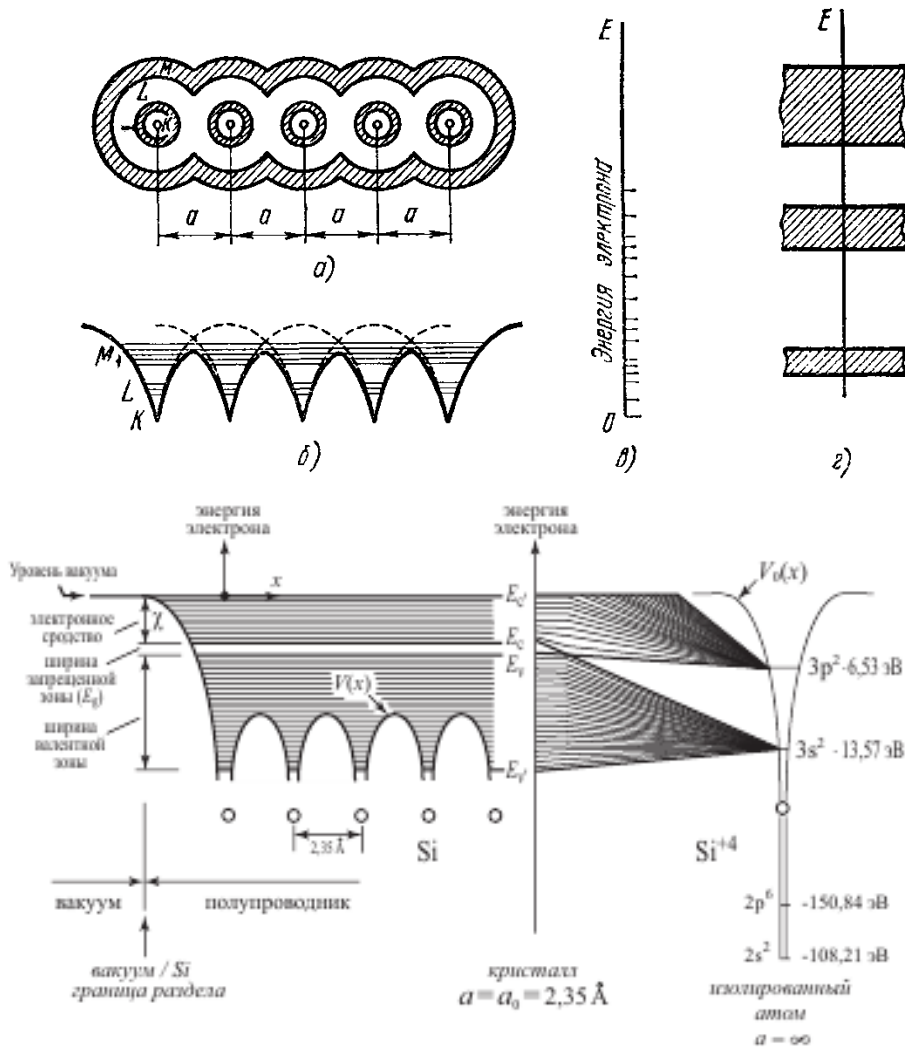
# ЗОННА СТРУКТУРА

• Кристалічна структура напівпровідника являє собою безліч атомів, що сильно взаємодіють між собою завдяки малим міжатомним відстаням. Тому замість сукупності дискретних енергетичних рівнів, властивих окремому атому, *кристалічна структура характеризується сукупністю енергетичних зон* (рис.1). Кожна зона походить від відповідного рівня, який розщеплюється при зближенні атомів. У результаті кристалічна структура характеризується *зонною діаграмою*, в якій *дозволені зони чередуються з забороненими зонами*.

• Перша незаповнена носіями дозволена зона називається *зоною провідності*, а розташована безпосередньо під нею - *валентною зоною*. При нульовій абсолютній температурі валентна зона завжди повністю заповнена електронами (точніше - всі електрони мають енергію, що відповідає валентній зоні), а *зона провідності у металів або заповнена тільки в нижній частині* (точніше - електрони мають енергію, що відповідає нижній частині зони провідності), *або, в напівпровідників і діелектриків, порожня* (точніше - немає електронів з енергією, що відповідає зоні провідності). Особливістю енергетичної (зонної) діаграми провідників (металів) є відсутність забороненої зони між зоною провідності і валентною зоною. *Діелектрики характеризуються шириною забороненої зони  $E_g > 3$  еВ. У напівпровідників  $E_g < 3$  еВ* (рис.2). При нульовій абсолютній температурі в бездомішковому напівпровіднику усі без винятку електрони беруть участь у ковалентних зв'язках між атомами, вільні носії заряду відсутні (зона провідності не заповнена).



# УТВОРЕННЯ ЕНЕРГЕТИЧНИХ ЗОН



Електрони крім енергії мають імпульс, тому часто наводять залежність їх енергії від імпульсу ( $p$ ) або від хвильового числа ( $k=2\pi/\lambda=2\pi p/h$ ). Така залежність ( $E=f(k)$ ) називається **дисперсійною кривою**.

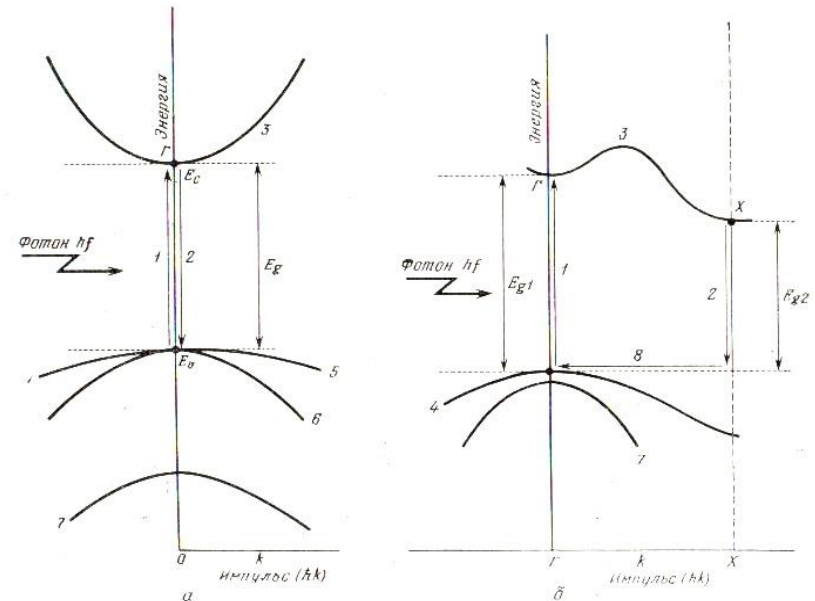


Рис. 1. Дисперсійна крива для прямозонних і непрямозонних матеріалів

# ВИДИ ЕЛЕКТРОПРОВІДНОСТІ НП

- Розрізняють *власні та домішкові* напівпровідники.
- До числа *власних* відносяться *хімічно чисті напівпровідники*. Електричні властивості *домішкових напівпровідників* визначаються домішками, що вводяться у матеріал штучно.
- У власному напівпровіднику при 0 К всі електрони зв'язані ковалентними зв'язками, це відповідає тому що всі рівні валентної зони повністю заповнені електронами, а у зоні провідності електрони відсутні. Електричне поле, що прикладене до напівпровідника, не може перекинути електрони з валентної зони у зону провідності. У зв'язку з цим *власні напівпровідники при абсолютному нулі температури ведуть себе як ідеальні діелектрики*.
- При збільшенні температури ( $T > 0$  К) деякі валентні електрони отримують енергію, якої вистачає, щоб розірвати ковалентний зв'язок (рис. 1). На зонній діаграмі це відповідає переходу частини електронів з верхніх рівнів валентної зони в результаті теплового збудження на нижні рівні зони провідності. В цих умовах електричне поле отримує можливість змінювати стан електронів, що знаходяться у зоні провідності. Крім цього, внаслідок утворення вакантних рівнів у валентній зоні електрони цієї зони також можуть змінювати свою швидкість під дією зовнішнього поля. В результаті електропровідність напівпровідника стає відмінною від нуля. Виявляється, що при наявності вакантних рівнів *поведінка електронів валентної зони може бути представлено як рух позитивно заряджених квазічастинок, що отримали назву дірок*. Внаслідок цього у міжатомному зв'язку виникає одиничний заряд – дірка. На енергетичній діаграмі напівпровідника це явище супроводжується виникненням вільного енергетичного рівня (рис.2).

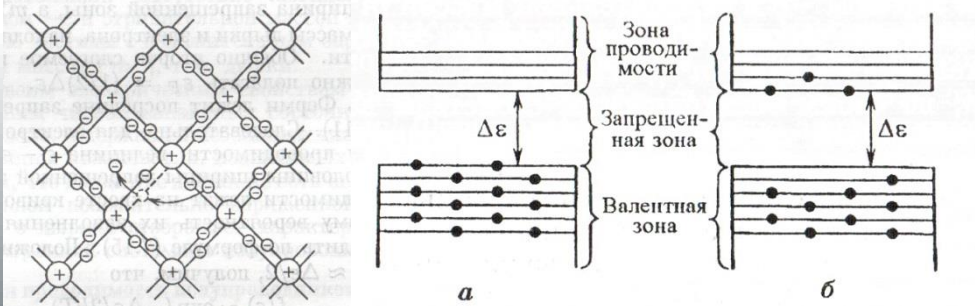


Рис. 1. Розрив ковалентних зв'язків при  $T > 0$  К.

Рис. 2. Перехід електронів з валентної зони у зону провідності при підвищенні температури напівпровідника

# ВЛАСНА ПРОВІДНІСТЬ

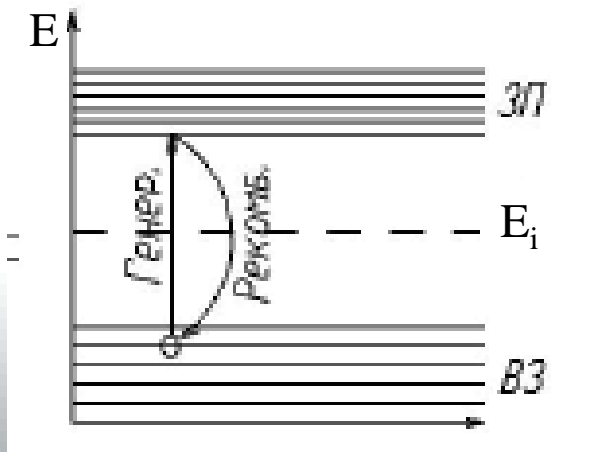
• У реальному напівпровіднику процес переміщення дірки виглядає наступним чином. На місце утвореного розриву ковалентного зв'язку може перейти електрон із сусідньої ковалентної пари, і тоді відбудеться “заповнення” місця попереднього розриву та утворення дірки у новому місці. Це рівнозначно переміщенню дірки. Таким чином, у *чистому бездомішковому напівпровіднику утворюються вільні носії заряду – електрони і дірки*, тобто відбувається **генерація** вільних носіїв заряду. У *власному матеріалі концентрація електронів дорівнює концентрації дірок*.

• Крім збільшення температури, причиною генерації носіїв може бути будь-яке збудження (освітлення, опромінення тощо) напівпровідника. *Генерація* супроводжується зворотним процесом – *рекомбінацією*.

• **Рекомбінація** – це відновлення ковалентного зв'язку, утворення при зіткненні пари електрон-дірка нейтрального атома. На енергетичній діаграмі процес рекомбінації відповідає поверненню електрона із зони провідності назад до валентної зони.

*За постійної температури процеси генерації урівноважуються процесами рекомбінації і в напівпровіднику встановлюється рівноважна концентрація носіїв заряду.* У рівноважному стані кількість електронів  $\Delta n$ , що займають дозволені рівні в деякому елементарному інтервалі енергій  $\Delta E$  з густиною рівнів у інтервалі  $N(E)$ , буде визначатися кількістю дозволених рівнів у інтервалі  $N(E)\Delta E$  і ймовірністю їх заповнення  $f_n(E)$ :  $\Delta n = f_n(E)N(E)\Delta E$ .

Загальну концентрацію електронів у зоні провідності напівпровідника можна розрахувати, якщо проінтегрувати рівняння у межах енергій від дна зони провідності  $E_C$  до  $\infty$ . Аналогічно можна розрахувати концентрацію дірок у валентній зоні напівпровідника. При цьому межі інтегрування будуть від нуля до верху валентної зони  $E_V$ .



$$n_0 = \int_{E_C}^{\infty} f_n(E)N_c(E)dE,$$

$$p_0 = \int_0^{E_V} f_p(E)N_v(E)dE$$



# ДОМІШКОВА ПРОВІДНІСТЬ

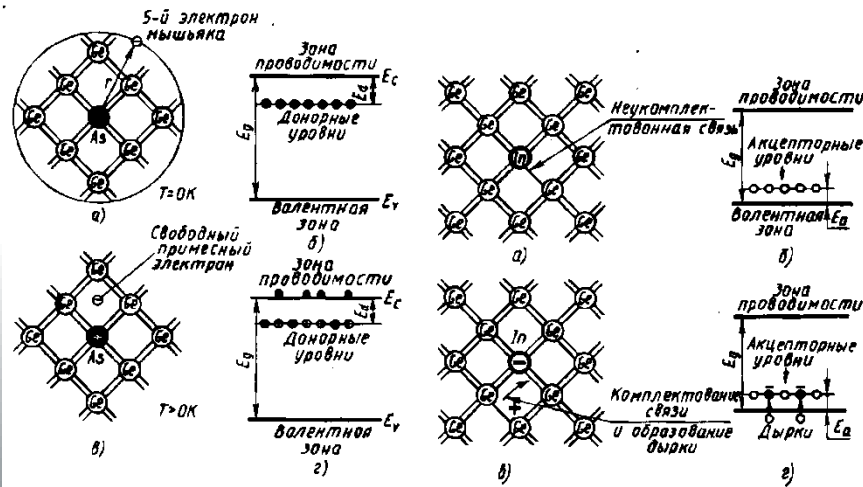
• **Домішкова провідність** виникає тоді коли деякі атоми напівпровідника у вузлах кристалічної ґратки замінити чужорідними атомами валентність яких відрізняється від валентності основних.

• На рис. умовно зображена кристалічна ґратка германію з домішкою ***n'*ятивалентних атомів фосфору**. Для утворення ковалентних зв'язків з сусідами атому фосфору достатньо чотирьох електронів. Відповідно ***n'*ятий валентний електрон виявляється надлишковим**. Він легко відщеплюється від атома за рахунок теплової енергії, і може вільно переміщуватися ґраткою.

• Таким чином, у напівпровіднику з домішкою, валентність якої на одиницю більша валентності основних атомів, є тільки ***один вид носіїв струму – електрони***. Відповідно говорять, що такий напівпровідник має електронну провідність або є напівпровідником ***n-типу***. Атоми домішки, що постачає електрони провідності називають ***донорами***.

• У випадку якщо у напівпровідник ***ввести домішку з валентністю на одиницю меншу ніж у основного матеріалу*** (наприклад, бор) відбувається наступне. Трьох електронів атома бору недостатньо для утворення зв'язків з усіма чотирма сусідніми атомами. Саме тому один із зв'язків залишається

недоукомплектованим і являє собою місце здатне захопити електрон. При переході на це місце електрону з одного з сусідніх ковалентних зв'язків виникає дірка яка може переміщуватися по матеріалу. Таким чином, у ***напівпровіднику з домішкою, валентність якої на одиницю менша валентності основних атомів виникають носії тільки одного виду – дірки***. Провідність у цьому випадку називається дірковою, а про напівпровідник говорять що він є ***p-типу***. Відповідна домішка називається ***акцепторною***.



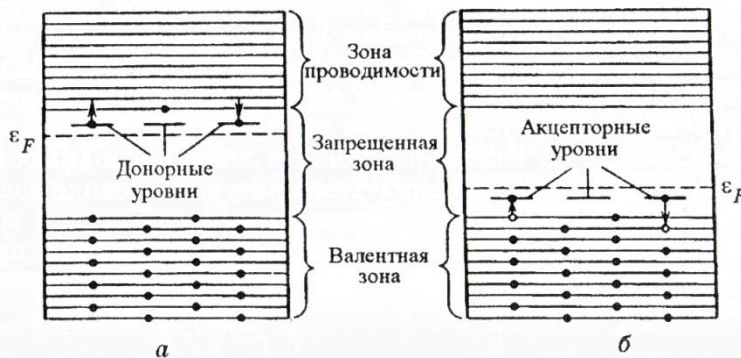
# ДОМІШКОВІ РІВНІ

Домішки створюють поле кристалічної ґратки напівпровідника, що приводить до виникнення на енергетичній схемі **домішкових рівнів**, розташованих у забороненій зоні кристалу. У випадку напівпровідника  $n$  – типу домішкові рівні називаються **донорними**, а у випадку  $p$  – типу – **акцепторними**.

Донорні рівні знаходяться поблизу зони провідності, акцепторні – валентної зони. Оскільки ці рівні є мілкими, теплової енергії ( $E_m = kT = 0,026 \text{ eV}$  ( $300 \text{ K}$ )) вже при звичайних температурах виявляється достатньо для того, щоб перевести електрон з донорного (акцепторного) рівня в зону провідності (валентну зону). Цьому процесу відповідає відщеплення п'ятого валентного електрона (дірки) від атома домішки. Захопленню вільного електрона атомом домішки відповідає перехід електрона (дірки) з зони провідності (валентної зони) на один з донорних (акцепторних) рівнів.

Отже, в напівпровіднику з донорними (акцепторними) домішками концентрація вільних електронів (дірок) набагато перевищує концентрацію дірок (електронів). Символічно це записується так: у стані термодинамічної рівноваги  $n_0 \gg p_0$ , де  $n_0$  - рівноважна концентрація електронів у напівпровіднику донорного типу ( $n$  – типу);  $p_0$  - рівноважна концентрація дірок у напівпровіднику  $n$  – типу. Електрони (дірки) є **основними** носіями заряду, а дірки – **неосновними**. Концентрація електронів у напівпровіднику  $n$  – типу може бути визначена за формулою  $n_{n0} = N_D + n_i$ , де  $N_D$  – концентрація атомів донорної домішки;  $n_i$  – концентрація власних електронів. Концентрація дірок у акцепторному напівпровіднику може бути визначена за формулою  $p_{p0} = N_A + p_i$ , де  $N_A$  - концентрація атомів акцепторної домішки;  $p_i$  - концентрація власних дірок.

Якщо валентність домішки більше ніж на одиницю відрізняється від валентності основної речовини, вона створює **глибокі локалізовані рівні** у забороненій зоні матеріалу. Такі домішки звичайно виступають як **рекомбінаційні центри**.



простые полупроводники  
C (алмаз), Si, Ge

	13	IIIA	14	IVA	15	VA
В примесь P-типа для C →	B Бор 10.81 2p <sup>1</sup>	C Углерод 12.01 2p <sup>2</sup>	N Азот 14.0067 2p <sup>3</sup>			
B, Al, Ga, In примесь P-типа для Si	Al Алюминий 26.9815 3p <sup>1</sup>	Si Кремний 28.0855 3p <sup>2</sup>	P Фосфор 30.9738 3p <sup>3</sup>			
Al, Ga, In примесь P-типа для Ge	Ga Галлий 69.723 4p <sup>1</sup>	Ge Германий 72.61 4p <sup>2</sup>	As Мышьяк 74.92159 4p <sup>3</sup>			
	In Индий 114.82 5p <sup>1</sup>		Sb Сурьма 121.75 5p <sup>3</sup>			

N, P примесь N-типа для C  
P, As, Sb примесь N-типа для Si, Ge

# ЕФЕКТИВНА МАСА

• **Ефективна маса** - величина, що має розмірність маси і характеризує динамічні властивості електронів у кристалі (квазічастинок). Наприклад рух електрона провідності в кристалі під дією зовнішньої сили  $F$  і сил з боку кристалічної ґратки в ряді випадків може бути описано як рух вільного електрона, на який діє тільки сила  $F$  (закон Ньютона), але з масою відмінною від маси  $m_0$  вільного електрона. Ця відмінність відображає взаємодію електрона провідності з ґраткою.

• **Ефективна маса, відображаючи особливості руху електрона у періодичному полі кристала**, є дуже своєрідною. Перш за все вона може бути як **позитивною так і негативною**, за числовим значенням вона може бути як **набагато більшою так і набагато меншою маси спокою електрона** (рис.1).

• **Електрони, що розташовані біля дна зони провідності, мають позитивну ефективну масу.** Саме тому у зовнішньому полі створеному у кристалі, вони ведуть себе нормально, прискорюючись у напрямі сили що діє. Відмінність таких електронів від вільних полягає у тому, що їх ефективна маса може суттєво відрізнятись від маси спокою електрона.

• **Маса електронів, що розташовані біля верху валентної зони від'ємна (негативна).** Такі електрони ведуть себе у зовнішньому полі створеному у кристалі аномально: вони прискорюються у напрямі протилежному дії зовнішньої сили (**прискорюються як позитивні носії - дірки**)

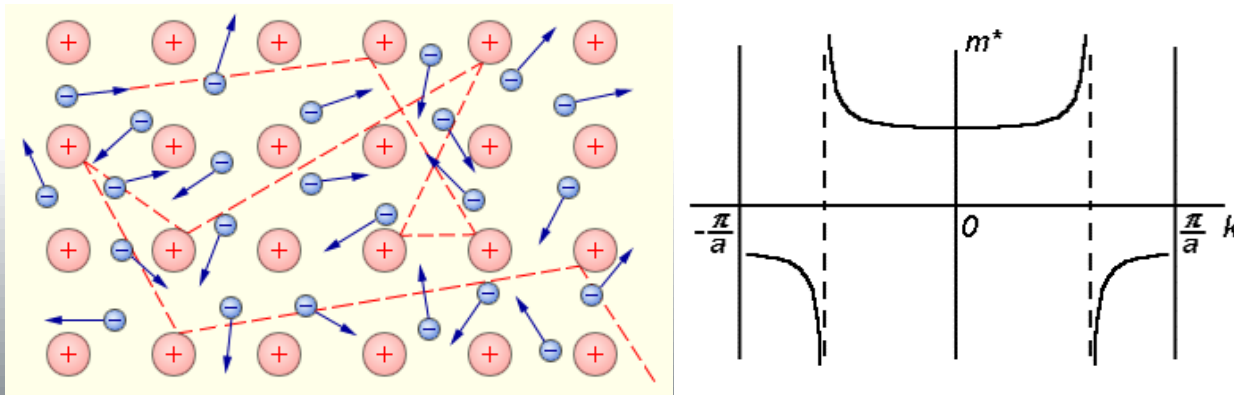


Рис. 1. Ефективна маса електронів з різним хвильовим числом

# РІВЕНЬ ФЕРМІ

- Електрони являються **ферміонами** (їх спин дорівнює  $\frac{1}{2}$ ) тому їх розподіл за дозволеними енергетичними рівнями описується функцією **Фермі-Дірака** (при високих температурах - **Больцмана**), яка має вигляд

$$f(E) = \frac{1}{\exp\left[\frac{E_i - E_F}{kT}\right] + 1} \sim e^{-\frac{E_i - E_F}{kT}}, \quad n_i = \frac{2}{\exp\left[\frac{E_i - E_F}{kT}\right] + 1} \sim 2e^{-\frac{E_i - E_F}{kT}}$$

- При абсолютному нулі електрони розташовуються попарно на самих низьких доступних для них рівнях. Тому при цій температурі рівень Фермі співпадає з верхнім заповненим електронним рівнем (рис 1).
- Рівень Фермі** – енергія, нижче якої при абсолютному нулі температури ( $T = 0$  К) усі стани системи частинок заповнені, а вище – пусті.
- При температурах відмінних від нуля, графік функції Фермі – Дірака має вигляд зображений на рис 2. Помітна відмінність від графіка зображеного на рис. 1 спостерігається лише в області енергій порядку  $2kT$ . Чим вища температура, тим більш полого йде спадаюча ділянка кривої.

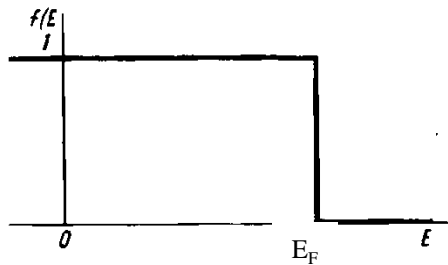
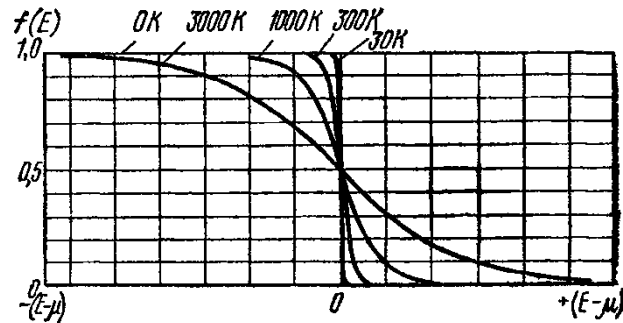
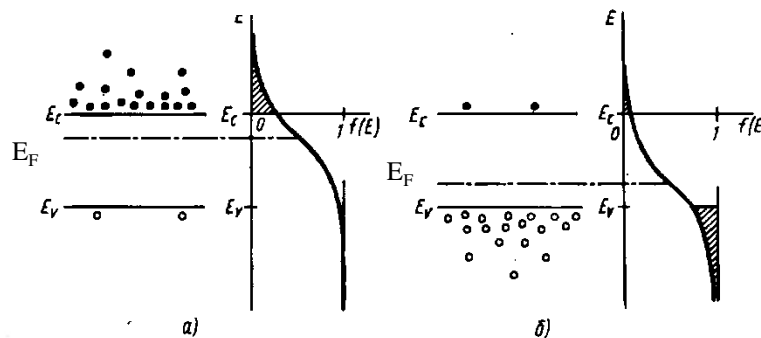
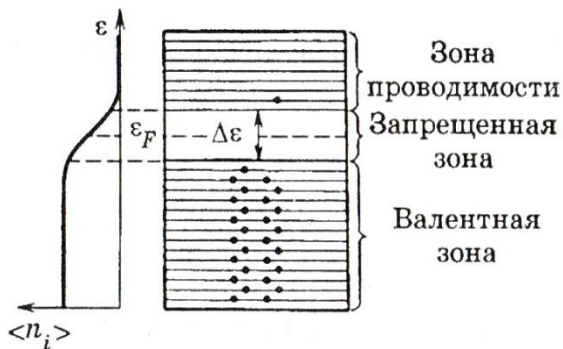


Рис. 5.1. Функція Фермі – Дірака при  $T = 0$  К



При температурі відмінній від  $0$  К рівнем Фермі називається енергетичний рівень ймовірність заповнення якого електронами дорівнює  $\frac{1}{2}$ .



# ЗАЛЕЖНІСТЬ РІВНЯ ФЕРМІ ВІД Т

• Положення рівня Фермі власного напівпровідника при різній температурі у випадку *якщо ефективні маси носіїв обох знаків однакові* ( $m_n = m_p$ ) *співпадає з серединою його забороненої зони.*

• В іншому випадку воно визначається виразом

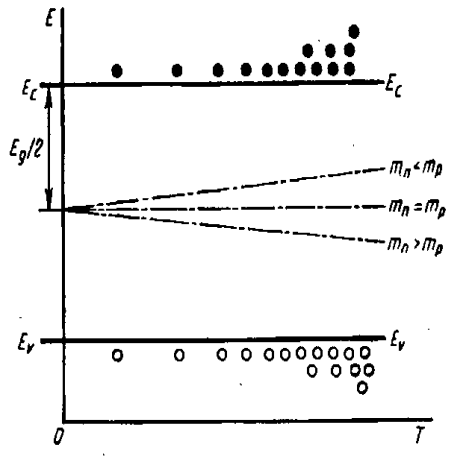
$$E_F = -\frac{E_g}{2} + \frac{3}{4} kT \ln \frac{m_p}{m_n}$$

де  $E_g$  – ширина забороненої зони матеріалу;  $k$  – стала Больцмана;  $T$  – температура,  $m_n$ ,  $m_p$  – ефективна маса електронів та дірок.

• *Якщо чистий напівпровідник легувати домішками*, то рівень Фермі домішкового напівпровідника  $n$ -типу *зміщується* відносно цього положення на величину  $\Delta E$  *в напрямі до зони провідності:*

$$E_{Fn} = E_i + \Delta E,$$

• Відповідно рівень Фермі домішкового напівпровідника  $p$ -типу *зміщується* відносно середини забороненої зони на величину  $\Delta E$  *в напрямі до валентної зони:*  $E_{Fp} = E_i - \Delta E'$



*Якщо енергія локалізованих рівнів у забороненій зоні матеріалу лежить нижче рівня Фермі, домішки **іонізовані**, якщо вище – вони **нейтральні**.*

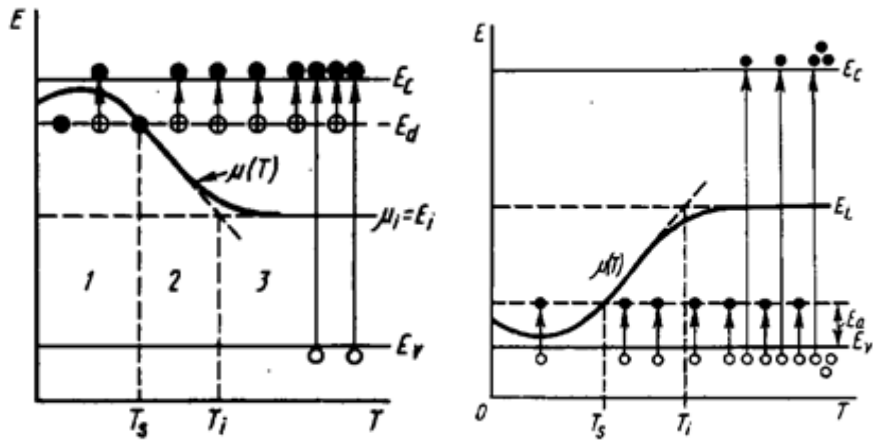
# ЗАЛЕЖНІСТЬ РІВНЯ ФЕРМІ ВІД Т

- Зміщення рівня Фермі відносно середини забороненої зони у *домішковому напівпровіднику n - типу* розраховують за формулою:

$$\Delta E = kT \ln \left( \frac{n_0}{n_i} \right) = kT \ln \left( \frac{N_D}{n_i} \right)$$

- Зміщення рівня Фермі відносно середини забороненої зони у *домішковому напівпровіднику p - типу* дорівнює

$$\Delta E = kT \ln \left( \frac{p_0}{n_i} \right) = kT \ln \left( \frac{N_A}{n_i} \right)$$



Залежність положення рівня Фермі в донорних та акцепторних напівпровідниках від температури

# ВЛАСНА ЕЛЕКТРОПРОВІДНІСТЬ

• При встановленні теплової рівноваги процеси генерації та рекомбінації компенсують один одного, і при даній температурі у напівпровіднику утворюється певна концентрація вільних електронів та вільних дірок.

• Цю концентрацію можна визначити за формулою

$$n_i = \sqrt{N_c N_v} \exp\left(-\frac{E_g}{2kT}\right) = n_0 e^{-\frac{E_g}{2kT}}, \quad (1)$$

де  $E_g$  - ширина забороненої зони (тобто енергія, яку треба віддати валентному електронну, щоб він став вільним носієм заряду);  $k = 1,39 \cdot 10^{-23}$  Дж/К – стала Больцмана;  $N_c, N_v$  - **ефективна кількість станів зони провідності та валентної зони**;  $n_0$  – коефіцієнт пропорційності, що залежить від матеріалу напівпровідників ( $n_0 = 5 \cdot 10^{19}$  см<sup>-3</sup> – для германію;  $n_0 = 2 \cdot 10^{20}$  см<sup>-3</sup> – для кремнію). Вона визначається виразами

$$N_c = \frac{2(2\pi m_n kT)^{3/2}}{h^3}, \quad N_v = \frac{2(2\pi m_p kT)^{3/2}}{h^3}$$

• Оскільки електропровідність напівпровідників (величина обернена питомому опору  $\sigma = 1/\rho$ ) пропорційна концентрації носіїв заряду, одержимо

$$\sigma_i = en_i(\mu_n + \mu_p) = \sigma_0 \exp\left(-\frac{E_g}{2kT}\right). \quad (2)$$

де  $\mu_n, \mu_p$  - рухливість електронів та дірок.

• Із формул (1) та (2) випливає, що **концентрація носіїв заряду**, а отже і **власна електропровідність будуть тим більшими, чим більша температура і чим вузча заборонена зона матеріалу.**

• **Ширина забороненої зони напівпровідників залежить від температури  $E_g = E_{g0} - \alpha T$ .**

**Чим температура більша тим ширина забороненої зони менша.**

• Для напівпровідників, що знайшли найбільше використання ширина забороненої зони дорівнює: для **Ge** –  $E_g = 0,72$  еВ; **Si** -  $E_g = 1,12$  еВ; GaAs –  $E_g = 1,42$  еВ; CdTe -  $E_g = 1,46$ ; ZnO -  $E_g = 3,37$  еВ при  $T = 300$  К.

# ДОМІШКОВА ПРОВІДНІСТЬ

У питомій провідності домішкового напівпровідника  $n(p)$  – типу визначальною є домішкова електронна (діркова) провідність

$$n = \sqrt{\frac{N_C N_D}{2}} \exp\left(-\frac{E_D}{2kT}\right), \quad p = \sqrt{\frac{N_V N_A}{2}} \exp\left(-\frac{E_A}{2kT}\right),$$

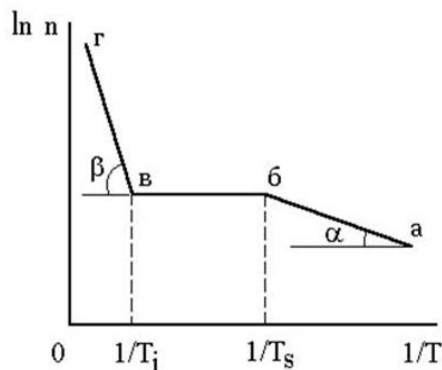
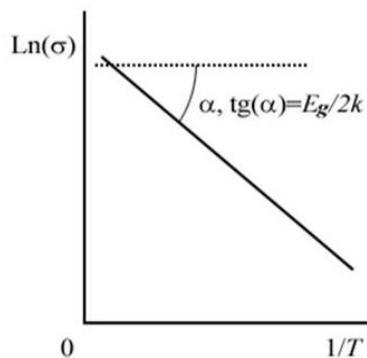
$$\sigma = \frac{1}{\rho} = \sigma_{n(p)} = en\mu_{n(p)} = \sigma_0 \exp\left(-\frac{E_{D(A)}}{2kT}\right)$$

Залежність питомого опору кремнію від концентрації донорної або акцепторної домішки за кімнатної температури зображено на рис. 1

**• При кімнатній температурі (300 K) всі атоми донорних (акцепторних) домішок будуть іонізовані. Тоді концентрація електронів у зоні провідності напівпровідника за умови рівноваги приблизно дорівнює концентрації атомів донорної (акцепторної) домішки**

$$n(p) = N_{D(A)},$$

де  $N_{D(A)}$  - концентрація атомів донорної (акцепторної) домішки.



**• З'ясуємо яким чином від температури залежить провідність напівпровідників.**

• Для цього прологарифмуємо залежності провідності матеріалу від температури

$$\ln n_i = \ln \sqrt{N_C N_V} - \frac{E_g}{2kT}, \quad y = ax - b$$

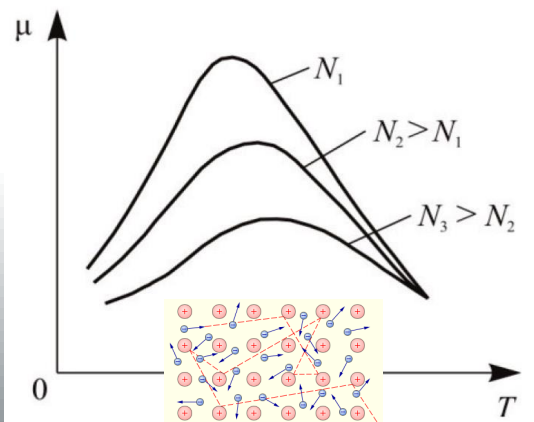
$$\ln n(p) = \ln \sqrt{\frac{N_C N_{D(A)}}{2}} - \frac{E_{D(A)}}{2kT}$$

• У координатах  $\ln n - 1/T$  ( $\ln \sigma - 1/T$ ) отримаємо прямі лінії з нахилами  $\beta = \frac{E_g}{2k}$  або  $\alpha = \frac{E_{D(A)}}{2k}$



# ТЕМПЕРАТУРНА ЗАЛЕЖНІСТЬ РУХЛИВОСТІ НОСІІВ

•**Рухливість носіїв заряду** - коефіцієнт пропорційності між дрейфовою швидкістю носіїв і прикладеним зовнішнім електричним полем ( $\mu = v/E$ , де  $v$  - абсолютна величина дрейфової швидкості (середньої швидкості дрейфу носіїв під дією даного поля), а  $E$  - абсолютна величина напруженості цього поля). **Температурна залежність рухливості ( $\mu$ ) пов'язана з розсіюванням носіїв заряду, під яким розуміють зіткнення носіїв з різними перешкодами в напівпровіднику.** При цьому це не обов'язково мають бути безпосередні зіткнення. Під розсіюванням розуміють також зміну швидкості та траєкторії руху носіїв. **Розсіювання електронів і дірок може відбуватися на іонах і нейтральних атомах домішки, на різних дефектах кристалу, на теплових коливаннях ґратки (фононах).** У реальних напівпровідникових кристалах на температурну залежність рухливості впливають передусім два механізми: **розсіювання на іонізованих домішках і розсіювання на фононах.** Іонний механізм розсіювання є результатом взаємодії зарядів рухливих носіїв та іонізованих атомів домішки. Заряди іонів відхиляють (розсіюють) своїм полем електрони та дірки, що рухаються, при цьому відхилення тим сильніше, чим повільніше рухається носій заряду та чим ближче проходить він повз іона домішки. **Із підвищенням температури швидкість теплового руху носіїв зростає, вони менше часу перебувають у полі іона, і, отже, менше змінюють траєкторію свого руху.**



При низьких температурах інтенсивність теплових коливань мала, кількість фононів незначна і **розсіювання відбувається головним чином на дефектах та іонізованих домішках.** Для цього випадку розсіювання рухливість зростає з підвищенням температури за законом  $\mu = aT^{3/2}$ , де  $a$  - сталий коефіцієнт, який залежить від властивостей напівпровідника. Із підвищенням температури кількість фононів збільшується і **в діапазоні високих температур переважальним виявляється фононний механізм розсіювання і рухливість носіїв зменшується** приблизно за законом  $\mu = bT^{-3/2}$ , де  $b$  - сталий коефіцієнт.

# ЗАКОН ДІЮЧИХ МАС

• Концентрація неосновних носіїв заряду у напівпровіднику за умови рівноваги визначається за законом діючих мас

## • *Закон діючих мас*

• *Добуток концентрації електронів та дірок у напівпровіднику не залежить від рівня його легування, а лише від температури; цей добуток дорівнює квадрату концентрації носіїв у власному напівпровіднику*

$$n \cdot p = n_i^2(T)$$

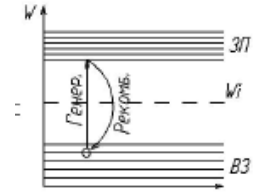
• При заданій температурі *добуток концентрації електронів і дірок у невиродженому напівпровіднику є величина стала, яка залежить тільки від властивостей напівпровідника.*

• З рівняння можна зробити висновок: *введення в напівпровідник домішок приводить до збільшення концентрації носіїв заряду одного знака і до пропорційного зменшення концентрації інших носіїв завдяки зростанню ймовірності їх рекомбінації.*

# РЕКОМБІНАЦІЯ НОСІЇВ

- При температурі відмінній від 0 К в напівпровіднику відбувається теплове збудження носіїв (*їх генерація*), в результаті концентрація носіїв зростає з часом. Разом з генерацією відбувається зворотний процес – *рекомбінація носіїв*.
- *Процес генерації* носіїв характеризується *швидкістю генерації*, яка виражає число носіїв (або число пар носіїв), які щосекунди збуджуються в одиничному об'ємі напівпровідника.
- Відповідно *процес рекомбінації* характеризують *швидкістю рекомбінації*, яка виражає число носіїв (число пар носіїв), які щосекунди рекомбінують в одиничному об'ємі напівпровідника.
- Кожний вільний носій заряду, що виникає у відповідній зоні внаслідок генерації проводить там до рекомбінації в середньому деякий час, що називається *часом життя  $\tau$* .
- *Швидкість рекомбінації* ( $R_R$ ), концентрація носіїв ( $n$ ,  $p$ ) і їх час життя ( $\tau$ ) пов'язані співвідношенням:

$$R_{Rn} = \frac{n}{\tau_n}.$$



- *Рівноважний (стаціонарний) стан напівпровідника* характеризується тим, що швидкість генерації дорівнює швидкості рекомбінації:  $R_G = R_R$ . В результаті, в матеріалі встановлюється *рівноважна концентрація носіїв*.
- Крім *теплого збудження* можливі інші способи генерації вільних носіїв у напівпровідниках: *освітлення, іонізуючого випромінювання, інжекція з контакту* та ін. Дія цих чинників призводить до появи додаткових носіїв заряду, які отримали назву *нерівноважних носіїв*.
- *Нерівноважним станом напівпровідника* називають такий стан, коли швидкість генерації відрізняється від швидкості рекомбінації:  $R_G \neq R_R$ .

# ТРИВАЛІСТЬ ЖИТТЯ НОСІЇВ

•*Розглянемо нерівноважний процес.* Нехай на напівпровідник падає світло. Це приводить до генерації додаткових електронно-діркових пар. Коли дія збудника на напівпровідник припиняється, надлишкова **концентрація неосновних носіїв починає зменшуватися внаслідок їх рекомбінації з основними носіями.** Будемо вважати, що швидкість спадання концентрації неосновних носіїв пропорційна надлишковій концентрації цих носіїв (дірок):

$$\frac{d(p_n - p_{n0})}{dt} = -a(p_n - p_{n0}) \quad \text{або} \quad d(p_n - p_{n0}) = -a(p_n - p_{n0})dt$$

де  $a$  – коефіцієнт, що залежить від типу напівпровідника;  $p_n$  – нерівноважна концентрація дірок у напівпровіднику  $n$ -типу.

•Інтегруючи цей вираз і вважаючи, що в момент припинення дії збудника концентрація  $p_n = p_{n0}$ , одержимо **закон зміни концентрації нерівноважних носіїв – дірок у напівпровіднику  $n$ -типу**

$$p_n - p_{n0} = \Delta p \cdot e^{-at} = \Delta p \cdot e^{-t/\tau}$$

•У цій формулі коефіцієнт  $a$  характеризує швидкість спадання концентрації нерівноважних носіїв з часом. Величина  $\tau = 1/a$  називається **тривалістю життя неосновних носіїв заряду** (у даному випадку дірок).

•Отже, **тривалість життя нерівноважних носіїв у напівпровіднику - це час, впродовж якого концентрація цих носіїв унаслідок рекомбінації зменшується в  $e$  раз.**

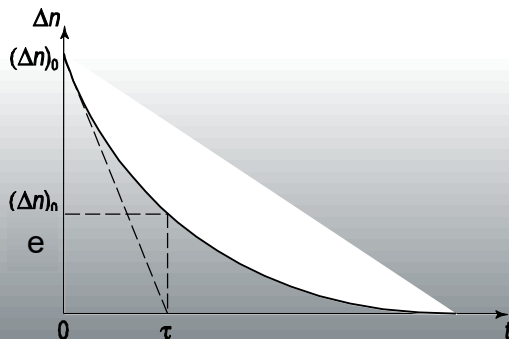
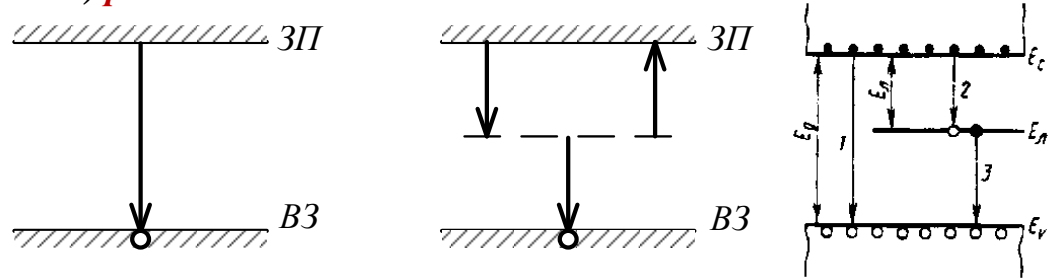


Рис. 1. Спадання нерівноважної концентрації електронів з часом у донорному напівпровіднику

# ВИДИ РЕКОМБІНАЦІЇ НОСІЇВ

•Процес переходу електрона з зони провідності у валентну зону при рекомбінації може проходити або *безпосередньо через усю заборонену зону* (рис. а) або *спочатку на рівень домішки, а потім з цього рівня у валентну зону* (рис. б). Перший тип рекомбінації називається **міжзонним**, другий – **рекомбінацією через домішковий** (рекомбінаційний, локалізований) **рівень**.



## •Міжзонна рекомбінація.

•В умовах теплової рівноваги швидкість міжзонної рекомбінації  $R_R$  пропорційна концентрації електронів  $n_0$  і дірок  $p_0$  і повинна дорівнювати швидкості їх генерації  $R_G$ .

$$R_R = \gamma n_0 p_0 = \gamma n_i^2 = R_G$$

де  $\gamma = \frac{R_G}{n_i^2}$  - коефіцієнт рекомбінації.

Під дією на напівпровідник зовнішніх факторів, що викликають збільшення швидкості генерації носіїв, збільшується і швидкість їх рекомбінації. Стаціонарна концентрація електронів  $n = n_0 + \Delta n$  і дірок  $p = p_0 + \Delta p$  встановиться тоді коли сумарна швидкість рекомбінації  $R_R + \Delta R_R$  зрівняється зі швидкістю генерації  $R_G + \Delta R_G$  :  
 $R_R + \Delta R_R = \gamma(n_0 + \Delta n)(p_0 + \Delta p) = R_G + \Delta R_G$ .

Підставивши сюди значення  $\gamma$  отримаємо:  $R_R + \Delta R_R = \frac{R_G}{n_i^2} (n_0 p_0 + n_0 \Delta p + p_0 \Delta n + \Delta n \Delta p)$ .

При **низькому рівні збудження** врахувавши, що  $\Delta n = \Delta p$  та  $n_0 p_0 = n_i^2$ , отримаємо:  $R_R = R_G = \frac{R_G}{n_i^2} (n_0 + p_0) \Delta n$ .

**Швидкість рекомбінації надлишкових носіїв заряду пропорційна їх концентрації.** Таку рекомбінацію називають **лінійною**. **Час життя** при такій рекомбінації ( $\tau = n_i^2 / R_{G0} (n_0 + p_0)$ ) **не залежить від інтенсивності збудження і визначається ступенем легування напівпровідника, зменшуючись обернено пропорційно концентрації легуючої домішки.**

# РЕКОМБІНАЦІЯ НОСІЇВ

• При **високому рівні збудження** врахувавши, що  $\Delta n = \Delta p \gg (n_0 + p_0)$ , отримаємо:  $R_R = R_G = \frac{R_{G0}}{n_i^2} \Delta n^2$ .

**Швидкість рекомбінації надлишкових носіїв виявляється пропорційною квадрату їх концентрації.** Таку рекомбінацію називають **квадратичною**.

**Час життя нерівноважних носіїв при квадратичній рекомбінації обернено пропорційний їх концентрації**  
$$\tau = n_i^2 / (R_{G0\Delta} n_0).$$

Виділення енергії при міжзонній рекомбінації може відбуватися або у вигляді **квантів світла**  $h\nu$ , або у вигляді **теплоти (фононів)**. У першому випадку рекомбінацію називають **випромінювальною**, у другому **безвипромінювальною**. Розрахунки і експерименти показують, що **міжзонна рекомбінація суттєва для напівпровідників з вузькою забороненою зоною при відносно високих температурах** (кімнатна та вище).

**Для напівпровідників з широкою забороненою зоною, основним механізмом, що відповідає за рекомбінацію є безвипромінювальна рекомбінація через домішкові (рекомбінаційні) рівні.**

**Рекомбінація через локалізовані рівні.**

Механізм рекомбінації через локалізовані рівні полягає у тому, що електрон з зони провідності переходить спочатку на рекомбінаційний рівень у забороненій зоні матеріалу, а потім на вільний у валентній зоні. Така двохступенева рекомбінація часто більш ймовірна ніж міжзонна. Центри рекомбінації звичайно характеризують **перетином захоплення вільних носіїв**  $S_{n(p)}$ .

В середньому для захоплення одного електрона (дірки) будь-якою пасткою потрібен час.

$$\tau_{n0(p0)} = \frac{1}{P_{n0(p0)}} = \frac{1}{S_{n(p)} N_n v_{n(p)}},$$

де  $P_{n(p)}$  – ймовірність захоплення носія пастками;  $N_n$  – концентрація пасток;  $v_{n(p)}$  – теплова швидкість носіїв.

Загальний вираз для швидкості рекомбінації неосновних носіїв в стаціонарних умовах отримали Холл,

Шоклі та Рід

$$R_R = \frac{(n_0 + \Delta n)(p_0 + \Delta p) - n_0 p_0}{(n_0 + \Delta n + n_n) \tau_{p_0 + \Delta p} + (p_0 + \Delta p + p_n) \tau_{n_0}}$$

де  $n_n$ ,  $p_n$  – рівноважні концентрації електронів у зоні провідності і дірок у валентній в умовах, коли рівень Фермі співпадає з рівнем пасток.

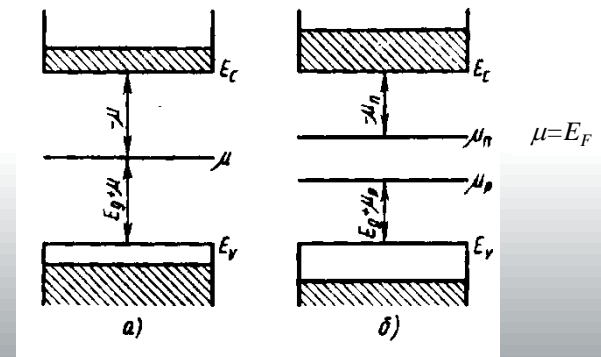
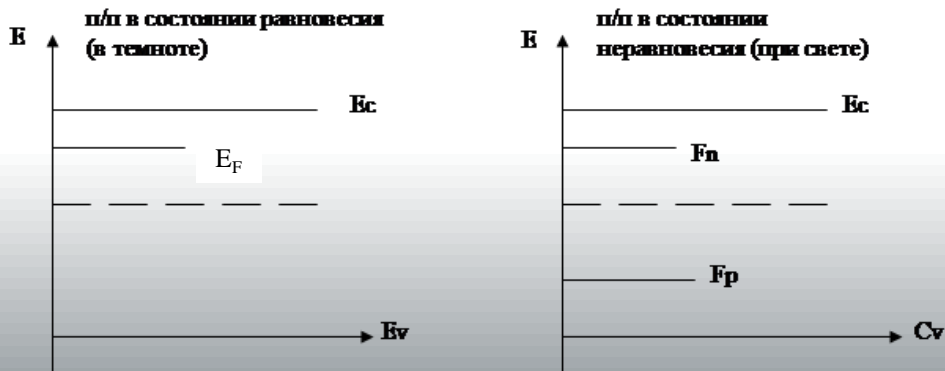
# КВАЗІРІВЕНЬ ФЕРМІ

- Рівноважна концентрація електронів і дірок у напівпровіднику визначається *рівноважним рівнем Фермі*.
- Важливо, що у рівноважних умовах електрони і дірки, що розташовані у зонах на локалізованих рівнях, мають єдиний рівень Фермі. Принципово інша ситуація виникає у випадку генерації *нерівноважних носіїв*. Тут рівні Фермі (*квазірівні Фермі*) електронів і дірок не співпадають один з одним та рівноважним рівнем Фермі. Положення квазірівнів Фермі можна знайти з наступних виразів

$$n = n_0 + \Delta n = N_C \exp\left(-\frac{E_{Fn}}{kT}\right), \quad p = p_0 + \Delta p = N_V \exp\left(-\left(E_g + \frac{E_{Fp}}{kT}\right)\right).$$

- Квазірівні Фермі для електронів і дірок тим сильніше відрізняються один від одного і від рівноважного рівня Фермі, чим вища концентрація надлишкових носіїв.

*Для нерівноважних носіїв також не виконується закон діючих мас.*



# ДРЕЙФОВІ ТА ДИФУЗІЙНІ СТРУМИ

**Електропровідність** – це здатність проводити електричний струм.

У напівпровідниках електричний струм визначається, в основному, двома складовими – дрейфовим і дифузійним струмами.

**Дрейфовий струм** – це струм, що створюється рухом носіїв заряду під дією сил електричного поля.

Густина дрейфового струму є сумою густин дрейфових струмів електронів і дірок:

$$j_{др} = j_{дрn} + j_{дрp} = \sigma E = (en\mu_n + ep\mu_p)E = env_n + epv_p, \quad \mu = \frac{\bar{v}}{E}$$

$\mu_n, \mu_p$  - рухливість електронів і дірок;  $v_n, v_p$  - середня швидкість направлено руху носіїв заряду в електричному полі з напруженістю рівній одиниці;  $E$  – напруженість електричного поля.

Як правило, **рухливість електронів вища, ніж у дірок** ( $\mu_n > \mu_p$ ). Ця величина залежить від температури, а також від концентрації домішок. Як правило, при розрахунках беруть такі значення рухливості носіїв при 300 К; для Ge –  $\mu_n = 3900$  см/В · с,  $\mu_p = 1900$  см/В · с;

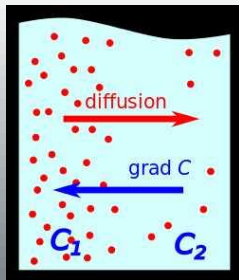
для Si –  $\mu_n = 1350$  см/В · с,  $\mu_p = 430$  см/В · с.

Якщо **рівноважні носії розподілені в кристалі нерівномірно**, то вони можуть утворювати **градієнт концентрації** під дією якої відбудеться направлений рух носіїв або струм.

**Дифузійний струм** – це струм, що виникає в результаті дифузійного переміщення електронів і дірок, обумовленого градієнтом їх концентрації.

Густина дифузійного струму визначається як сума двох складових – густини дифузійного струму електронів і густини дифузійного струму дірок (одновимірний випадок):

$$j_{диф} = j_{дифn} + j_{дифp} = eD_n \text{grad}(n) + eD_p \text{grad}(p) = eD_n \frac{dn(x)}{dx} + eD_p \frac{dp(x)}{dx}.$$



**Визначення градієнту**

$$\text{grad}(\vec{u}) = \frac{du(x)}{dx} \vec{i} + \frac{du(y)}{dy} \vec{j} + \frac{du(z)}{dz} \vec{k}$$



# ФУНДАМЕНТАЛЬНІ ЗАКОНИ ТЕ

## •Рівняння повного струму

$$j = j_{дрп} + j_{дрр} + j_{дифп} + j_{дифр} = en\mu_n E + en\mu_p E + eD_n \text{grad}(n) - eD_p \text{grad}(p),$$

•Фізичний зміст рівняння повного струму полягає в наступному:

*струм в напівпровідникових приладах переноситься електронами і дірками, а переміщуються вони під дією сил електричного поля і градієнта концентрації.*

## •Рівняння Пуассона

•Для розв'язання багатьох завдань напівпровідникової електроніки використовується **рівняння Пуассона**. Для одновимірного випадку воно має наступний вигляд

$$\frac{d^2\phi}{dx^2} = -\frac{dE}{dx} = -\frac{\rho(x)}{\epsilon\epsilon_0},$$

де  $\rho(x) = \frac{q}{V}$  - густина об'ємного заряду;

$q$  - заряд;  $V$  - об'єм;

$E$  - напруженість електричного поля;

$\epsilon$  - діелектрична проникність матеріалу;

$\epsilon_0$  - діелектрична стала.

•Фізичний зміст цього рівняння зводиться до того, що

*якщо відома густина заряду  $\rho(x)$ , то значення напруженості електричного поля  $E$  і потенціалу  $\phi$  може бути визначено в будь-якій точці простору шляхом розв'язання рівняння Пуассона при заданих граничних умовах.*

# ФУНДАМЕНТАЛЬНІ ЗАКОНИ ТЕ

## •Рівняння неперервності

•Величина струму в напівпровідникових приладах визначається концентрацією носіїв і градієнтом їх концентрації. При цьому концентрація носіїв може змінюватися у часі. Характер зміни концентрації носіїв у часі дозволяє описувати **рівняння неперервності**. Це рівняння показує, як і за якими причинами змінюється концентрація носіїв у часі. Фізичний зміст рівняння можна представити наступною схемою.

$$\left[ \begin{array}{l} \text{Изменение} \\ \text{концентрации} \\ \text{носителей} \\ \text{во времени} \end{array} \right] = \left[ \begin{array}{l} \text{процессы} \\ \text{генерации} \end{array} \right] - \left[ \begin{array}{l} \text{процессы} \\ \text{рекомбинации} \end{array} \right] - \left[ \begin{array}{l} \text{растекание} \\ \text{тока} \end{array} \right]$$

•Тобто, за рахунок процесів генерації концентрація носіїв у часі зростає, а рекомбінація і розтікання струму призводять до зменшення концентрації носіїв.

•Математично це можна записати наступним чином.

$$\frac{dn}{dt} = R_{Gn} - R_{Rn} + \frac{1}{e} \operatorname{div}(j_n),$$

$$\frac{dp}{dt} = R_{Gp} - R_{Rp} - \frac{1}{e} \operatorname{div}(j_p)$$

**Визначення дивергенції**

$$\operatorname{div} \mathbf{F} = \frac{\partial F_x}{\partial x} + \frac{\partial F_y}{\partial y} + \frac{\partial F_z}{\partial z}$$

**Одновимірний випадок:**  $\operatorname{div}(j_n) = \frac{dj_n}{dx}$ ,  $\operatorname{div}(j_p) = \frac{dj_p}{dx}$  - дивергенція струмів.

Підставивши значення величин у рівняння отримаємо

$$\frac{dn}{dt} = \frac{n - n_0}{\tau_n} + \frac{1}{e} \operatorname{div}(j_n),$$

$$\frac{dp}{dt} = \frac{p - p_0}{\tau_p} - \frac{1}{e} \operatorname{div}(j_p)$$

Якщо струми носять дифузійний характер  $j_n = eD_n \frac{dn}{dx}$ ,  $j_p = eD_p \frac{dp}{dx}$  отримаємо остаточно

$$\frac{dn}{dt} = D_n \frac{d^2n}{dx^2} - \frac{n - n_0}{\tau_n},$$

$$\frac{dp}{dt} = D_p \frac{d^2p}{dx^2} - \frac{p - p_0}{\tau_p}$$

# РІВНЯННЯ ЕЛЕКТРОНЕЙТРАЛЬНОСТІ

- *Згідно з законом електронейтральності*

*в будь-якому перетині напівпровідника, як і в кристалі в цілому, сумарний заряд носіїв дорівнює нулю.*

*Для власного напівпровідника*

$$n = p$$

- *Для домішкового напівпровідника.*

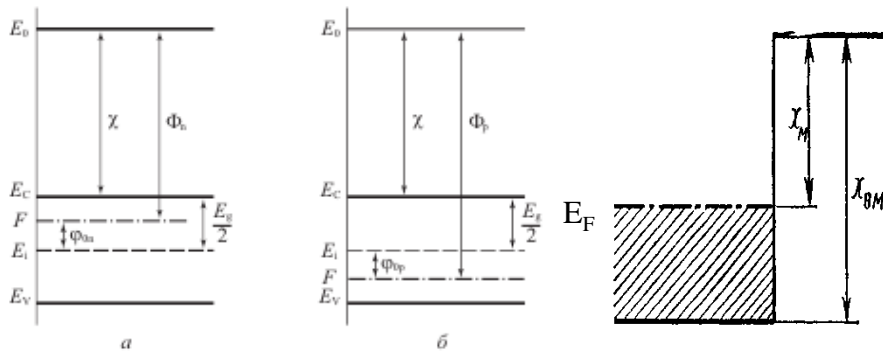
• Оскільки в напівпровіднику є електрони і дірки, іонізовані донори та акцептори, то рівняння електронейтральності має наступний вигляд

$$p + N_D^+ = n + N_A^-$$

• Якщо повернутися до питання про утворення напівпровідників  $n$  і  $p$  – типів провідності, то стає зрозуміло: *утворення вільно негативно зарядженого електрона супроводжується появою позитивно зарядженого іонізованого донора, тобто сумарний заряд матеріалу дорівнює нулю.*

# РОБОТА ВИХОДУ

Розглянемо зонну діаграму напівпровідників  $p$  і  $n$  типів провідності.



Зонна діаграма матеріалів:  
 а) напівпровідника  $n$ -типа;  
 б)  $p$ -типа;  
 в) метала

На рис. використані такі позначення:  $\chi$  - електронна спорідненість;  $E_g$  - ширина забороненої зони;

$E_n$  - об'ємне положення рівня Фермі в напівпровіднику  $n$  типу;  $E_p$  - об'ємне положення рівня Фермі в напівпровіднику  $p$  типу.

**Спорідненість до електрона** - властивість атомів або молекул утворювати міцний зв'язок з електроном (енергетична відстань від низу зони провідності до рівня вакууму -  $\chi$ ).

**Робота виходу** - енергія, що витрачається для теплового збудження електрона твердого тіла у вакуум (енергетична відстань від рівня Фермі до рівня вакууму -  $\Phi_{n,p}$ ).

Згідно з визначенням термодинамічної роботи виходу, отримуємо такий вираз для термодинамічної роботи виходу у напівпровідниках  $n$  типу  $\Phi_n$  і  $p$  типу  $\Phi_p$ :

$$\Phi_n = -E_F = \chi + \left( \frac{E_g}{2} - \phi_n \right) \qquad \Phi_p = -E_F = \chi + \left( \frac{E_g}{2} + \phi_p \right)$$

Зі співвідношень випливає, що **термодинамічна робота виходу з напівпровідника  $p$ -типу завжди буде більшою, ніж з напівпровідника  $n$ -типу, а отже, струм термоелектронної емісії з напівпровідника  $n$  типу буде більшим, ніж з напівпровідника  $p$  типу.**

# ТЕРМОЕЛЕКТРИЧНА ЕМІСІЯ

• Розрахуємо струм емісії електронів з поверхні напівпровідника в умовах термодинамічної рівноваги. *Усі вільні електрони в напівпровіднику знаходяться в потенційній ямі.* Функція розподілу електронів за станами енергій для електронів і дірок у загальному випадку описується *функцією Фермі - Дірака*. Однак оскільки розглядаються електрони з великою енергією (так звані *гарячі електрони*), здатні залишити поверхню напівпровідника ( $E - E_F \gg kT$ ), то їх розподіл з великою точністю можна описати функцією розподілу Больцмана:

$$f(E, T) = \frac{1}{e^{\frac{E-F}{kT}} + 1} \approx e^{-\frac{E-F}{kT}}$$

• З цього виразу випливає, що якщо енергія електрона  $E$  істотно більша, ніж енергія Фермі  $E_F$  ( $F$ ), то завжди буде певна кількість електронів з цією енергією. Отже, існує відмінна від нуля ймовірність  $f$ , що *в умовах термодинамічної рівноваги частина електронів в напівпровіднику буде мати енергію  $E > 0$ , тобто вони можуть залишати поверхню напівпровідника.*

• Струм, обумовлений цими електронами, називається *струмом термоелектронної емісії*.

• Таким чином, струм термоелектронної емісії - це струм, обумовлений гарячими рівноважними електронами.

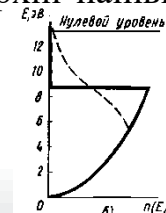
• Потік електронів, тобто кількість електронів, що за одиницю часу вилетіли з поверхні напівпровідника в вакуум можна визначити з виразу

$$j_x = j_t = \frac{4\pi e m^* k^2 T^2}{h^3} e^{-\frac{F - E_c + E}{kT}} = AT^2 e^{-\frac{F}{kT}}$$

де  $A$  - стала Річардсона, яка не залежить від природи метала;  $A = \frac{4\pi e m^* k^2}{h^3}$

Формула називається *формулою Річардсона-Дешмана* для струму термоелектронної емісії з напівпровідника у вакуум. Оскільки енергія Фермі негативна  $E_F < 0$ , то відстань до рівня Фермі  $E_F$ , відлічена від рівня вакууму  $E = 0$ , буде позитивною. Позначимо її  $\Phi$  і назовемо *термодинамічною роботою виходу*:

$\Phi = -E_F$ . Таким чином, *термодинамічна робота виходу - це енергія Фермі взята з протилежним знаком.*



# ЕФЕКТ ПОЛЯ

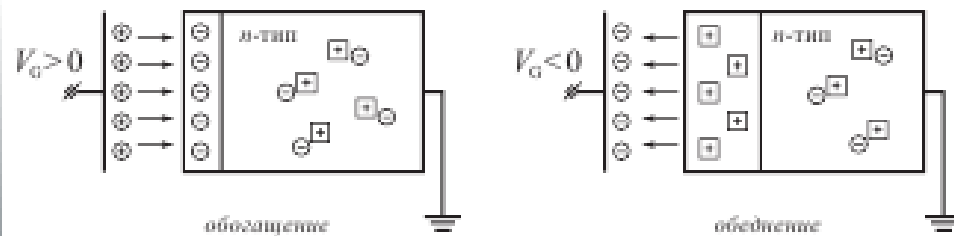
• **Ефект поля** - зміна концентрації вільних носіїв в приповерхневій області напівпровідника під дією зовнішнього електричного поля.

• В разі реалізації ефекту поля джерелом зовнішнього електричного поля можуть бути заряди на металевих пластинах що знаходяться поблизу поверхні напівпровідника, заряди на границі та в об'ємі діелектричного покриття і т. ін.

• **При наявності зовнішнього поля приповерхнева область в напівпровіднику не буде електронейтральною.** Заряд, що виник в цій області, звичайно називається **просторовим зарядом**, а сама область - **областю просторового заряду (ОПЗ)**. **Наявність електричного поля  $E(z)$  в ОПЗ змінює величину потенціальної енергії електрона.** Якщо поле направлено від поверхні вглиб напівпровідника, то електрони в цьому випадку будуть мати мінімальну енергію у поверхні, що відповідає наявності потенційної ями для електронів.

• Оскільки на дні зони провідності кінетична енергія електронів дорівнює нулю, зміна потенційної енергії за координатою повинна привести до точно такого ж ходу дна зони провідності і вершини валентної зони. Цей ефект зображений на зонних діаграмах, наведених на рис., і отримав назву **вигину енергетичних зон**. Величина різниці потенціалів між квазінейтральним об'ємом і довільною точкою ОПЗ отримала назву **електростатичного потенціалу**.

$$\psi = \frac{1}{e} \int_{\infty}^z E(z) dz$$



# ЕФЕКТ ПОЛЯ

•Значення електростатичного потенціалу на поверхні напівпровідника також називається **поверхневим потенціалом** і позначається символом  $\varphi_s$ . Знак поверхневого потенціалу  $\varphi_s$  відповідає знаку заряду на металевому електроді, що викликає вигин енергетичних зон. При  $\varphi_s > 0$  зони вигнуті донизу, при  $\varphi_s < 0$  зони вигнуті вгору (рис.1).

•Розрахуємо, як змінюється концентрація електронів і дірок в ОПЗ. Для визначеності розглянемо напівпровідник  $n$ -типу. В умовах термодинамічної рівноваги концентрація основних  $n_{n0}$  і неосновних  $p_{n0}$  носіїв виражається наступним чином:

$$n_{n0} = N_c e^{-\frac{E_c - E_F}{kT}} = n_i e^{\frac{e\varphi_{0n}}{kT}},$$

оскільки  $E_c - E_F + e\varphi_{0n} = E_g/2$ .

Позначимо  $\beta = e/kT$ . Тоді  $n_{n0} = n_i e^{\beta\varphi_{0n}}$ . Для області просторового заряду об'ємне положення рівня Фермі відносно середини забороненої зони  $\varphi(x)$  змінюється від точки до точки:  $\varphi(x) = \varphi_{0n} + \varphi_s(x)$ , як і концентрація основних  $n_{n0}(x)$  і неосновних  $p_{0n}(x)$  носіїв. У попередньому виразі для  $\varphi(x)$ , як видно з рисунка, використовуються модулі значень об'ємного положення рівня Фермі  $\varphi_{0n}$ . З урахуванням залежності  $\varphi(x) = \varphi_{0n} + \varphi_s(x)$  вирази для концентрацій будуть мати вигляд -  $n_{n0}(x) = n_i e^{\beta\varphi(x)}$

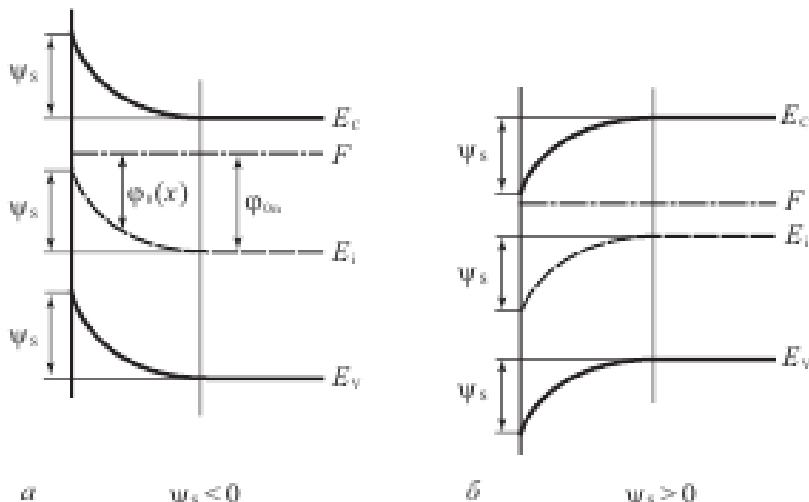


Рис.1. Енергетичні зони на поверхні напівпровідника  $n$ -типу: а) у разі збіднення, б) у разі збагачення

# ДЕБАЄВСЬКА ДОВЖИНА ЕКРАНУВАННЯ

•Кількісною характеристикою ефекту поля, що характеризує *глибину проникнення поля в напівпровідник*, є *Дебаєвська довжина екранування*. Розглянемо випадок, коли напівпровідник внесений у *зовнішнє слабе поле*. Критерій слабого поля полягає в тому, що збурення потенційної енергії невелике в порівнянні з тепловою енергією, тобто *величина поверхневого потенціалу  $\varphi_s$  буде меншою  $kT/e$* . Скористаємося для знаходження розподілу електростатичного потенціалу  $\varphi_s$  в ОПЗ *рівнянням Пуассона*, при цьому будемо вважати, що вісь  $z$  спрямована перпендикулярно поверхні напівпровідника:

$$\frac{d^2\varphi}{dz^2} = -\frac{\rho(z)}{\varepsilon\varepsilon_0},$$

де  $\rho(z)$  - густина заряду в ОПЗ,  $\varepsilon$  - відносна діелектрична проникність напівпровідника.

•Заряд в ОПЗ складається з заряду іонізованих донорів (їм нехтуємо) і заряду вільних електронів:

$$\rho(z) = -e[N_D^+ - n(z)].$$

Підставляючи значення  $\rho(z)$  отримуємо: 
$$\frac{d^2\varphi}{dz^2} = \frac{e^2 n_0}{kT\varepsilon\varepsilon_0}\varphi$$

Введемо характеристичну величину

$$L_D = \sqrt{\frac{kT\varepsilon\varepsilon_0}{e^2 n_0}} = \sqrt{\frac{kT\varepsilon\varepsilon_0}{e^2 N_D}}$$

і назвемо її *дебаєвською довжиною екранування*.

Таким чином, *при малому збуренні електростатичний потенціал, а отже, і електричне поле спадають за експоненціальним законом вглиб напівпровідника*:

$$\varphi(z) = \varphi_s(z) e^{-\frac{z}{L_D}}, \quad E(z) = E_s(z) e^{-\frac{z}{L_D}}.$$

Отже, за фізичному змістом *дебаєвська довжина екранування  $L_D$  відповідає середній відстані, на яку проникає електричне поле в напівпровідник при малих рівнях збурення*.



# ЕЛЕКТРИЧНІ ПЕРЕХОДИ

**•Електричним переходом** називається перехідний шар між областями твердого тіла з різними типами або значеннями провідності.

•Електронні переходи є основою широкого класу електронних приладів.

•Переходи створюються між областями напівпровідника з різними типами провідності (***p-n - переходи або електронно-діркові переходи***), між областями напівпровідника з електропровідністю одного типу, але з різною концентрацією домішок (***n<sup>+</sup>- n<sup>-</sup> – та p<sup>+</sup>- p<sup>-</sup> – переходи***), між областями легованого та чистого напівпровідників (***n(p) - i – переходи***), між областями напівпровідника з різною шириною забороненої зони (***гетеропереходи***), між напівпровідником і металом (***МП - переходи***) тощо.

•***p<sup>+</sup>-p – переходи (n<sup>+</sup>- n – переходи) - це контакти двох напівпровідників одного типу електропровідності, але з різною концентрацією домішок.*** Знаком “+” позначається матеріал з більшою концентрацією акцепторів чи донорів. У таких переходах носії з області більшої концентрації носіїв переходять до області з меншою концентрацією. Оскільки в таких переходах не створюється шар з малою концентрацією носіїв заряду, опір переходів істотно не відрізняється від опору нейтральних областей, відповідно ***такі переходи не мають випрямних властивостей.*** У ***p<sup>+</sup>- p*** та ***n<sup>+</sup>- n*** переходах ***відсутня інжекція неосновних носіїв заряду з низькоомної області до високоомної.*** ***Невипрямні та неінжектуючі переходи використовують в омічних контактах напівпровідникових приладів.***

•***p-i та n-i – переходи створюються між двома напівпровідниками, один з яких має домішкову (електронну або діркову) електропровідність, а інший – власну.***

•У ***p-i*** – контактах внаслідок різниці концентрацій носіїв відбувається інжекція дірок з ***p***-області до ***i***-області, а електронів – з ***i***-області до ***p***-області. Внаслідок малої величини електронної інжекційної складової потенціальний бар'єр на межі переходу створюється нерухожими негативними іонами акцепторів ***p***-області, надлишковими дірками ***i***-області, які дифундують до неї через перехід. Оскільки ***p<sub>p0</sub> >> p<sub>i</sub>***, то запірний шар в ***i***-області значно товщий, ніж у ***p***-області.

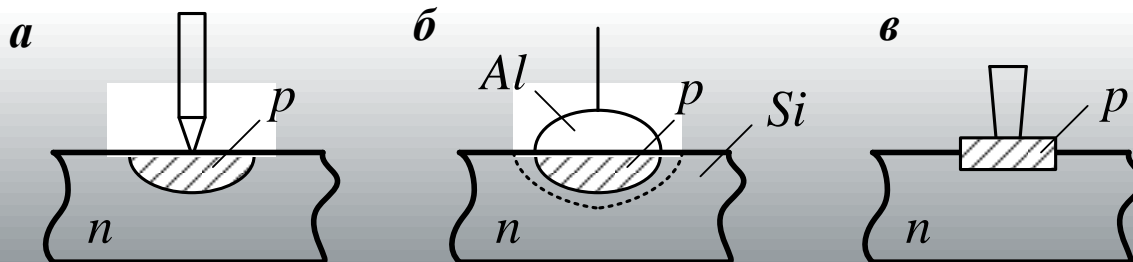
# СПОСОБИ СТВОРЕННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ ПЕРЕХОДІВ

•Електричні переходи створюються різними способами: *сплавним (контактним), дифузійним, епітаксіальним та їх комбінаціями*. Найбільш поширеними серед них є: *точково-контактний, сплавний, мікросплавний, дифузійний, дифузійно-сплавний, епітаксіальний способи*.

•**Точково-контактний** спосіб полягає у формуванні контакту металевої голки з поверхнею напівпровідника з подальшим їх сплавленням за допомогою пропускання коротких імпульсів струму (рис. а).

•**Сплавний спосіб** реалізується шляхом нанесення краплі матеріалу домішки на пластину чистого напівпровідник, після чого контакт відпалюється для проведення дифузії. Переходи, що виготовляють цим способом, мають *відносно велику площу контакту*, велику ємність, а тому здатні пропускати великі струми і можуть *застосовуватися в потужних напівпровідникових приладах* (рис. б).

•**Мікросплавний спосіб** зумовлений створенням переходу навколо контакту металевої голки з плоским кінцем з поверхнею напівпровідника. У цьому випадку площа переходу в 2-3 рази більша, ніж площа точково-контактних переходів, але у сотні разів менша за площу сплавних переходів. *Ємність мікросплавних переходів невелика, допустимий прямий струм через перехід у кілька разів перевищує струм точкових переходів* (рис. в).



# СПОСОБИ СТВОРЕННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ ПЕРЕХОДІВ

- **Дифузійний спосіб** полягає у введенні в напівпровідник домішок завдяки їх дифузії з газового або рідинного середовища при температурах дещо нижчих температури плавлення матеріалів. Дифузія здійснюється вздовж усієї поверхні напівпровідникової пластини або на певних її ділянках через спеціальні маски.
- **Дифузійно-сплавний спосіб** є комбінацією сплавного та дифузійного способів. Спочатку здійснюється вплавлення домішок, а потім їх дифузія, яка забезпечує створення потрібного градієнта концентрації носіїв заряду.
- **Епітаксіальний спосіб** створення переходів полягає в нарощуванні монокристалічного шару напівпровідника з розплаву чи з газової фази на напівпровідникову пластину, яка має таку саму кристалічну будову, як і нарощуваний шар.
- **Розрізняють несиметричні – переходи** - між напівпровідниками з концентраціями основних носіїв заряду (концентраціями домішок), що відрізняються між собою в  $10^3 - 10^4$  разів ( $n \gg p$  або  $n \ll p$ ), і **симетричні** – між напівпровідниками з приблизно однаковими концентраціями основних носіїв ( $n \sim p$ ).  
**Частіше на практиці застосовуються несиметричні – переходи.**
- Розрізняють також **різкі та плавні – переходи**. **Різким** називають перехід, уздовж якого концентрація носіїв змінюється на відстані, меншій за **дифузійну довжину** цих носіїв.
- **Дифузійна довжина** пробігу носіїв визначається виразом  $L_{n(p)} = \sqrt{\tau_{n(p)} D_{n(p)}}$ ,  
 $\tau$ ,  $D$  – час життя і коефіцієнт дифузії
- **Плавним** називають перехід уздовж якого концентрація носіїв (домішок) змінюється **на відстанях що перевищує дифузійну довжину**. **Надалі будемо розглядати різкі переходи.**

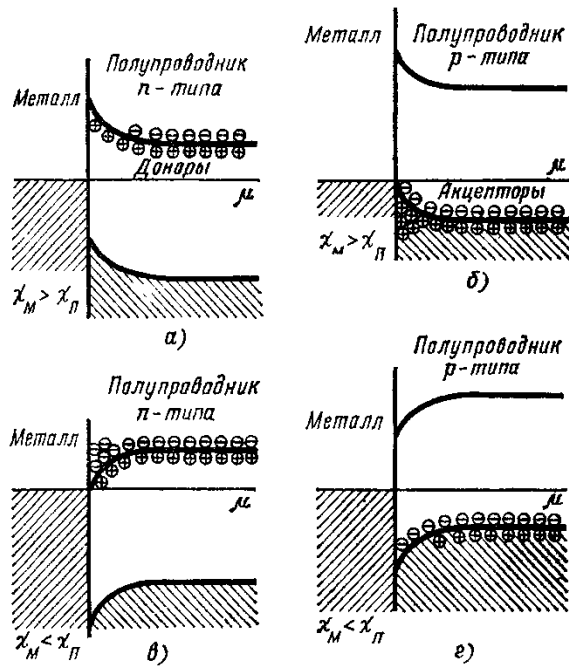
# КОНТАКТ МЕТАЛ - НАПІВПРОВІДНИК

• Розглянемо контакт метал – напівпровідник (МН). При такому контакті можливі різні комбінації ( $p$  або  $n$ -тип напівпровідника) і співвідношення термодинамічних робіт виходу з металу і напівпровідника ( $\Phi_n > \Phi_m$ ,  $\Phi_n < \Phi_m$ ). Залежно від цих співвідношень в області контакту **можуть реалізуватися три випадки**.

• **Перший випадок** відповідає умові **плоских зон** в напівпровіднику, реалізується нейтральний контакт ( $\Phi_n = \Phi_m$ ).

• **Другий випадок** відповідає умові **збагачення приповерхневої області** напівпровідника (дірками в  $p$  типі і електронами в  $n$  типі), реалізується **омічний контакт** ( $n$ ,  $\Phi_n > \Phi_m$ ;  $p$ ,  $\Phi_n < \Phi_m$ ). Рис.1 б, в.

• **У третьому випадку** приповерхнева область напівпровідника **збіднена основними носіями**, в області контакту з боку напівпровідника формується область просторового заряду з іонізованих донорів або акцепторів, тобто реалізується **блокуючий контакт**, або **бар'єр Шотткі** ( $n$ ,  $\Phi_n < \Phi_m$ ;  $p$ ,  $\Phi_n > \Phi_m$ ). Рис.1 а, г.



**Омічні контакти** мають лінійну вольт-амперну характеристику (ВАХ) і використовуються для забезпечення електричного контакту до напівпровідникових пристроїв. Крім лінійності ВАХ, контакти такого типу повинні мати малий опір і забезпечити відсутність інжекції з металу до напівпровідника. Ці вимоги можна задовольнити шляхом введенням між напівпровідником і металом області з підвищеною концентрацією домішок  $n^+$ ,  $p^+$ .

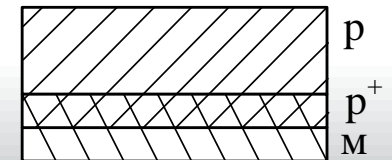
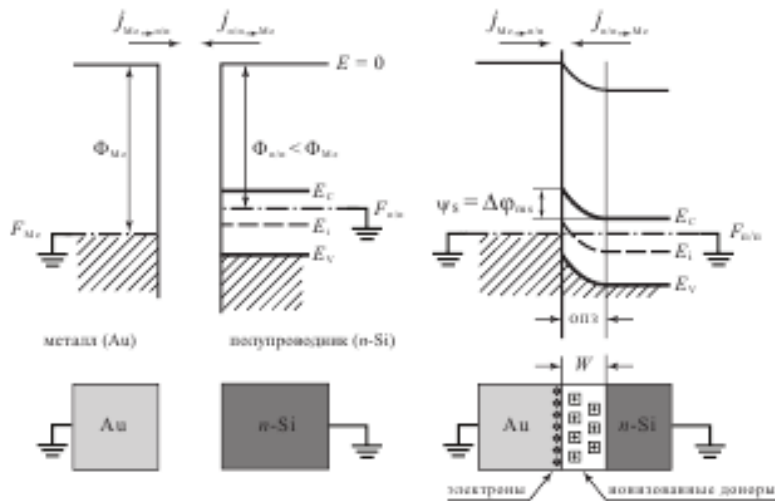


Рис. Виникнення запірних і антизапірних шарів в області контакту МН  $n(p)$  типу при різному співвідношенні робіт виходу. Омічний контакт б, в, запірний а, г

# БЛОКУЮЧИЙ КОНТАКТ

• У напівпровідникових приладах найбільше застосування отримали *блокуючі контакти метал - напівпровідник, або бар'єри Шотткі*. Розглянемо умову виникнення бар'єру Шотткі.

• Для прикладу розглянемо контакт металу з напівпровідником *n*-типу при умові, що  $\Phi_n < \Phi_m$ . У цьому випадку згідно рівняння Річардсона  $j_T = AT^2 \exp\left(-\frac{\Phi}{kT}\right)$  *струм термоелектронної емісії з поверхні напівпровідника буде більшим, ніж струм термоелектронної емісії з поверхні металу ( $J_n > J_m$ )*. В результаті в приповерхневих областях напівпровідника і металу накопичуватимуться об'ємні заряди - негативні в металі і позитивні в напівпровіднику. Оскільки приповерхневий шар напівпровідника практично позбавлений електронів його називають *збідненим або областю просторового заряду (ОПЗ)*. *В області контакту виникне електричне поле, в результаті чого відбудеться вигин енергетичних зон*. Внаслідок ефекту поля термодинамічна робота виходу на поверхні напівпровідника зросте. Цей процес триватиме до тих пір, поки в області контакту не вирівняються струми термоелектронної емісії та відповідно значення термодинамічних робіт виходу на поверхні.



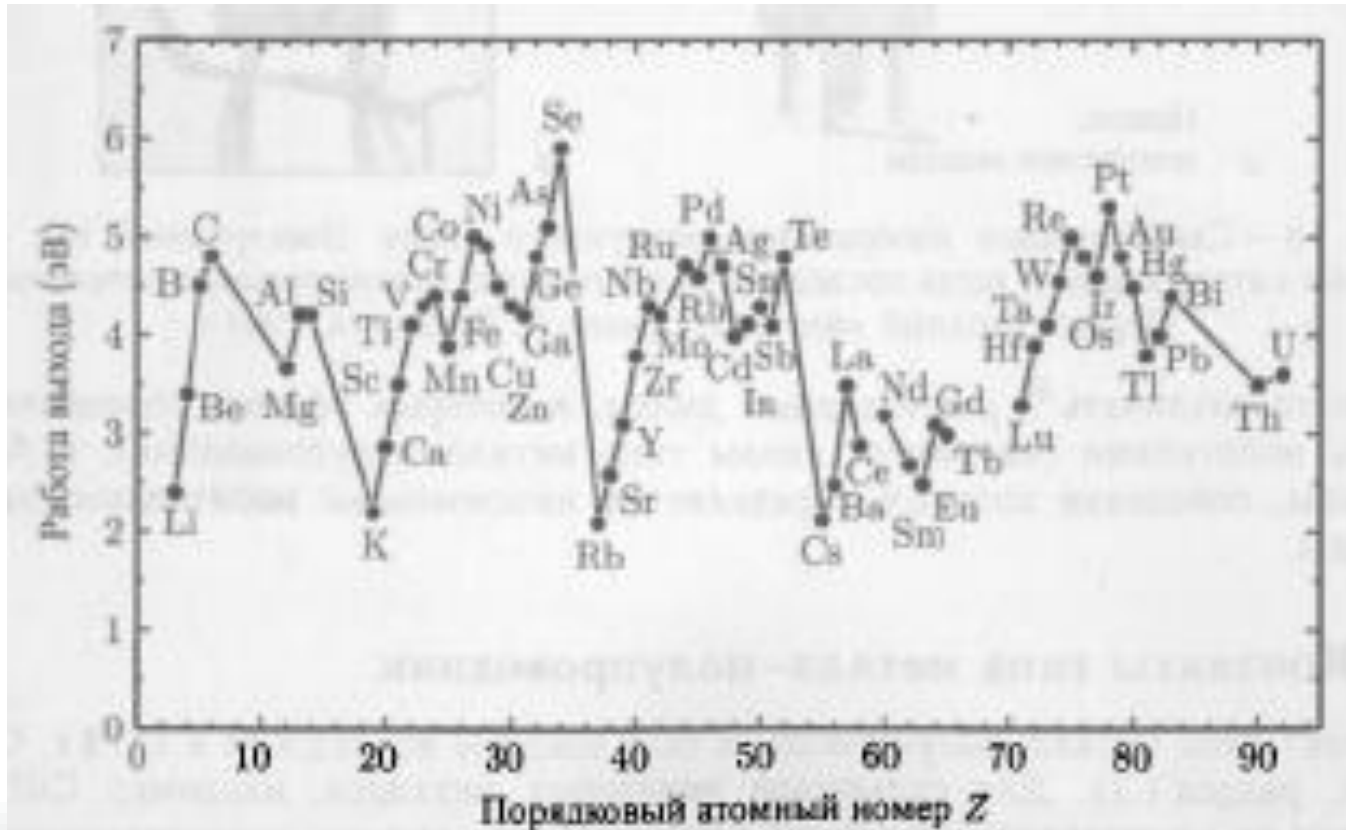
На рис. показані зонні діаграми різних етапів формування контакту МН. *В умовах рівноваги в області контакту струми термоелектронної емісії вирівнюються*. Внаслідок ефекту поля *виникає потенційний бар'єр, висота якого дорівнює різниці термодинамічних робіт виходу з матеріалів:  $\Delta\phi_{MN} = (\Phi_m - \Phi_n)$* . Різниця потенціалів яка виникає називається *контактною*, вона дорівнює  $U_k = (\Phi_m - \Phi_n)/e$ .

З рівняння Пуассона легко знайти товщину збідненого шару напівпровідника

$$d = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0 U_k}{e^2 n_n}}$$

$n_n$  - концентрація електронів в матеріалі *n*-типу, що дорівнює концентрації донорів  $N_d$

# РОБОТА ВИХОДУ РІЗНИХ МЕТАЛІВ



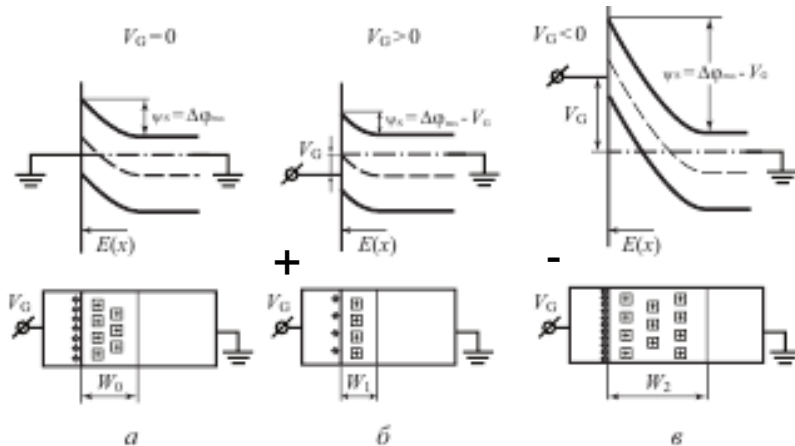
Порівняльна діаграма значень роботи виходу для різних металів.

Метали з великою роботою виходу використовуються для створення омичних контактів до напівпровідників діркового типу провідності (р-типу), малою – до матеріалів з електронним типом провідності (n-типу).

# ВИПРЯМЛЕННЯ НА КОНТАКТІ

• Чудовою властивістю блокуючого контакту МН є суттєва залежність його опору від прикладеної зовнішньої різниці потенціалів. Ця залежність настільки сильна що *приводить до практично односторонньої провідності контакту (уніполярної провідності)*.

• Розглянемо, як змінюється зонна діаграма контакту МН при прикладені зовнішньої напруги  $U$ . При цьому величина зовнішньої напруги  $U > 0$  не повинна бути більшою контактної різниці потенціалу  $U_k$ , а при негативній напрузі  $U < 0$  вона обмежується тільки електричним пробоем структури. На рис. наведені відповідні зонні діаграми при позитивній і негативній напрузі на металевому електроді бар'єру Шоттки. З наведеного рис. видно, що *роль зовнішньої напруги зводиться тільки до регулювання висоти та товщини потенційного бар'єру і величини електричного поля в ОПЗ напівпровідника*.



Товщина шару об'ємного заряду дорівнює

$$d = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0(U_k \pm U)}{e^2 n_n}} \quad (U < 0, U > 0).$$

Густина струму через бар'єр Шоттки визначається виразом

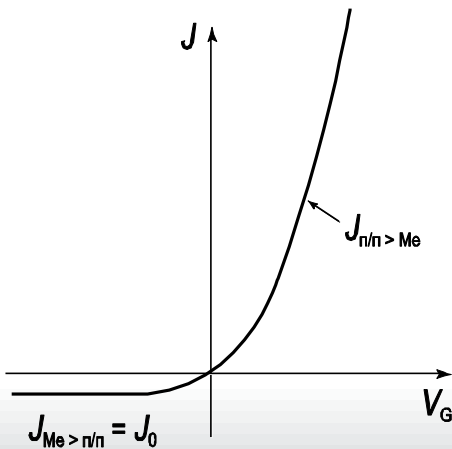
$$j = j_0(e^{-eU/kT} - 1)$$

Формула являє собою рівняння вольт-амперної характеристики (ВАХ) бар'єра Шоттки.

Рис. 1. Зонна діаграма бар'єру Шоттки при різних напрузі на бар'єрі: а)  $U = 0$ ; б)  $U > 0$ , пряме зміщення; в)  $U < 0$ , зворотне зміщення

# ВАХ БАР'ЄРУ ШОТТКІ

- ВАХ бар'єру Шотткі має яскраво виражений несиметричний вигляд.
- В області прямих зміщень струм експоненціально зростає зі зростанням прикладеної напруги. В області зворотних зміщень струм від напруги не залежить.
- В обох випадках, при прямому і зворотному зміщеннях, *струм в бар'єрі Шотткі обумовлений основними носіями - електронами*. З цієї причини діоди на основі бар'єру Шотткі є швидкодіючими приладами, оскільки в них відсутні рекомбінаційні та дифузійні процеси. Несиметричність ВАХ бар'єру Шотткі - типова для бар'єрних структур. Залежність струму від напруги в таких структурах обумовлена зміною числа носіїв, які беруть участь у процесах зарядоперенесення. Роль зовнішньої напруги полягає в зміні числа електронів, що переходять з однієї частини бар'єрної структури в іншу. Діоди, що працюють на основі бар'єру Шотткі отримали назву *діодів Шотткі*.



Діоди Шотткі використовуються для виготовлення дискретних приладів НВЧ - діапазону, таких як імпульсні діоди, а також в інтегральних схемах. Потужні (силові) діоди виготовляються зазвичай на основі *n* - кремнію, вони мають робочі струми до сотень ампер і дуже високу швидкодію в порівнянні з діодами на основі *p-n* переходів.

*Головна перевага діодів Шотткі - висока швидкодія, а також більш низькі робочі напруги при прямому зміщенні, особливо для великих струмів.*

*До недоліків діодів Шотткі* слід віднести низькі зворотні допустимі напруги і великі, порівняно з діодами на основі *p-n* переходів, зворотні струми.

$$j_{H \rightarrow M} = \frac{4\pi e m^* k^2 T^2}{h^3} e^{\frac{E_C - E_F}{kT}} e^{-\frac{e(U_k - U)}{kT}} = \frac{1}{4} e n v_0 e^{\beta U} \quad \beta = e/kT$$

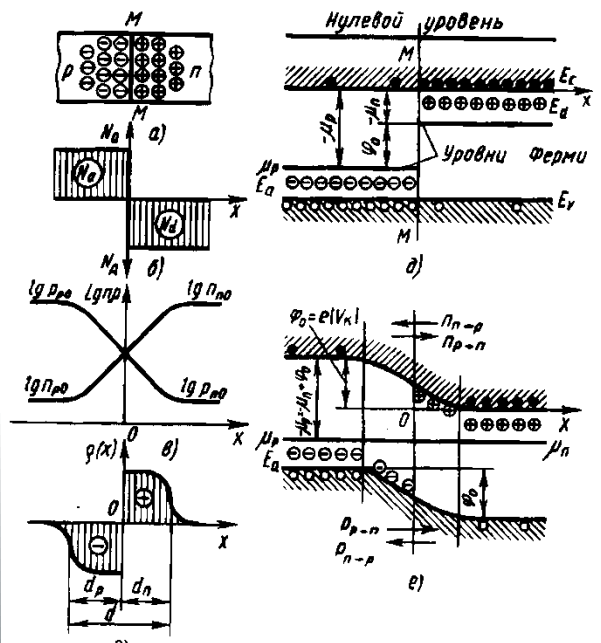


# РІВНОВАЖНИЙ p-n - ПЕРЕХІД

•Одним з найбільш широких класів твердотільних приладів, що знайшли застосування в електроніці, є прилади, які містять контакт двох домішкових напівпровідників з різним типом провідності. Такий контакт називають *електронно-дірковим переходом* або *p-n-переходом*.

•Розглянемо процеси, що проходять на межі p-n - переходу. Нехай зовнішня напруга на різкому переході  $U = 0$ . Оскільки в одній частині напівпровідника (n) існує більша концентрація електронів, а в іншій (p) - дірок, відбувається їх взаємна дифузія в області з іншим типом провідності. Різниця концентрацій носіїв однойменних зарядів викликає дифузію дірок з p-області до n-області, а електронів – з n-області до p-області. Густина загального дифузійного струму через перехід визначають за формулою

$$j = j_{\text{диф}n} + j_{\text{диф}p} = eD_n \frac{dn}{dx} - eD_p \frac{dp}{dx}, \quad (\text{рівняння повного струму}).$$



У приконтатному шарі n - області в результаті дифузії формується нерухомий об'ємний (додатний) заряд іонізованих донорів, аналогічно в приконтатному шарі p - області формується нерухомий об'ємний (негативний) заряд іонізованих акцепторів. Виникає *подвійний заряджений шар* (типова товщина прошарку 0,1 мкм), поле якого направлено від n - області до p - області. Ці заряди є нерухомими, в той же час концентрація рухомих вільних носіїв біля контакту зменшується. В результаті прошарок біля p-n-переходу збіднюється носіями заряду і набуває великого опору, який значною мірою і визначає загальний опір напівпровідникового приладу. За межами області об'ємного заряду напівпровідникові області p- та n- типів залишаються *електрично нейтральними*. Збіднена вільними носіями область називається *областю просторового заряду (ОПЗ)*, або *запірним шаром*.

# РІВНОВАЖНИЙ p-n - ПЕРЕХІД

• Існування контактного (внутрішнього) поля на p-n - переході приводить до того, що енергія електронів зростає в p - області, а енергія дірок - в n - області. Внаслідок цього біля p-n - переходу відбувається викривлення енергетичних зон напівпровідника (зони провідності і валентної) і **виникають потенціальні бар'єри як для електронів, так і для дірок.**

• Електричне поле, гальмує рух основних носіїв через – перехід, але викликає рух через нього неосновних носіїв (дірок з n-області, електронів з p-області). Інакше кажучи, дифузійне поле переходу приводить до виникнення **дрейфового струму неосновних носіїв, протилежного дифузійному струму основних носіїв. Явище виведення носіїв заряду з області, де вони є неосновними, через – перехід під дією прискорювального електричного поля називають екстракцією.**

• З появою дифузійного поля між n - та p - областями виникає **різниця потенціалів, яку називають контактною.**

• Враховуючи, що  $E_{\text{диф}} = - \frac{dU_k}{dx}$ , де  $U_k$  – контактна різниця потенціалів, визначимо загальну густину дрейфового струму через межу поділу p- та n-областей:

$$j_{\text{др}} = \sigma E_{\text{диф}} = -e \frac{dU_k}{dx} (\mu_n n_{p0} + \mu_p p_{n0})$$

• У стані теплової рівноваги чим більша кількість основних носіїв залишатиме власні області, тим більша кількість неосновних носіїв буде екстрагуватись через перехід під дією дифузійного поля до областей, де вони стають основними. Отже, у відповідних областях системи двох напівпровідників створюватимуться постійні рівноважні концентрації: дірок та електронів у p-області, електронів та дірок у n-області.

• **Дифузійний та дрейфовий струми в означеному режимі будуть компенсувати один одного, тобто**

$$j_{\text{диф}} + j_{\text{др}} = 0.$$

• Це означає, що **при зовнішній напрузі  $U = 0$  струм через p-n перехід не проходить.**

# ВИСОТА БАР'ЄРА НА p-n - ПЕРЕХОДІ

• У момент установлення режиму рівноваги з урахуванням закону діючих мас ( $p_{p0} \cdot n_{p0} = n_i^2$ ) контактна різниця потенціалів може бути розрахована за однією з нижче наведених формул:

$$U_k = \varphi_T \ln \frac{p_{p0}}{p_{n0}} = \varphi_T \ln \frac{p_{p0} n_{n0}}{n_i^2} \quad U_k = \varphi_T \ln \frac{n_{n0}}{n_{p0}} = \varphi_T \ln \frac{n_{n0} p_{p0}}{p_i^2}$$

• де  $\varphi_T = kT / e$  температурний потенціал. При кімнатній температурі (300 К)  $\varphi_T = 0,026$  В. Нарешті врахувавши, що  $n_i^2 = N_c N_v \exp^{-2 \frac{E_g}{2kT}}$  та те що всі домішки іонізовані отримаємо  $U_k = E_g - kT/e \cdot \ln \frac{N_c N_v}{N_D N_A}$ .

• З аналізу виразів можна зробити наступні висновки.

• **Висота потенційного бар'єра  $U_k$  залежить від концентрації легуючої домішки в напівпровідниках p- і n- типів.** Дійсно, при зміні концентрації домішки в напівпровіднику змінюється положення рівня Фермі. Для невідродженого n (p) - напівпровідника значення  $U_k$  може змінюватися практично від нуля до  $E_g$ . З чого випливає, що максимальне значення  $U_k$  для p-n переходу не може бути більше ширини забороненої зони матеріалу. **Висота потенційного бар'єра  $U_k$  визначається шириною забороненої зони напівпровідника, з якого виготовлені p-n переходи: чим більше  $E_g$ , тим вищий бар'єр  $U_k$ .** Типові значення  $U_k$  для переходів з германію складають (0,3 - 0,5) В, для кремнієвих - (0,6-0,8) В.

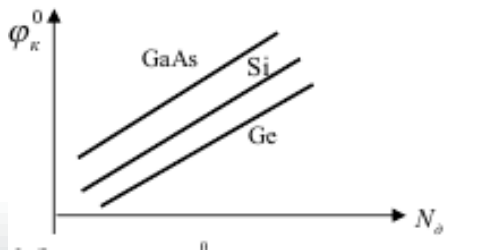


Рис.1. Залежності  $U_k$  від концентрації домішки у напівпровіднику

• **Значення висоти бар'єру  $U_k$  також залежить від температури.** Враховуючи, що зі збільшенням температури рівень Фермі наближається до середини забороненої зони, значення  $U_k$  буде зменшуватися. Це є однією з причин дуже сильною температурної залежності параметрів напівпровідникових приладів на основі p-n переходів.

# НАПРУЖЕНІСТЬ НА p-n ПЕРЕХОДІ

•Зв'язок електричного поля і потенціалу на p-n переході описується рівнянням Пуассона.

•У одновимірному наближенні це рівняння має вигляд: 
$$\frac{\partial^2 \varphi(x)}{\partial x^2} = \frac{\partial E(x)}{\partial x} = -\frac{\rho(x)}{\varepsilon_s \varepsilon_0}$$

де  $\varphi(x)$  - залежність потенціалу від координати,  $\rho(x)$  - густина об'ємного заряду,  $\varepsilon$  - діелектрична проникність напівпровідника,  $\varepsilon_0$  - діелектрична стала.

•Надалі будемо вважати, що домішка повністю іонізована. У цьому випадку  $N_D = N_D^+$ ,  $N_A = N_A^-$ . Заряд в області просторового заряду p-n переходу для напівпровідника n типу обумовлений зарядом іонізованих донорів з концентрацією  $N_D^+$ , для напівпровідника p-типу - зарядом іонізованих акцепторів з концентрацією  $N_A^-$ . Тому для області I  $\rho(x) = eN_D^+$ , для області II  $\rho(x) = eN_A^-$ . Будемо розв'язувати рівняння Пуассона окремо для цих областей. Після його інтегрування отримуємо для області I:

$$E(x) = -\frac{eN_D^+}{\varepsilon\varepsilon_0}(d_n - x)$$
 для області II: 
$$E(x) = -\frac{eN_A^-}{\varepsilon\varepsilon_0}(d_n + x)$$
. Знак мінус у цих виразах вказує, що напрям електричного поля протилежний напрямку осі x. З цих співвідношень випливає, що **електричне поле E максимальне на металургійній границі p-n переходу ( $x = 0$ ), лінійно спадає за ОПЗ і дорівнює нулю на її границях** - квазінейтральних областях напівпровідника ( $x = d_n$ ;  $x = -d_p$ ). Максимальна величина напруженості

$$E_{\max} = \frac{eN_A d_p}{\varepsilon\varepsilon_0} = \frac{eN_D d_n}{\varepsilon\varepsilon_0}$$

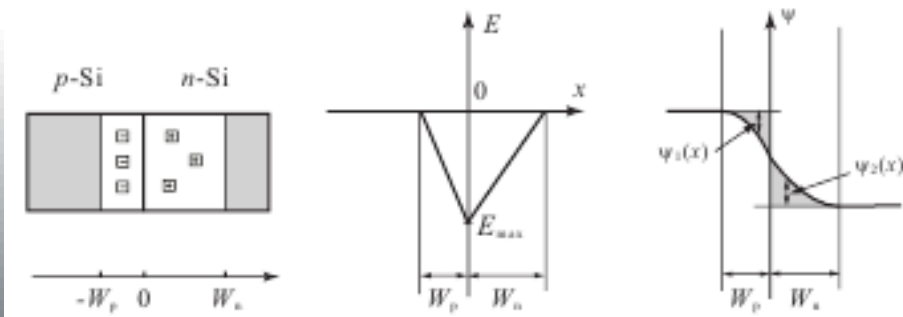


Рис. 1. Діаграма, що ілюструє розподіл електричного поля і потенціалу в p-n переході: а) структура p-n переходу, б) розподіл електричного поля в ОПЗ; в) розподіл потенціалу в ОПЗ

# ПОТЕНЦІАЛ НА p-n ПЕРЕХОДІ

• Для знаходження *розподілу потенціалу* (а отже, і залежності потенціальної енергії від координати) проінтегруємо рівняння Пуассона при наступних граничних умовах:  $x = -d_p$ ,  $\varphi(d) = 0$ . отримаємо:

$$\varphi(x) = -\frac{eN_A^-}{\varepsilon\varepsilon_0} \left( \frac{x^2}{2} - d_p x \right) + \text{const}, \quad x < 0.$$

• Використовуючи граничні умови  $x = -d_p$ ;  $\varphi = \Delta\varphi_0$ , знайдемо константу інтегрування:

$$\text{const} = -\frac{eN_A^-}{\varepsilon\varepsilon_0} \left( \frac{d_p^2}{2} - d_p^2 \right) + \Delta\varphi_0 = \frac{eN_A^-}{\varepsilon\varepsilon_0} \left( \frac{d_p^2}{2} \right) + \Delta\varphi_0.$$

• Підставляючи отримані значення константи у співвідношення для  $\varphi(x)$ , знайдемо для розподілу потенціалу в області  $x < 0$ .

$$\varphi(x) = \frac{eN_A^-}{\varepsilon\varepsilon_0} (x + d_p)^2 + \Delta\varphi_0.$$

• Використовуючи граничні умови  $x = d_p$ ;  $\varphi(d) = 0$  для константи інтегрування в цій області отримуємо остаточно:

$$\varphi_1(x) = \frac{eN_A^-}{2\varepsilon\varepsilon_0} (x + d_p)^2, \quad x < 0. \quad \varphi_2(x) = \frac{eN_D^+}{2\varepsilon\varepsilon_0} (x - d_n)^2, \quad x > 0.$$

• Відповідно до рівняння електронейтральності в замкнених системах величина позитивного і негативного заряду на одиницю площі повинні бути рівні:  $Q_D = Q_A$ ,  $eN_A d_p = eN_D d_n$ . Звідси  $d_n = \frac{N_A d_p}{N_D}$ .

$$\Delta\varphi = \frac{e}{2\varepsilon\varepsilon_0} \left( N_A d_p^2 + N_A d_p \frac{N_A d_p}{N_D} \right) = \frac{e}{2\varepsilon\varepsilon_0} d_p^2 \left( N_A + \frac{N_A^2}{N_D} \right) = \frac{e}{2\varepsilon\varepsilon_0} d_p^2 N_A^2 \left( \frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right).$$

• Для ширини збідненої області легко отримати

$$d_p = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0 \Delta\varphi}{eN_A^2 \left( \frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right)}}, \quad d_n = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0 \Delta\varphi}{eN_D^2 \left( \frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right)}}.$$

• Або повна ширина p-n – переходу дорівнює

$$d = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0 U_k}{e} \left( \frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right)}.$$

# ВАХ p-n ПЕРЕХОДУ

• Отримаємо ВАХ p-n переходу. Для цього запишемо **рівняння безперервності** у загальному вигляді:

$$\frac{dp}{dt} = G - R - \frac{1}{e} \operatorname{div}(j)$$

• Будемо розглядати стаціонарний випадок  $dp/dt = 0$ .

• Розглянемо струм в квазінейтральному об'ємі напівпровідника n - типу праворуч від збідненої області p-n переходу ( $x > 0$ ). Темп генерації в квазінейтральному об'ємі дорівнює нулю:  $G = 0$ . Електричне поле теж дорівнює нулю:  $E = 0$ . Дрейфова компонента струму також дорівнює нулю:  $j_{dp} = 0$ , таким чином дифузійний струм  $j = -eD \frac{dp}{dx}$ . Швидкість рекомбінації при малому рівні інжекції описується співвідношенням:

$R = -\frac{p_n - p_{n0}}{\tau}$ . Скористаємося наступним виразом, що зв'язує коефіцієнт дифузії, довжину дифузії і час життя неосновних носіїв:  $D\tau = L_p^2$ . З урахуванням зазначених вище припущень рівняння безперервності має вигляд:

$$\frac{d^2 p_x}{dx^2} - \frac{p_n - p_{n0}}{L_p^2} = 0.$$

• Граничні умови для дифузійного рівняння на p-n переході: при  $x = 0$ ,  $p_n = p_{n0} \exp(\beta U_k)$ ; при  $x \rightarrow \infty$ ,  $p_n = p_{n0}$ .

• Розв'язок диференціального рівняння з граничними умовами має вигляд:

$$p_n - p_{n0} = p_{n0} (e^{\beta U_k} - 1) e^{-\frac{x}{L_p}}$$

• Це співвідношення описує **закон розподілу інжекттованих дірок у квазінейтральному об'ємі напівпровідника n-типу**. У струмі p-n переходу беруть участь всі носії, які перетнули межу ОПЗ з квазінейтральним об'ємом. Оскільки весь струм дифузійний, підставляючи у вираз для струму, отримуємо

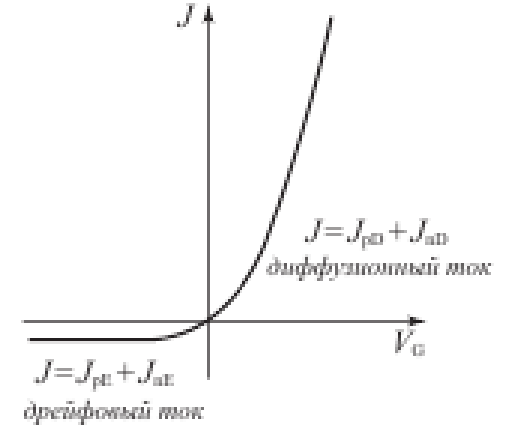
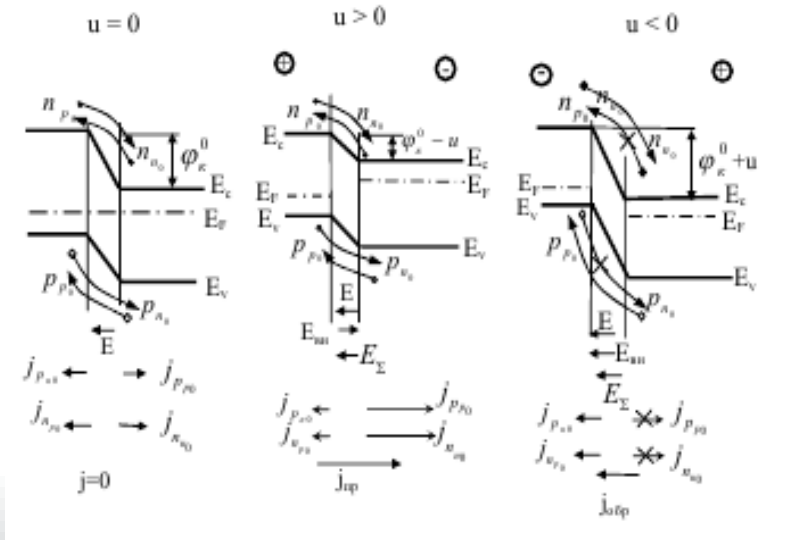
$$j_{pD} = -eD_p \left. \frac{dp_n}{dx} \right|_{x=0} = -e \frac{D_p p_{n0}}{L_p} e^{\beta U_k}. \text{ Це співвідношення описує дифузійну компоненту діркового струму p-n}$$

**переходу**, що виникає при інжекції неосновних носіїв при прямому зміщенні. Для електронної компоненти струму p-n переходу аналогічно отримуємо:

$$j_{nD} = e \frac{D_n n_{p0}}{L_n} e^{\beta U_k}$$

# ВАХ p-n ПЕРЕХОДУ

- При рівновазі ( $U = 0$ ) дрейфові і дифузійні компоненти врівноважують одна одну  $j_{pE} = e \frac{D_p p_{n0}}{L_p}$ ,  $j_{nE} = e \frac{D_n n_{p0}}{L_n}$ .
- Повний струм p-n переходу є сумою всіх чотирьох компонентів струму  $j = (e \frac{D_p p_{n0}}{L_p} + e \frac{D_n n_{p0}}{L_n})(e^{\beta U} - 1)$ .
- Вираз в дужках має фізичний сенс зворотного струму p-n переходу  $j_0 = \frac{eD_p p_{n0}}{L_p} + \frac{eD_n n_{p0}}{L_n} = \frac{eL_p p_{n0}}{\tau_p} + \frac{eL_n n_{p0}}{\tau_n}$
- Тоді остаточно можна записати  $j = j_d - j_c = j_0[\exp(\pm \frac{eU}{AkT}) - 1]$



Як впливає зі співвідношення і рис., **ВАХ ідеального p-n переходу має яскраво виражений несиметричний вигляд**. В області прямої напруги струм p-n переходу дифузійний і експоненціально зростає із зростанням прикладеної напруги. В області негативної напруги струм p-n переходу дрейфовий і не залежить від прикладеної напруги. Цей струм називають **струмом насичення**.

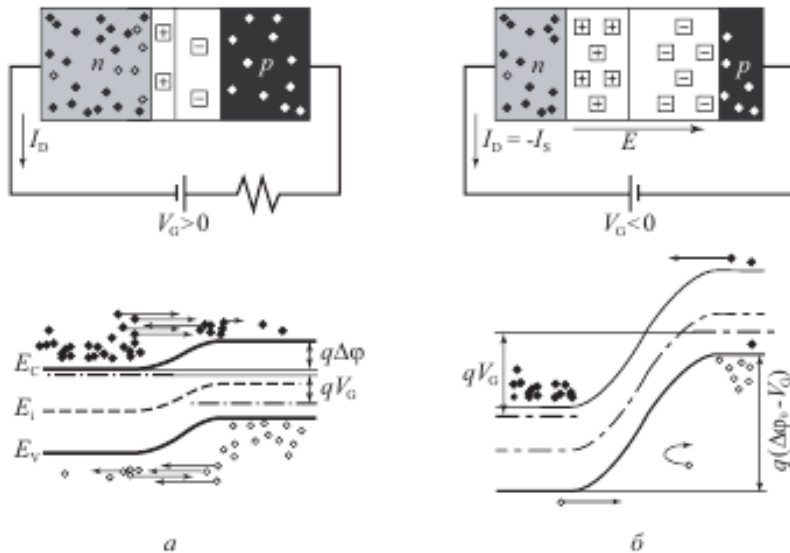
Рис. 1. Зонна діаграма p-n переходу, що ілюструє дисбаланс струмів в нерівноважному стані: а) пряме зміщення, б) зворотнє зміщення

# ПАРАМЕТРИ ПЕРЕХОДУ ПРИ ЗМІЩЕННІ

• При прикладанні зовнішньої напруги товщина ОПЗ  $p$ - $n$  переходу змінюється. Вона визначається виразом:

$$d = d_n + d_p = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0}{e} \left( \frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right) (U_k \pm U)}.$$

• З формули випливає, що товщина **ОПЗ залежить від ступеня легування напівпровідників (концентрації домішок) та від прикладеної напруги.**



Чим вища концентрація домішок  $n(p)$  областей  $N_D, N_A$ , тим вузьчий перехід. Для величин  $d_n$  та  $d_p$  існує закономірність  $\frac{d_n}{d_p} = \frac{N_A}{N_D}$  тобто **товщина ОПЗ в  $p$  і  $n$  областях обернено пропорційна концентраціям домішок в них.**

Якщо  $N_D \gg N_A$ , тоді отримуємо

$$d \sim d_p = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0}{e} \frac{1}{N_A} (U_k - U)}.$$

Аналогічно при  $N_D \ll N_A$

$$d \sim d_n = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0}{e} \frac{1}{N_D} (U_k - U)}.$$

З формул випливає, що **збільшення прямої зовнішньої напруги** на переході **приводить до розщеплення рівня Фермі, зменшення товщини ОПЗ.** Фізично це зумовлено тим, що при прямому включенні основні носії заряду змушені рухатися в напрямі від омичних контактів до збідненого шару переходу, збагачуючи його. **Опір переходу зменшується, сам перехід звужується. Збільшення зворотної напруги на переході приводить до збільшення його товщини.** У цьому випадку основні носії заряду зміщуються в різні сторони від  $p$ - $n$  переходу, і збіднений шар ще більше збіднюється на рухомі носії, його опір збільшується, а ОПЗ розширюється.



# ЄМНІСТЬ p-n ПЕРЕХОДУ

• Будь-яка система, в якій при зміні потенціалу  $\phi$  змінюється електричний заряд  $Q$ , має ємність. Величина ємності  $C$  визначається співвідношенням  $C = \frac{dQ}{d\phi}$ .

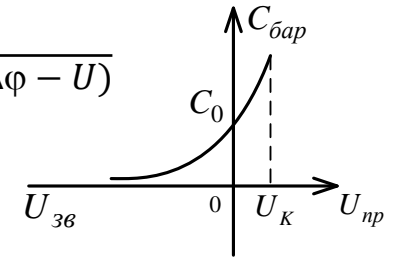
• Для p-n переходу можна виділити два типи зарядів: заряд в області просторового заряду іонізованих донорів і акцепторів  $Q_B$  і заряд інжектованих носіїв  $Q_p$ . При різних зміщеннях на p-n переході при розрахунку ємності буде домінувати той чи інший заряд. У зв'язку з цим для ємності p-n переходу виділяють **бар'єрну ємність  $C_B$**  і **дифузійну ємність  $C_D$** .

• **Бар'єрна ємність  $C_B$**  - це ємність p-n переходу при зворотному зміщеннях  $U < 0$ , обумовлена зміною заряду іонізованих донорів в області просторового заряду  $C_B = \frac{\partial Q_B}{\partial U}$ .

• Величина заряду іонізованих донорів і акцепторів  $Q_B$  на одиницю площі для

несиметричного p-n переходу дорівнює  $Q_B = eN_D d = eN_D \sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0(\Delta\phi - U)}{eN_D}} = \sqrt{2eN_D \epsilon\epsilon_0(\Delta\phi - U)}$

• Диференціюючи цей вираз, отримаємо  $C_B = \frac{\sqrt{2eN_D \epsilon\epsilon_0}}{2\sqrt{\Delta\phi - U}} = \frac{\epsilon\epsilon_0}{d}$



• З рівняння випливає, що **бар'єрна ємність  $C_B$**  являє собою ємність плоского конденсатора, відстань між обкладинками якого дорівнює ширині області просторового заряду  $d$ . Оскільки ширина ОПЗ залежить від прикладеної напруги  $U$ , то і **бар'єрна ємність також залежить від прикладеної напруги**. Числові оцінки величини бар'єрної ємності показують, що її значення становить десятки або **сотні  $n\Phi$** .

• **Дифузійна ємність  $C_D$**  - це ємність p-n переходу при прямому зміщенні  $U > 0$ , обумовлена зміною заряду  $Q_p$  інжектованих носіїв

$$C = \frac{dQ}{dV_a} = \frac{qP_{e0} D_p}{L_p} \tau_p \beta e^{e\phi_a} = \frac{\tau_p J}{kT/q}$$

• Числові оцінки величини дифузійної ємності показують, що її значення становить **кілька мікрофарад**. Залежність бар'єрної ємності  $C_B$  від прикладеної зворотної напруги  $U$  використовується для приладової реалізації. Напівпровідниковий діод, реалізує цю залежність, називається **варикапом**.

# ЕКВІВАЛЕНТНА СХЕМА ПЕРЕХОДУ

• **Еквівалентна схема** – це сукупність електрично зв'язаних найпростіших елементів електричного кола (резисторів, конденсаторів, індуктивностей, генераторів струму та напруги), при цьому кожний з елементів відображає той чи інший процес що відбувається у приладі.

• Еквівалентна схема  $p$ - $n$  переходу наведена на рисунку а.

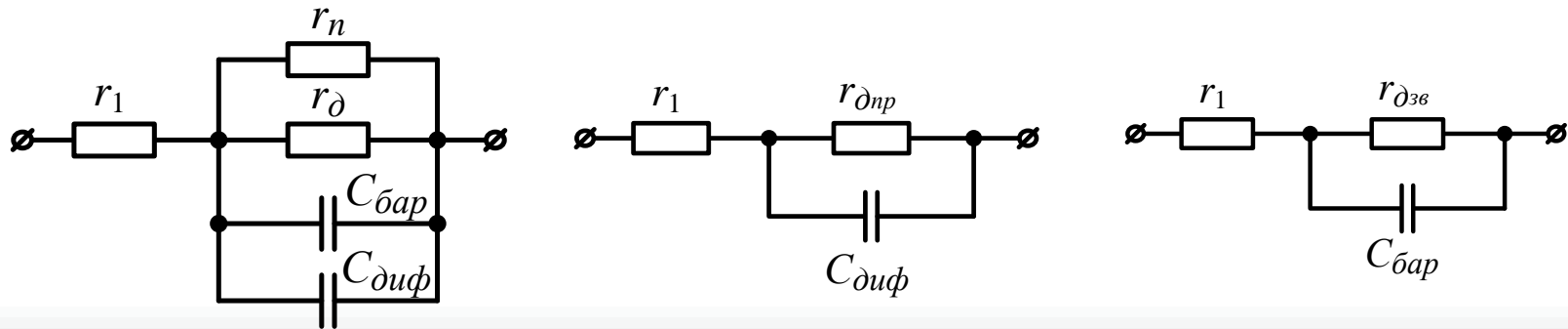
• На схемі  $r_1$  - розподілений опір  $p$ - та  $n$ -областей;  $r_n$  - поверхневий опір (для струмів поверхневого витоку);  $r_\partial = \frac{\Phi_r}{I_{np}}$  - диференціальний опір переходу.

• Для кімнатної температури (300 К) справедлива формула Шоклі  $r_\partial = \frac{26}{I_{np}}$

де  $I_{np}$  подають у міліамперах.

• При прямому вмиканні  $p$ - $n$  переходу  $C_D \gg C_B$ , тому еквівалентна схема набирає вигляду б.

• При зворотному  $C_D \ll C_B$ , і спрощена еквівалентна схема переходу має вигляд в.



Еквівалентна схема  $p$ - $n$  – переходу: а) загальна; б) при прямому вмиканні; в) при зворотному вмиканні

# ВАХ РЕАЛЬНОГО ГОМОПЕРЕХОДУ

• Під час розгляду теоретичної ВАХ гомопереходу *не враховувалися термогенерація носіїв у запірному шарі, поверхневі струми витоку, падіння напруги на опорах нейтральних областей напівпровідників, а також явище пробойу при певних зворотних напругах.* Тому **ВАХ реального переходу істотно відрізняється від теоретичної.** При малих прямих струмах реальна і теоретична ВАХ збігаються. При збільшенні **прямого струму** внаслідок падіння напруги на розподіленому опорі  $r_1$  нейтральних областей напруга на переході зменшується порівняно із зовнішньою напругою:  $U_{p-n} < U$ .

Отже, **пряма гілка реальної ВАХ переходу проходить нижче від теоретичної**  $I = I_0 \left( \exp \frac{U - I r_1}{U_k} - 1 \right)$ .

де  $I \cdot r_1$  - падіння напруги на розподіленому опорі  $r_1$ .

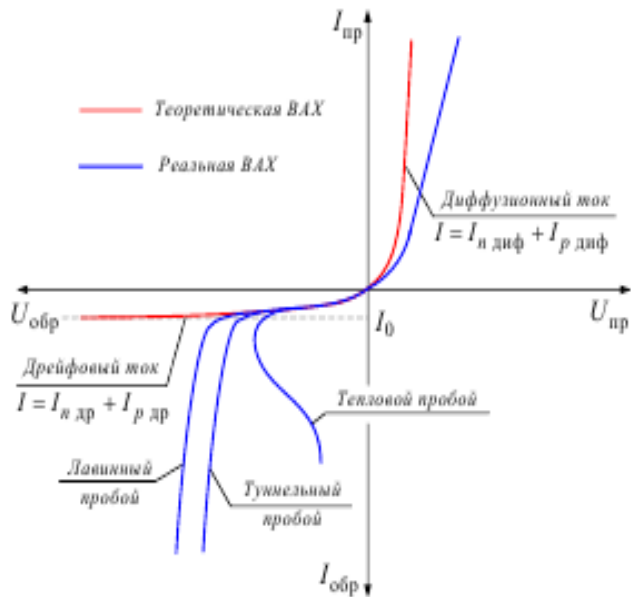
• При  $U = U_k$  запірний шар практично зникає і ВАХ при подальшому збільшенні напруги має лінійний характер, як на активному опорі.

*На величину струму, що проходить через p-n перехід, включений у зворотному напрямі, впливає явище генерації носіїв.* При зовнішній напрузі  $U = 0$  між процесами генерації та рекомбінації у переході встановлюється рівновага. При  $U = U_{ze}$  генеровані в переході дірки та електрони виштовхуються з нього електричним полем.

Це приводить до виникнення додаткового струму генерації  $I_{ген}$ , який за напрямом збігається зі зворотним струмом. При  $n_{n0} = p_{p0}$

$$\tau_n = \tau_p = \tau_0, L_n = L_p = L_0 \text{ справедливе відношення } \frac{I_{ген}}{I_0} = \frac{n_{n0} d}{2n_i L_0}.$$

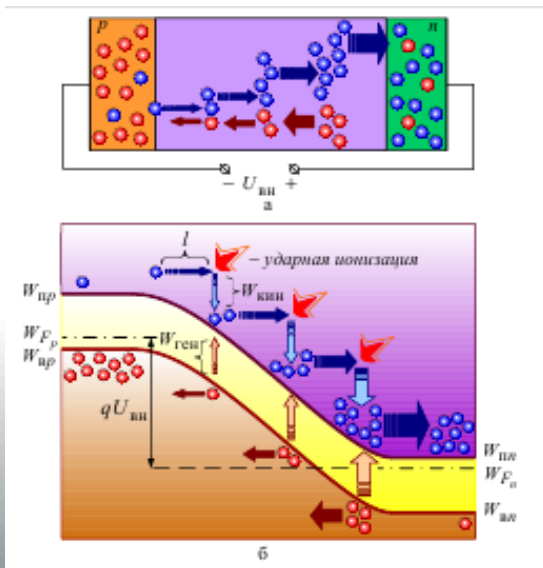
З формули випливає, що відносна роль генераційної складової зворотного струму зростає зі зменшенням власної концентрації електронів  $n_i$ , тобто зі збільшенням ширини забороненої зони, та зменшується при зростанні концентрації домішок  $n_{n0} = N_D$ .



# ВАХ РЕАЛЬНОГО ГОМОПЕРЕХОДУ

• При однакових значеннях параметрів для германію  $I_{ген} = 0,1I_0$ , а для кремнію  $I_{ген} = 3000I_0$ . Отже, якщо в германієвих  $p-n$  переходах струмом генерації **можна знехтувати**, то в кремнієвих він є основною складовою зворотного струму. Тому **на ВАХ кремнієвих переходів немає ділянки насичення**, яка формується за рахунок струму  $I_0$ . Струм  $I_{зев}$  до того ж, зростає при збільшенні  $U_{зв}$  тому що товщина  $p-n$  переходу, а отже, і його опір пропорційні  $\sqrt{U_{зв}}$ . Складовою зворотного струму є також незначний струм поверхневого витоку  $I_{вит}$ , який викликається неідеальною обробкою поверхні напівпровідника біля переходу. Таким чином, **зворотний струм  $p-n$  переходу дорівнює  $I_{зв} = I_0 + I_{ген} + I_{вит}$**  де  $I_0$  – струм насичення, зростає при збільшенні зворотної напруги. У цьому полягає відмінність зворотної гілки реальної ВАХ від теоретичної, на якій  $I_{зв} = I_0$ . При деяких досить великих  $U_{зв}$  на реальній ВАХ з'являється ділянка пробую  $p-n$  переходу.

• Явище **пробую** полягає в різкому зростанні зворотного струму. Існує 4 різновиди пробую: **лавинний, тунельний, тепловий та поверхневий**.



При **лавинному пробі** відбувається ударна іонізація нейтральних атомів збідненого шару напівпровідника. неосновними носіями заряду, що розвиваються під час вільного пробігу достатню кінетичну енергію. Іонізація приводить до лавинного помноження кількості вільних носіїв і до зростання  $I_{зв}$ . Такі **пробі найбільш імовірні для широких переходів, коли напівпровідник слабо легований**.

**Тунельний пробій** виникає у вузьких переходах (при великих концентраціях домішок у матеріалі), коли напруга зовнішнього електричного поля в кремнії сягає  $4-5 \cdot 10^5$  В/см, а в германії  $-2-3 \cdot 10^5$  В/см. Під дією сильного поля валентні електрони відриваються від ковалентних зв'язків, відповідно створюються пари “електрон-дірка”, зростає  $I_{зв}$ . Для дуже вузьких переходів величина напруги пробую може бути малою.

Рис. Лавинний пробій  $p-n$  переходу

# ВАХ РЕАЛЬНОГО ГОМОПЕРЕХОДУ

• **Тепловий пробій** спричиняється явищем саморозігріву напівпровідника. Він полягає у тому, що збільшення  $I_{зв}$  приводить до зростання температури переходу; це, у свою чергу, зумовлює додаткову термогенерацію носіїв, що приводить до зростання струму. В результаті перехід перегрівається, його кристалічна ґратка руйнується. Тому **пробій такого виду є незворотним**, він стає можливим при порушенні режиму охолодження напівпровідника. Ділянка  $AB$  з негативним диференціальним опором зумовлена тим, що збільшення кількості носіїв заряду приводить до зменшення опору  $p-n$  переходу і відповідно падіння напруги на ньому.

• **Поверхневий пробій** може виникнути в місцях виходу  $p-n$  переходу на поверхню напівпровідника. В них створюється додатковий електричний поверхневий заряд, що значно спотворює картину поля в переході. Якщо товщина переходу біля поверхні менша від товщини переходу в глибині матеріалу, то поверхневий пробій відбувається при менших напругах, ніж звичайно. Цю особливість необхідно враховувати при виборі захисних покриттів напівпровідникових приладів.

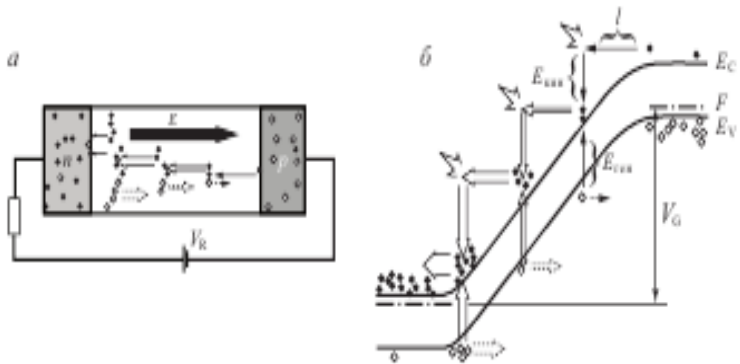


Рис. 1. Схема, що ілюструє лавинний пробій в напівпровіднику: а) розподіл електричного поля, донорів і акцепторів, вільних носіїв; б) розподіл струмів; в) зонна діаграма, що ілюструє лавинне множення носіїв в ОПЗ

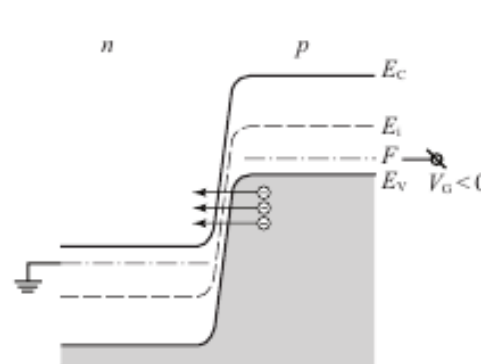


Рис. 2. Схематичне зображення тунелювання електронів потенційний бар'єр

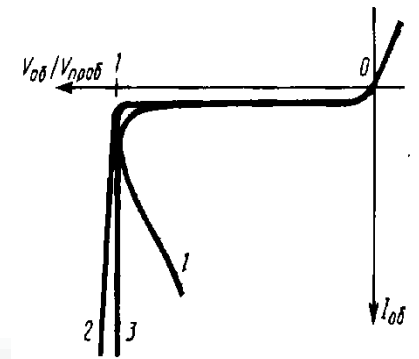


Рис. 3. Пробій  $p-n$  переходу:  
1 - тепловий;  
2 - тунельний;  
3 - лавинний

# ГЕТЕРОПЕРЕХОДИ

• **Гетеропереходом (ГП)** називають контакт двох напівпровідників різного виду.

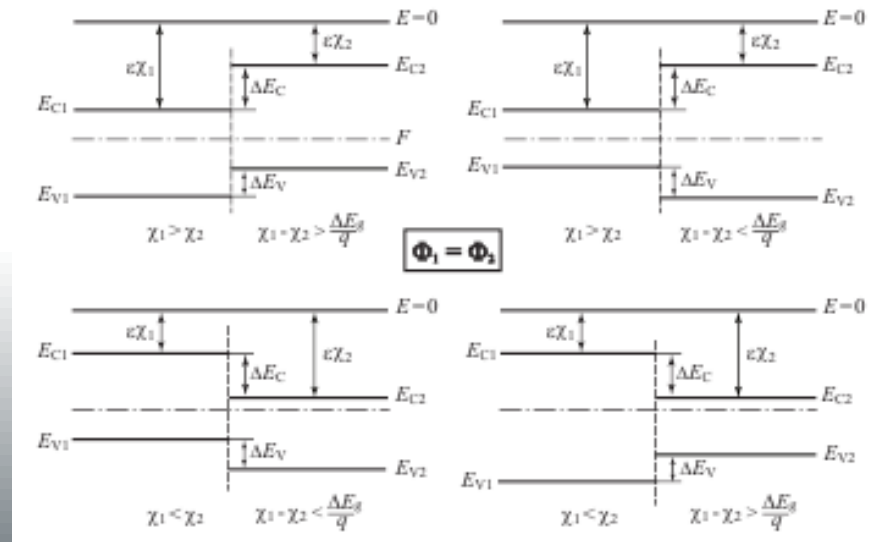
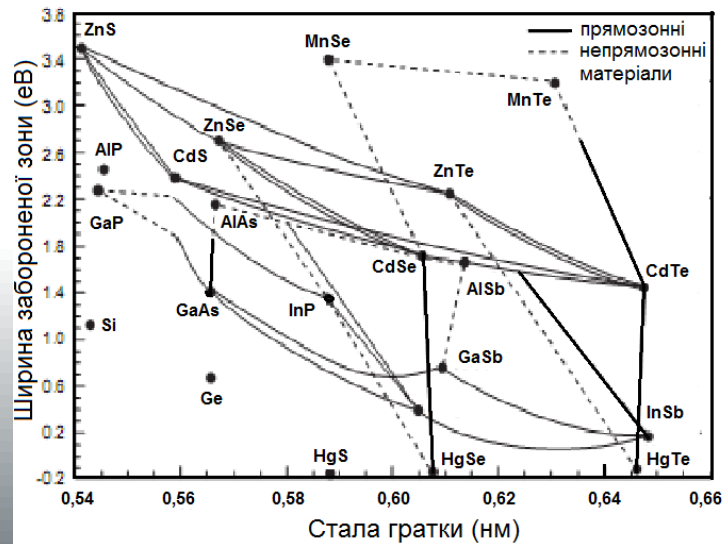
• Їх поділяють на **ізотипні та анізотипні**. Якщо тип провідності обох напівпровідників однаковий вони називаються **ізотипними** (наприклад,  $n\text{-Si-n-Ge}$ ), різний – **анізотипними** (наприклад,  $p\text{-Si-n-Ge}$ ).

• Відмінність гетеропереходів від звичайного  $p\text{-n}$  переходу полягає в тому, що якщо там використовується один і той же напівпровідник, наприклад,  $p\text{-Si}$  та  $n\text{-Si}$  то у **ГП складові різні**. Оскільки в ГП використовуються різні матеріали, необхідно, щоб у цих матеріалів з великою точністю збігалися два параметри: **температурний коефіцієнт розширення (ТКР) і постійні ґратки матеріалів**. В результаті вдається отримати границю розділу матеріалів вільну від дефектів (дислокацій).

• З урахуванням сказаного, **кількість напівпровідників придатних для створення якісних ГП обмежена**.

• Завдяки ряду переваг перед гомопереходами ГП знаходять все більше використання у мікроелектроніці для створення лазерів, світлодіодів, детекторів жорсткого випромінювання, сонячних елементів та ін.

• Залежно від ширини забороненої зони  $E_g$ , електронної спорідненості  $\chi$  і типу легування вузькозонних і широкозонної областей ГП можливі різні комбінації. На рис. показані ці комбінації за умови рівності термодинамічних робіт виходу  $\Phi$  електронів.



# ДИСЛОКАЦІЙНА СІТКА

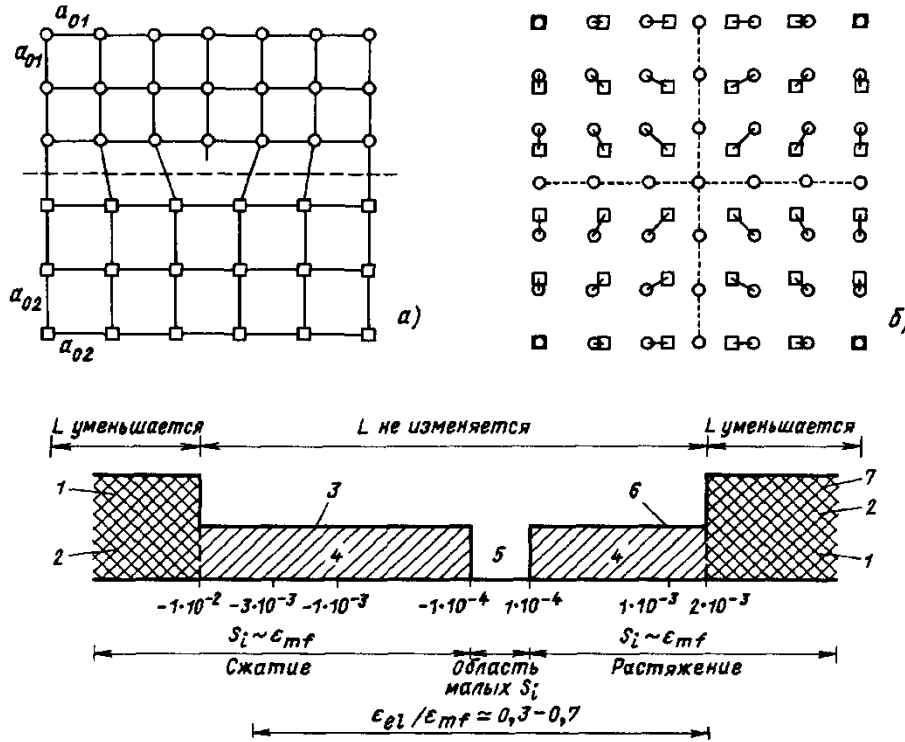


Рис. 2.21. Критические деформации и напряжения и их взаимосвязь с механическими и электрическими свойствами гетеропереходов на основе соединений III–V групп периодической системы [Olsen e. a., 1978]:

$L$  – диффузионная длина неосновных носителей заряда;  $\epsilon_{e1}$  – упругая деформация;  $\epsilon_{mf}$  – деформация вследствие несоответствия параметров решеток;  $S_i$  – скорость рекомбинации носителей на границе раздела; 1 – образование дислокаций несоответствия; 2 – рост несовершенного кристалла; 3 – критическая упругая деформация, вызывающая размножение дислокаций; 4 – дислокации несоответствия у границы раздела; 5 – дислокации несоответствия отсутствуют; 6 – критическая деформация несоответствия, вызывающая образование трещин; 7 – трещины

• При невідповідності сталих ґратки матеріалів ГП на їх границі виникає *сітка крайових дислокацій*. Поверхневі стани з концентрацією  $N_s$ , що виникають внаслідок цього є зарядженими і виступають у ролі ефективних рекомбінаційних центрів. В результаті електричні властивості ГП суттєво погіршуються. Відстань  $x$  між поверхневими дефектами і їх концентрація  $N_s$  для матеріалів з кубічною ґраткою визначаються виразами

$$x = \frac{a_1 \cdot a_2}{\sqrt{2} (a_1 - a_2)}, \quad N_s = \frac{4 (a_1^2 - a_2^2)}{a_1^2 a_2^2},$$

• Границя розділу матеріалів яка практично не містить поверхневі стани (ідеальний ГП) може бути отримана при невідповідності періодів ґраток матеріалів, що не перевищує 3-4%.

• Невідповідність коефіцієнтів лінійного розширення матеріалів ГП приводить до виникнення мікродеформацій в них та знову ж до утворення дислокаційної сітки.

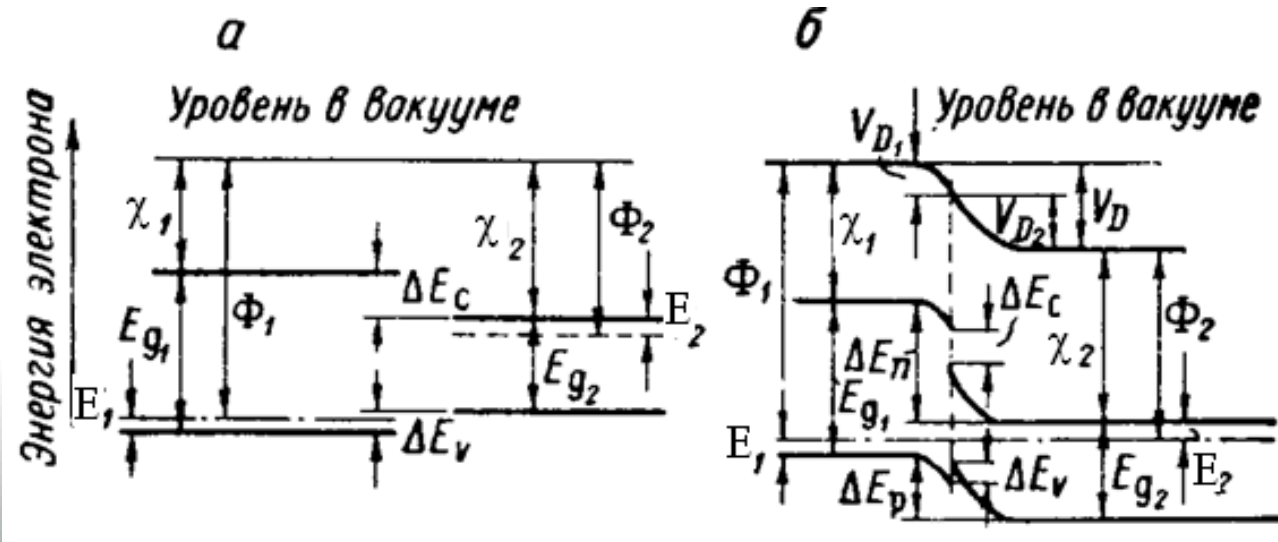
$$\epsilon = (\alpha_1 - \alpha_2)(T_1 - T_2).$$

# ПОБУДОВА ЗОННИХ ДІАГРАМ ГП

• При побудові зонних діаграм ГП, детальному аналізу розподілу електричного поля і потенціалу в ОПЗ, а також величини і компонентів електричного струму необхідно враховувати, що *різні напівпровідники мають різні значення електронної спорідненості  $\chi$ , роботи виходу  $\Phi$ , ширини забороненої зони  $E_g$  і діелектричної проникності  $\epsilon$* . Внаслідок цього на діаграмах виникають «пічки» та «розриви» зон.

Побудуємо зонну діаграму контакту двох різних напівпровідників. При приведенні матеріалів у контакт відбувається перетікання носіїв з одного матеріалу у інший та вирівнювання рівня Фермі. Необхідні для побудови енергетичних діаграм значення розривів країв зони провідності та валентної зони визначаються виразами.

$$\Delta E_c = \chi_2 - \chi_1, \quad \Delta E_v = E_{g2} - E_{g1} - \Delta E_c, \quad \frac{V_1}{V_2} = \frac{N_{A2} \cdot \epsilon_2}{N_{D1} \cdot \epsilon_1}$$

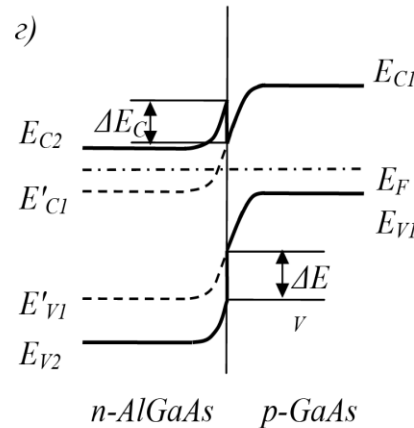
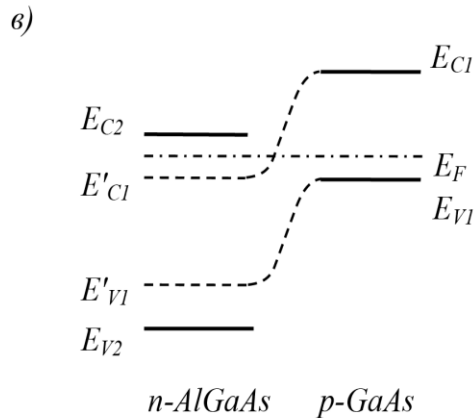
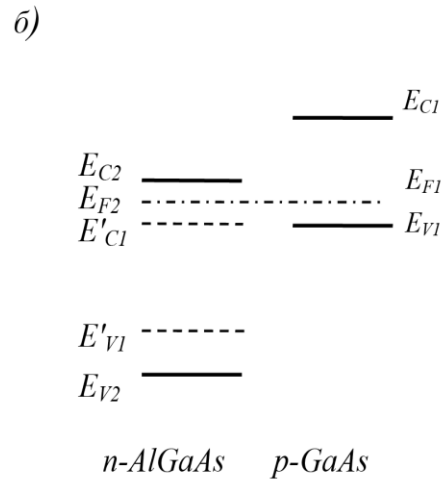
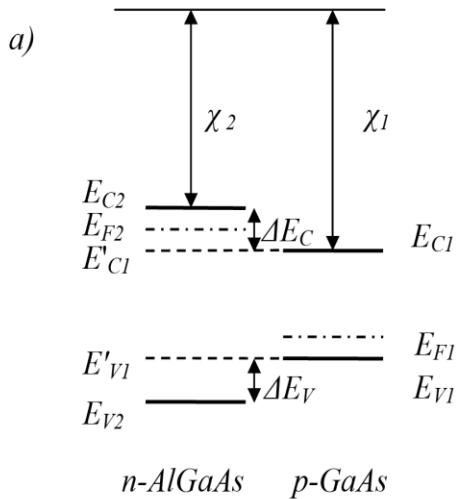




# ПОБУДОВА ЗОННИХ ДІАГРАМ ГП

$$\varphi = \varphi_0 - \frac{e^2 n_1}{2\epsilon_0 \epsilon_1} (x + d_1)^2$$

$$\varphi = \frac{e^2 n_2}{2\epsilon_0 \epsilon_2} (d_2 - x)^2$$



• Побудову зонної діаграми розіб'ємо на кілька етапів. **Спочатку окремо нарисуємо зонні діаграми для GaAs і Al<sub>0,2</sub>Ga<sub>0,8</sub>As за відсутності контакту.** Щодо енергії електрона в вакуумі їх слід розташовувати, використовуючи визначення електронної спорідненості. Відразу можна обчислити розрив зон провідності. Розрив зони провідності:  $\Delta E_c = \chi_2 - \chi_1 = 4,07 - 3,74 \text{ eV} = 0,33 \text{ eV}$  і розрив валентної зони:  $\Delta E_v = E_{g2} - E_{g1} - \Delta E_c = (1,798 - 1,424 - 0,33) \text{ eV} = 0,044 \text{ eV}$ .

• В даному випадку  $\Delta E_c > 0$ ,  $\Delta E_v > 0$ , таким чином, цей ГП відноситься до I типу - дно зони провідності Al<sub>0,3</sub>Ga<sub>0,7</sub>As лежить вище дна зони провідності GaAs, а стеля валентної зони Al<sub>0,3</sub>Ga<sub>0,7</sub>As лежить нижче стелі валентної зони GaAs (рис. а). Далі намалюємо рівні Фермі в двох напівпровідниках відповідно до рівня легування (рис. б). В даному прикладі вважаємо напівпровідники невідродженими і просто маємо рівень фермі в GaAs ближче до стелі валентної зони, а в Al<sub>0,3</sub>Ga<sub>0,7</sub>As - ближче до дна зони провідності. Проводимо ряд допоміжних ліній, які допоможуть правильно побудувати діаграму: це рівні  $E'_c$ ,  $E'_v$ , що є продовженням  $E_c$ ,  $E_v$  GaAs в  $n\text{-Al}_{0,3}\text{Ga}_{0,7}\text{As}$  (рис. б). З'єднаємо плавною пунктирною лінією рівні  $E'_c$ ,  $E'_v$  і  $E_c$ ,  $E_v$  в GaAs (рис. в). Точний вигляд кривої можна побудувати за виразами (1), (2). На останньому етапі нарисуємо розриви зон (рис. г).

# ЗОННІ ДІАГРАМИ ДЛЯ РІЗНИХ ТИПІВ ГП

•Аналогічним чином можна побудувати зонні діаграми для ГП при будь-яких комбінаціях рівнів легування, ширини забороненої зони і електронної спорідненості. На рис. *наведені відповідні зонні діаграми для різних типів ГП*. Звертає на себе увагу той факт, що "пічки" і "розриви" енергетичних рівнів  $E_V$ ,  $E_C$  в області переходу можуть спостерігатися в різних комбінаціях.

*Можна виділити наступні різновиди ГП:*

- 1) *перехід, що охоплює* виникає, коли *розрив зони провідності  $\Delta E_C$  і розрив валентної зони  $\Delta E_V$  позитивні*. Такий випадок реалізується, наприклад, в ГП GaAs/ $Al_xGa_{1-x}As$ . У літературі даний тип називають ГП **I типу**, або стандартним.
- 2) у разі ж, *коли один з розривів зон позитивний, а інший негативний говорять* про перехід **II типу**, або ступінчастий. Цей випадок реалізується в ГП InP/ $In_{0,52}Al_{0,48}As$ . (GaAs/GaP).
- 3) також можливий варіант, коли заборонені зони взагалі не перекриваються за енергією. Цей ГП називають переходом **III типу** або розривним ГП. Класичний приклад - ГП InAs/GaSb.

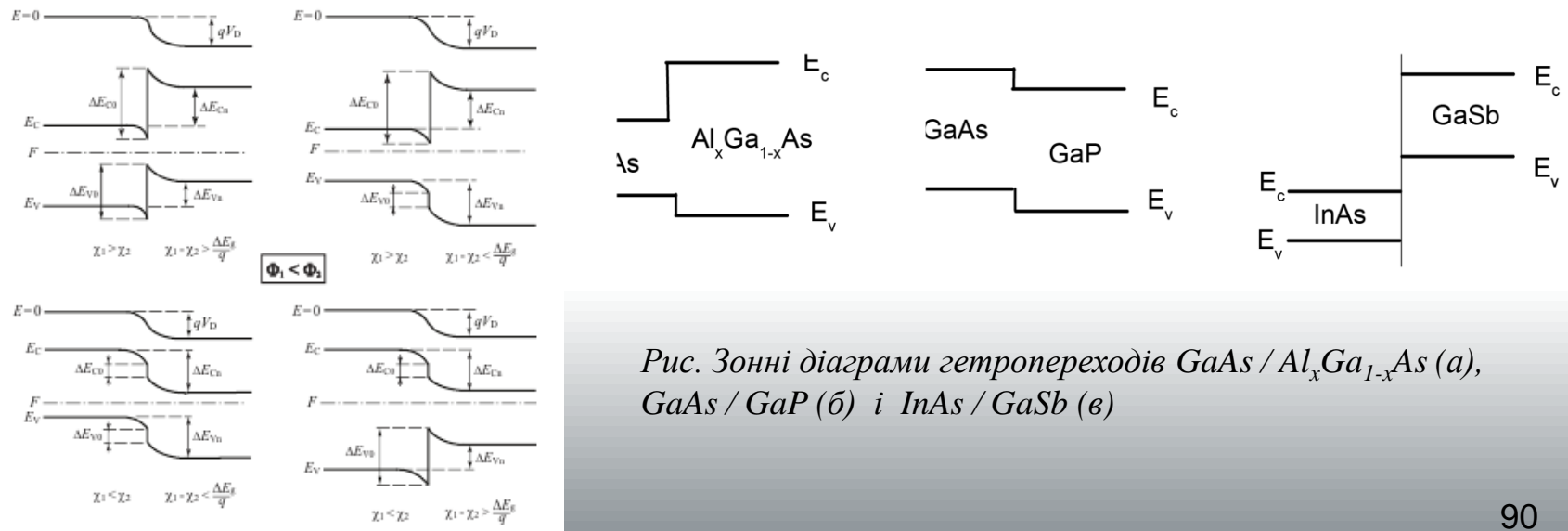


Рис. Зонні діаграми гетропереходів GaAs /  $Al_xGa_{1-x}As$  (а), GaAs / GaP (б) і InAs / GaSb (в)

# ОСНОВНІ ПАРАМЕТРИ ГП

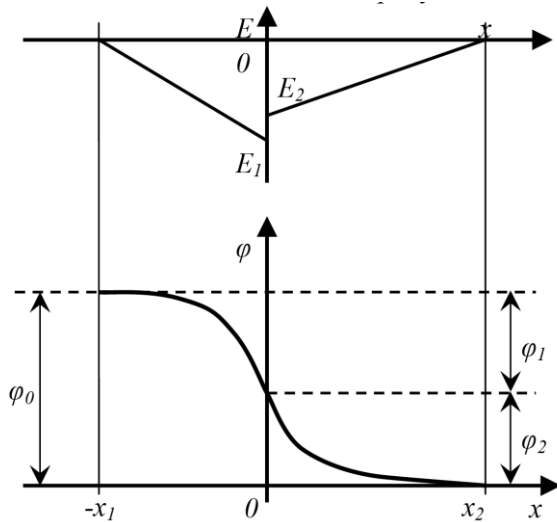
• Розподіл електричного поля і потенціалу в ОПЗ для ГП буде описуватися тими ж виразами що і у випадку *p-n* переходу, але з різними значеннями діелектричних сталей  $\epsilon$  для лівої і правої частин. Розв'язання рівняння Пуассона в цьому випадку дає наступні вирази для електричного поля  $E$ , потенціалу  $U_k$  і ширини збудненої області  $d_n$ ,  $d_p$  при наявності зовнішньої напруги:

$$E_{1max} = \frac{eN_D d_n}{\epsilon_1 \epsilon_0}, \quad E_{2max} = \frac{eN_A d_p}{\epsilon_2 \epsilon_0}, \quad U_{kn} = U_k - \frac{e^2 N_D d_n^2}{2\epsilon_1 \epsilon_0}, \quad U_{kp} = \frac{e^2 N_A d_p^2}{2\epsilon_2 \epsilon_0}, \quad d_n = \sqrt{\frac{2\epsilon_1 \epsilon_2 \epsilon_0 (U_k - U)}{e N_D^2 \left(\frac{\epsilon_1}{N_A} + \frac{\epsilon_2}{N_D}\right)}}, \quad d_p = \sqrt{\frac{2\epsilon_1 \epsilon_2 \epsilon_0 (U_k - U)}{e N_A^2 \left(\frac{\epsilon_1}{N_A} + \frac{\epsilon_2}{N_D}\right)}}$$

• Повна ширина ОПЗ ГП, яка дорівнює  $d = d_n + d_p$ , буде описуватися наступним рівнянням:

$$d = \sqrt{\frac{2\epsilon_1 \epsilon_2 \epsilon_0 (U_k - U)}{e} \left( \frac{1}{\epsilon_1 N_A} + \frac{1}{\epsilon_2 N_D} \right)}. \quad \text{Висота потенціально бар'єру на ГП задається виразом } U_k = U_{kn} + U_{kp}.$$

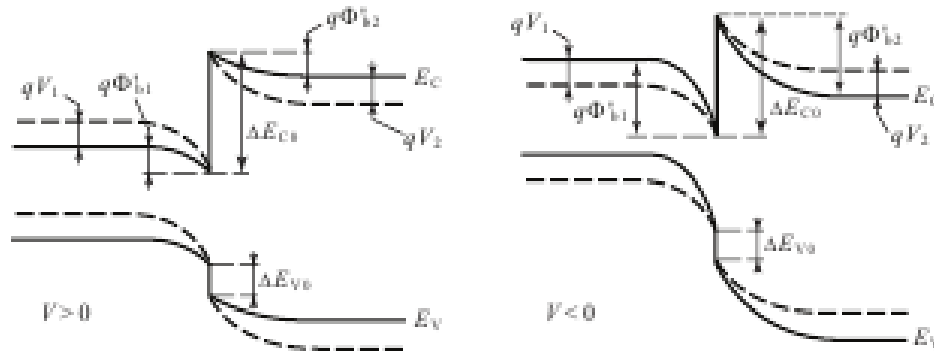
$$U_k = \frac{e(N_D d_n^2 + N_A d_p^2)}{2\epsilon_1 \epsilon_0}.$$



Функціональна залежність електричного поля і потенціалу в ОПЗ ГП від координати буде відповідати лінійній і квадратичній, як і у випадку *p-n* переходу. Стрибок електричного поля на кордоні ГП обумовлений різними значеннями діелектричних сталей  $\epsilon_1$  і  $\epsilon_2$ . У цьому випадку, згідно теореми Гауса  $\epsilon_1 E_{1max} = \epsilon_2 E_{2max}$ .

# ВАХ ГП

•Розглянемо зонну діаграму ГП при прикладанні до нього прямої та зворотної зовнішньої напруги  $U$ . Відповідні зонні діаграми ГП  $n$ -Ge- $p$ -GaAs наведені на рисунку. Пунктиром на цих же зонних діаграмах зображені енергетичні рівні в рівноважних умовах  $U = 0$ .



**Теорія симетричного гомопереходу, що враховує рекомбінаційно-генераційні процеси в збідненому шарі, розроблена Са, Нойсом і Шоклі (СНШ - теорія).** Для опису механізму перенесення струму через ідеальний ГП в наш час запропоновано декілька фізичних моделей: **дифузійну, емісійну, рекомбінаційну, тунельну і тунельно-рекомбінаційну**. Відповідно всі струми, що проходять через ГП Андерсон розділяє на **теплові і нетеплові**. Характерно, що дифузійна, емісійна і рекомбінаційна теорії (теплові) приводять до однакового математичного виразу що описує проходження струму через ГП. Слід відмітити, що це співвідношення за виглядом не відрізняється від виразу який описує ВАХ гомопереходу:

де

$$I = I_0 \left[ \exp\left(\pm \frac{eU}{AkT}\right) - 1 \right] \quad I_0 = I_{00} \exp\left(-\frac{eU_{k0}}{AkT}\right)$$

тут  $I_0$  - струм насичення;  $U_{k0}$  - висота потенційного бар'єра на переході при відсутності зовнішньої напруги. У співвідношенні знак плюс відповідає прямій гілці ВАХ, мінус – оберненій. Механізм струмоперенесення визначає тут величину коефіцієнта ідеальності переходу  $A$  та струму насичення  $I_0$ . У випадку дифузійного механізму  $A=2$ , емісійного механізму  $A=1$ , рекомбінаційного -  $1 < A < 2$ , тунельного -  $1,3 < A < 2$ .

**Ці механізми характерні для ГП близьких до ідеальних.**

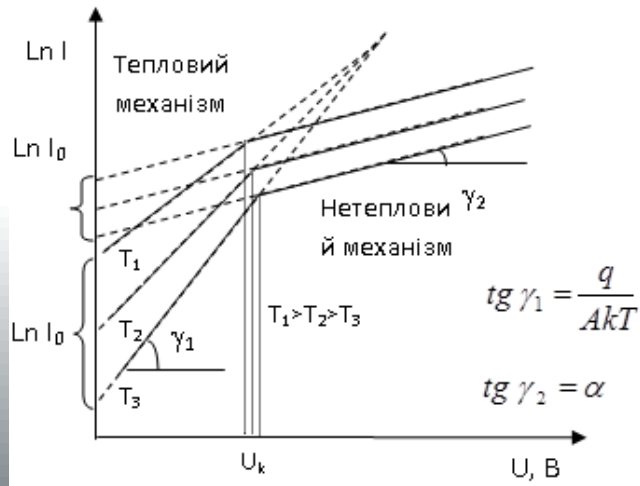
# ВАХ ГП

• Для пояснення особливостей проходження струму через реальні ГП *далекі від ідеальних* була запропонована модель, що враховує наявність на міжфазній межі прошарку речовини зі сптвореною кристалічною ґраткою та високою швидкістю рекомбінації носіїв заряду. Відповідно, електрони та дірки досягають поверхневих станів на даній межі за допомогою тунелювання з енергетичних зон матеріалів гетеропари. Фактично, в моделі, яка отримала назву *тунельно-рекомбінаційної*, ГП являє собою два послідовно з'єднані контакти МН. У даному випадку зарядоперенесення визначається процесами, які не залежать від температури вимірювання. Якщо струм через ГП визначається нетепловими процесами, його ВАХ може бути записана у вигляді

$$I = I_0 [\exp(\pm \alpha U) - 1] \quad \text{де} \quad I_0 = I_{00} \exp(\beta T)$$

Тут  $I_{00}$ ,  $\alpha$ ,  $\beta$  – константи, які не залежать від  $U$  та  $T$ .

• Легко помітити, що співвідношення що описують ВАХ при прямій напрузі у випадку теплових і нетеплових процесів лінійризуються у координатах  $\ln I - U$ . При цьому кут нахилу прямої до осі  $x$  у випадку нетеплових струмів не залежить від  $T$ , в той час як у випадку теплових струмів він тим більший чим менша температура вимірювання. Це дозволяє розрізнити відповідні механізми.



Важливо відмітити, що *прямі гілки ВАХ практично всіх відомих анізотипних ГП описуються співвідношеннями характерними для нетеплових струмів при зміщеннях  $U$ , які більші ніж деяке критичне (воно залежить від температури) і співвідношенням характерним для нетеплових механізмів при менших зміщеннях.*

Рис. 1. ВАХ ГП у напівлогарифмічному масштабі у випадку теплових і нетеплових механізмів зарядоперенесення

# НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ

• **Напівпровідниковим діодом** називають нелінійний електронний прилад з двома відводами у склад якого входить електричний перехід.

• Залежно від області використання розрізняють *випрямні, універсальні (високочастотні), імпульсні, надвисокочастотні, тунельні, обернені діоди, варикапи, стабілітрони, фото- та світлодіоди.*

• За типом переходу розрізняють *площинні та точкові діоди.* Площинні діоди мають – перехід, лінійні розміри якого, що визначають площу переходу, значно перевищують його товщину. До точкових належать діоди, лінійні розміри переходу яких менші від товщини запірного шару.

• **Система позначень сучасних напівпровідникових діодів малої потужності** встановлена галузевим стандартом *ОСТ11336.919 – 81 РСРС.* Позначення складаються з *п'яти елементів.*

• **Перший елемент** - літера або цифра - вказує напівпровідниковий матеріал, з якого виготовлений прилад:

• 1 або Г - германій або сполуки германію; 2 або К - кремній або сполуки кремнію; 3 або А - сполуки галію;

• 4 або І - сполуки індію.

• **Другий елемент** - літера - позначає підклас (або групу) приладу:

• Д - діоди випрямні, імпульсні, діодні перетворювачі (магнітодіоди, термодіоди та ін);

• Ц - випрямляючі стовпчики і блоки; В - варикапи; І - діоди тунельні і обернені;

• А - діоди надвисокочастотні;

• Ж - стабілізатори струму;

• С - стабілізатори напруги (стабілітрони, стабістори, обмежувачі напруги);

• Г - генератори шуму;

• Л - випромінюючі оптоелектронні прилади; О - оптопари;

• Н - діодні тиристори; У - тріодні тиристори.

# СИСТЕМА ПОЗНАЧЕНЬ ДІОДІВ СРСР

•*Третій елемент* - цифра - визначає призначення або принцип дії приладу.

•*діоди:*

1 - випрямні з середнім значенням прямого струму  $I_{пр\ ср} < 0,3\ А$ ;

2 - випрямні з середнім значенням прямого струму  $I_{пр\ ср} > 0,3\ А$ ;

3 - діодні перетворювачі.

•*Діоди імпульсні:*

4 - з часом відновлення зворотного опору більше 500 нс; 5 - з часом відновлення зворотного опору від 150 до 500 нс; 6 - з часом відновлення зворотного опору від 30 до 150 нс; 7 - з часом відновлення зворотного опору від 5 до 30 нс; 8 - з часом відновлення зворотного опору від 1 до 5 нс; 9 - з ефективним часом життя неосновних носіїв заряду менше 1 нс.

•*Випрямні стовпчики:*

1 - з середнім значенням прямого струму не більше 0,3 А;

2 - із середнім значенням прямого струму від 0,3 до 10 А.

•*Випрямні блоки:*

3 - із середнім значенням прямого струму не більше 0,3 А;

4 - з середнім значенням прямого струму більше 0,3 А.

•*варикапи:*

1 - підлаштування;

2 - помножувальні.

•*Діоди тунельні і обернені:*

1 - підсилювальні; 2 - генераторні; 3 - перемикаючі; 4 - обернені.

# СИСТЕМА ПОЗНАЧЕНЬ ДІОДІВ СРСР

## •*Діоди надвисокочастотні:*

- 1 - змішувальні;
- 2 - детекторні;
- 3 - підсилювальні;
- 4 - параметричні;
- 5 - перемикаючі і обмежуючі;
- 6 - помножувальні і настроювальні; 7 - генераторні; 8 - імпульсні; 9 - випрямні.

## •*Стабілізатори напруги* (стабілітрони, стабістори, обмежувачі напруги):

### •*потужність не більше 0,3 Вт:*

- 1 - з напругою стабілізації (обмеження) менше 10 В;
- 2 - з напругою стабілізації (обмеження) від 10 до 100 В;
- 3 - з напругою стабілізації (обмеження) більше 100 В;

### •*потужність від 0,3 до 5 Вт:*

- 4 - з напругою стабілізації (обмеження) менше 10 В;
- 5 - з напругою стабілізації (обмеження) від 10 до 100 В;
- 6 - з напругою стабілізації (обмеження) більше 100 В;

### •*потужність більше 5 Вт, але не більше 10 Вт:*

- 7 - з напругою стабілізації (обмеження) менше 10 В;
- 8 - з напругою стабілізації (обмеження) від 10 до 100 В;
- 9 - з напругою стабілізації (обмеження) більше 100 В.



# ЄВРОПЕЙСЬКА СИСТЕМА PRO-ELECTRON

• Для позначення напівпровідникових приладів в закордонних країнах існує три системи позначення радіоелементів:

• **Американська - JEDEC** - Joint Electron Device Engineering Council

• **Європейська - PRO ELECTRON**

• **Японська - JIS** - Japanese Industrial Standard JIS-C-7012

• *Деякі великі виробники напівпровідників вводять свої системи позначень.* Наприклад, Samsung, Nec, та інші. Розглянемо системи позначень більш докладно.

• Маркування напівпровідників *за європейською системою* здійснюється наступним способом.

• *Код маркування являє собою літеро-цифровий запис.*

• *Перша літера в цьому коді вказує на матеріал на основі якого зроблений напівпровідник:* кремній, германій (А) тощо. Найбільш поширений матеріал - кремній, він позначений літерою "В".

• *Потім йде літера, що позначає тип напівпровідникового приладу,* тобто тунельний діод, генератор Холла або щось інше.

• *Далі ставиться серійний номер продукту.* У серійного номера є кілька діапазонів, так, наприклад, якщо номер вкладається в значення 100..999, то це прилади загального призначення, якщо номер складається з літери і цифри Z10..A99, то це прилади промислового і спеціального застосування.

• Іноді до загального маркування *може ще додаватися додаткова буква модифікації приладу,* вона вже визначається конкретно виробником напівпровідника. У таблиці нижче наведені загальні значення сегментів маркування.

• Приклад позначення ВАТ85

• <http://www.radiant.su/rus/articles/?action=show&id=332>

• <http://digitalchip.ru/oboznachenie-importnyih-polupro>

# ЄВРОПЕЙСЬКА СИСТЕМА PRO-ELECTRON

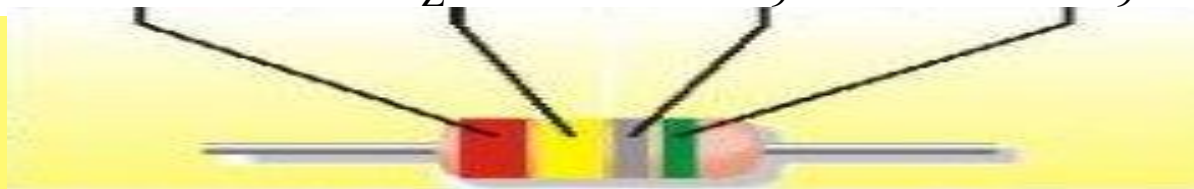
1 елемент	2 елемент	3 елемент	4 елемент
Літера - код матеріалу: А – германій (Ge) В – кремній (Si) С - арсенід галію (GaAs) R - сульфід кадмію (CdS)	Літера - тип приладу: А - детекторний, змішувальний діод В - варикап С - малопотужний низькочастотний транзистор D - потужний низькочастотний транзистор Е - тунельний діод F - малопотужний високочастотний транзистор G - декілька приладів в одному корпусі H - магнітодіод К - генератори Холла L - потужний високочастотний транзистор М - модулятори і помножувачі Холла Р - фотодіод, фототранзистор Q - випромінюючі прилади R – прилад, що працює в області пробою S - малопотужний перемикаючий транзистор Т - потужний регулюючий або перемикаючий прилад U - потужний перемикаючий транзистор Х - помножувальний діод Y - потужний випрямний діод Z - стабілітрон	Серійний номер:  100-999 прилади загального використання  Z10...A99 прилади для промислового і спеціального використання	Літери: модифікації приладу

# КОЛЬОРОВЕ МАРКУВАННЯ ДІОДІВ ЗА ЄВРОПЕЙСЬКОЮ СИСТЕМОЮ

Діоди. Кольорове маркування за європейською системою PRO ELECTRON

Колір полоси (точки)	1-й елемент	2-й елемент	3-й елемент	4-й елемент
Золотий				
Срібний				
Чорний	AA	X		0
Коричневий			1	1
Червоний	BA	S	2	2
Помаранчевий			3	3
Жовтий		T	4	4
Зелений		V	5	5
Блакитний		W	6	6
Фіолетовий			7	7
Сірий		Y	8	8
Білий		Z	9	9

Приклад  
позначення  
BAT85



# АМЕРИКАНСЬКА СИСТЕМА JEDEC

•*Маркування напівпровідників американською системою JEDEC здійснюється наступним способом.*

Позначення елементів складається з чотирьох елементів.

•**Елемент 1.** Містить цифру, яка показує кількість  $p-n$  - переходів:

1 - діод

2 - транзистор

3 - тиристор

•**Елемент 2.** Після цифри йде літера N (номінал).

•**Елемент 3.** Містить серійний номер.

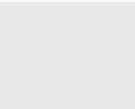







•**Елемент 4.** Може містити літери або літери і цифри. Цей елемент позначає різні параметри для приладів одного типу.

•Приклад позначень: 1N4148, 2N2906A, 2N7002LT1.

Американська система JEDEC позначення напівпровідникових приладів

1 елемент	2 елемент	3 елемент	4 елемент
Число $p-n$ переходів: 1 - діод 2 - транзистор 3 - тиристор 4 - оптопара	Літера N	Серійний номер приладу (100-9999)	Літера: модифікація приладу

# КОЛЬОРОВЕ МАРКУВАННЯ НД ЗА СИСТЕМОЮ JEDEC

Колір полоси										
Цифра	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Літера	-	A	B	C	D	E	F	G	H	J

## Примітки:

перша цифра 1 і друга літера N в колірній позначці опущені;

номера з двох цифр позначаються однією чорною смугою і двома кольоровими;

додаткова четверта смуга - літера;

номера з трьох цифр позначаються трьома кольоровими смугами;

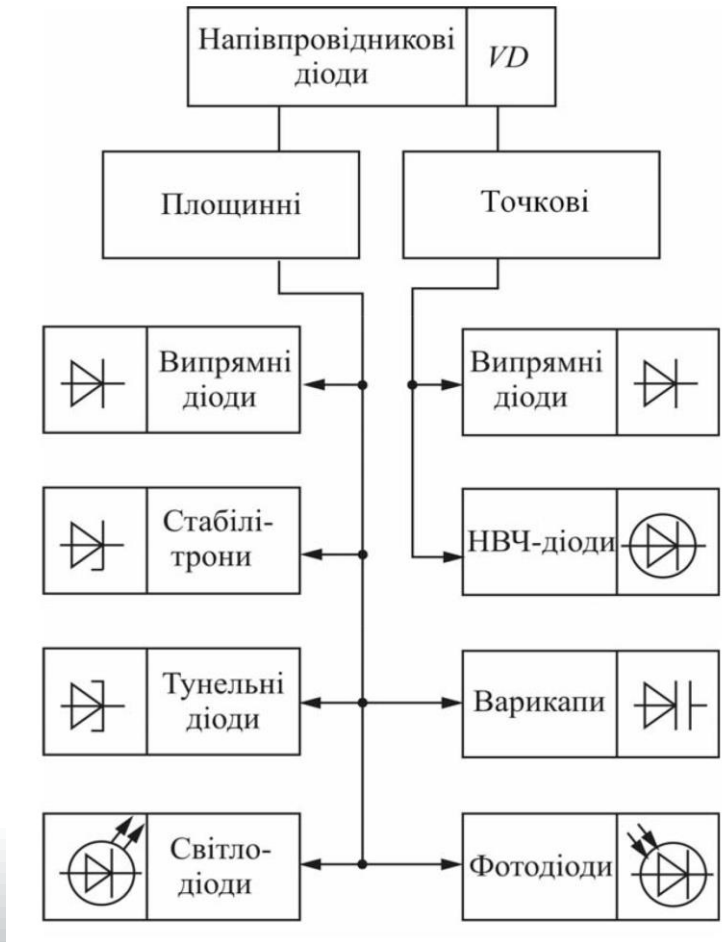
додаткова четверта смуга - літера;

номера з чотирьох цифр позначаються чотирма кольоровими смугами і п'ятою чорною або кольоровою, що позначає літеру;

кольорові смуги знаходяться ближче до катода або перша від катода - широка;

тип діода зчитується від катода.

# КЛАСИФІКАЦІЯ ДІОДІВ



Класифікація і умовні позначення напівпровідникових діодів

**•Напівпровідниковим діодом** називають напівпровідниковий прилад з двома виводами, між якими розташовано кристал з одним  $p-n$ -переходом. Для виготовлення напівпровідникових діодів найчастіше використовують кремній або германій. Залежно від способу утворення  $p-n$ -переходу розрізняють **площинні і точкові** діоди.

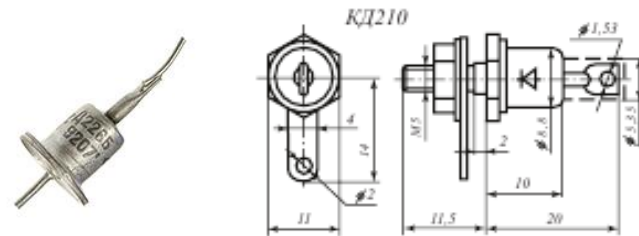
•У **площинних діодах**  $p-n$ -перехід утворюється внаслідок послідовної дифузії при високій температурі домішок елементів III і V валентної групи з середовищ з їхніми парами.

•У **точкових діодах**  $p-n$ -перехід утворюється в пластинці кремнію або германію з електропровідністю  $n$ -типу, коли в неї вплавляють стальний загострений тонкий дріт, короткочасно пропускаючи великий струм. Пластинка невелика: площа поверхні близько  $1 \text{ мм}^2$ , товщина  $0,1 \dots 0,6 \text{ мм}$ . Класифікація й умовні зображення основних напівпровідникових діодів показані на рис.

# ВИПРЯМНІ ДІОДИ

• **Випрямні діоди** (ВД) призначені для випрямлення змінного струму і складають найбільш поширений підклас діодів. На електричних схемах вони позначаються  $\triangleright|$ -. Залежно від значення середнього випрямленого струму розрізняють:

- **ВД малої потужності** ( $I \leq 0,3$  А; третій елемент позначень – 1);
- **ВД середньої потужності** ( $0,3 \text{ А} < I \leq 10$  А; третій елемент позначень – 2);
- **ВД силові** ( $I > 10$  А; третій елемент позначень – В).



• Робочі частоти ВД малої та середньої потужностей не перевищують 20 кГц, силові діоди працюють на частоті 50 Гц.

• Оскільки допустима густина струму через  $p-n$  перехід  $j_{max} \leq 2$  А/мм<sup>2</sup>, для одержання названих значень  $I$  використовують площинні – переходи, виготовлені сплавним або дифузійним способом. Велика ємність таких переходів не впливає істотно на роботу ВД у названому діапазоні частот. З метою стабілізації параметрів ВД при дії на них вологи, атмосферного тиску, забруднення, зміни температури діоди розміщують у **металево-керамічних або металево-скляних корпусах**, які забезпечують ефективно відведення теплоти, що виділяється на  $p-n$  переході.

• У ВД малої потужності тепло розсіюється безпосередньо корпусом (діоди 2Д207, КД108, Д226 тощо). У **ВД середньої потужності тепло відводиться масивним гвинтом**, за допомогою якого діод прикріплюється до шасі апаратури, яка виконує функцію радіатора. З метою запобігання електричному контакту між діодом і корпусом застосовують різноманітні ізоляційні прокладки, а також шайби з високою теплопровідністю. До таких діодів, наприклад, належать 2Д216, КД203, Д231. **Для силових діодів потрібне примусове повітряне або водяне охолодження, яке здійснюється спеціальними радіаторами.**

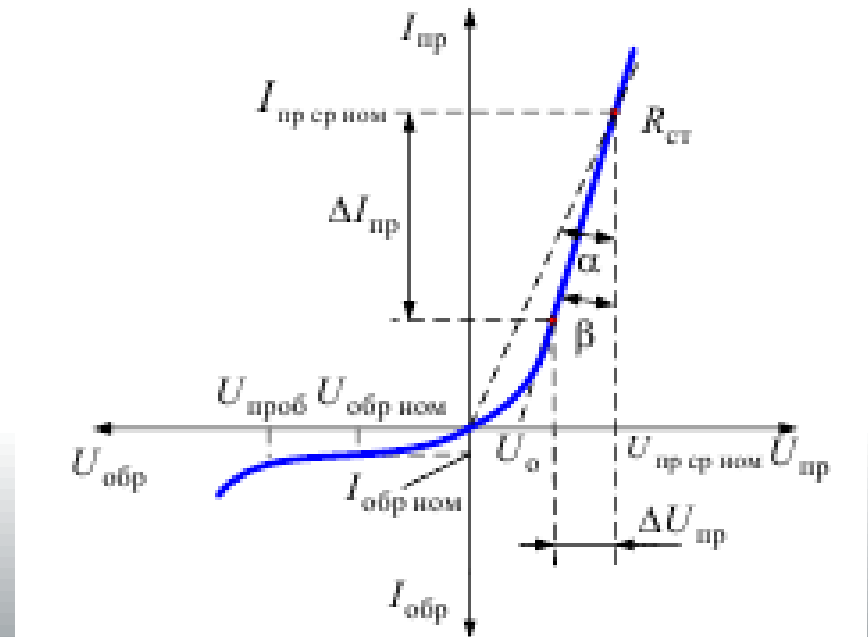
• Згадані діоди здатні випрямляти змінний струм порівняно невисокої напруги (до 500-700 В). З метою випрямлення більш високої напруги використовують послідовне з'єднання діодів у спеціальних **випрямних стовпчиках та блоках**, що виготовляються в уніфікованих корпусах. Вони позначаються - літерою Ц.

# ПАРАМЕТРИ ВИПРЯМНИХ ДІОДІВ

*Для характеристики випрямних діодів використовуються наступні параметри:*

- *максимально допустима зворотна напруга  $U_{зв\ макс}$  (звичайно  $U_{зв\ макс} \approx 0,5 - 0,8 U_{проб}$ );*
- *максимально допустимий прямий струм  $I_{пр\ макс}$ ;*
- *постійна пряма напруга  $U_{пр}$  при заданому прямому струмі;*
- *максимально допустимий постійний зворотний струм  $I_{зв\ макс}$  при прикладанні напруги  $U_{зв\ макс}$ ;*
- *максимальна частота при якій прилад працює без зниження характеристик.*

•Іноді в паспорті указують  
*середній випрямлений струм,  
середній зворотній струм,  
імпульсний прямий струм або його максимально  
допустиме значення.*





# НАПІВПРОВІДНИКОВІ СТАБІЛІТРОНИ

• **Стабілітроном** називається напівпровідниковий діод, ВАХ якого має область різкої залежності струму від напруги **на зворотній ділянці**. Стабілітрони призначені для стабілізації напруги в електронних схемах.

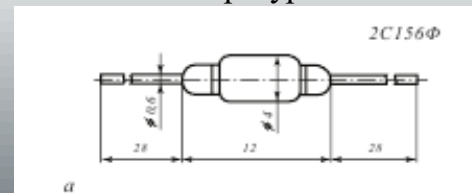
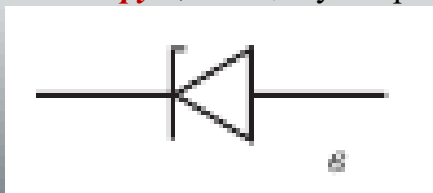
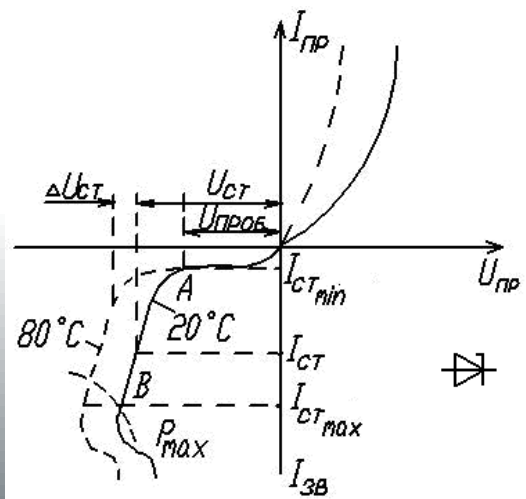
• Як стабілітрони використовуються **площинні кремнієві діоди**, на зворотній гілці ВАХ яких ділянка стабілізації створюється **внаслідок лавинного або тунельного пробую** (рис.1).

• На ВАХ рис. межі ділянки стабілізації позначені точками *A* та *B*. Положенню точки *A* відповідає напруга пробую стабілітрона  $U_{\text{проб}}$ , яка залежить від питомого опору вихідного матеріалу, тобто від концентрації домішок. Точка *B* відповідає граничному режиму, в якому на стабілітроні розсіюється максимально допустима потужність.

**Низьковольтні стабілітрони** ( $U_{\text{проб}} < 6$  В) виготовляють із сильнолегованого кремнію (з великими концентраціями  $N_A$  та  $N_D$ ), – перехід у них вузький, у ньому **тунельний пробій** відбувається при невеликих напругах. **Стабілітрони** з  $U_{\text{проб}} > 6$  В виготовляються з матеріалу з малою концентрацією домішок, – перехід у них широкий, і в ньому більш імовірним є **лавинний пробій**. При напрузі стабілізації від 6 до 8 В у стабілітронах може використовуватися **як лавинний, так і тунельний пробій**. Концентрація домішок впливає не лише на величину ( $U_{\text{проб}}$ ), а і на вигляд ВАХ при зміні температури.

Для стабілітронів з **малою концентрацією домішок** зростання температури приводить до збільшення кількості вільних носіїв заряду і зменшення їх рухливості. Тому в таких стабілітронах **при зростанні температури розвиток лавиноподібного процесу розмноження носіїв унаслідок ударної іонізації почнеться при більшій зворотній напрузі**, тобто  **$U_{\text{проб}}$  збільшується** (рис.1).

У **низьковольтних стабілітронах** (з великою концентрацією домішок) зі зростанням температури зменшується ширина забороненої зони, в результаті **зростає ймовірність тунельного пробую** (переходу носіїв з валентної зони однієї області в зону провідності іншої області), який **відбувається при меншій напрузі**, ніж це було при початковій температурі.



# НАПІВПРОВІДНИКОВІ СТАБІСТОРИ

• **Стабістор** - напівпровідниковий діод, в якому для стабілізації напруги використовується **пряма гілка ВАХ** (тобто в області прямого зміщення напруга на стабісторі слабо залежить від струму). **Відмінною особливістю стабісторів порівняно зі стабілітронами є менша напруга стабілізації**, яка становить приблизно 0,7 В. Їх ВАХ зображена на рисунку.

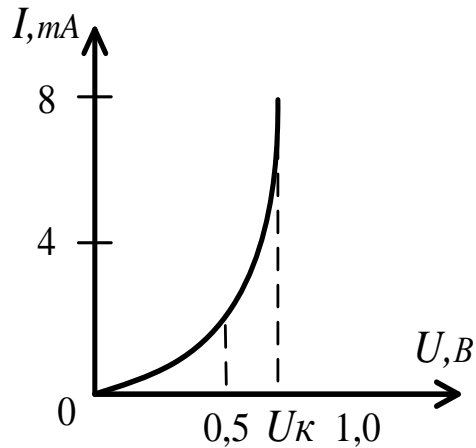


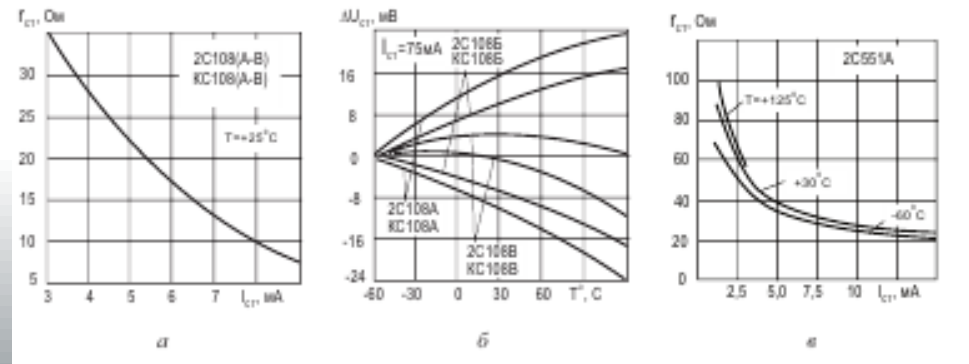
Рис. 1. Пряма гілка ВАХ стабістора

**До основних параметрів стабілітронів і стабісторів належать:**

- напруга стабілізації  $U_{cm}$  при даному струмі стабілізації;
- мінімально допустимий струм стабілізації  $I_{cm\ min}$ ;
- максимально допустимий струм стабілізації  $I_{cm\ max}$ ;
- максимально допустима потужність  $P_{max}$ , що розсіюється стабілітроном;
- диференціальний опір  $r_{cm} = dU_{cm}/dI_{cm}$ ;
- температурний коефіцієнт напруги стабілізації (ТКН), який визначається відношенням відносної зміни напруги стабілізації ( $\Delta U_{cm}/U_{cm}$ ) до абсолютної зміни температури при постійному струмі  $I_{cm}$ :  

$$\alpha = \frac{\Delta U_{cm}}{U_{cm} \Delta T} \cdot 100\%$$

Рис. 2. Диференціальні параметри різних стабілітронів



# СТАБІЛІТРОНИ ТА СТАБІСТОРИ

•Із розглянутої температурної зміни ВАХ стабілітронів випливає, що *низьковольтні стабілітрони* ( $U_{cm} < 6$  В) мають *від'ємний температурний коефіцієнт напруги (ТКН)*, *високовольтні* ( $U_{cm} > 8$  В) – *додатний ТКН*. *Для зменшення температурної залежності послідовно зі стабілітроном включають у пряму напрямі діод, який має ТКН протилежного знака*. Цей спосіб використовується в прецизійних стабілітронах типу Д818, які мають усередині одного корпусу кілька послідовно з'єднаних переходів. Точність стабілізації  $U$  становить десятки мілівольт в стандартному температурному діапазоні.

•*Прикладом позначення стабілітрона* виступає КС 168А – стабілітрон кремнієвий, призначений для пристроїв широкого використання з напругою стабілізації 6,8 В, допустимою максимальною потужністю, що не перевищує 0,3 Вт. *Приклад позначення стабістора*: 2С107А – стабістор кремнієвий спеціального призначення, напруга стабілізації  $U_{cm} = 0,7$  В, допустима потужність  $P_{max} = 0,3$  Вт.

•Застосування стабілітронів розглянемо на прикладі *найпростішого параметричного стабілізатора постійної напруги* (рис.). При збільшенні  $U_{вх}$  одразу зростає  $U_{вих}$ , робоча точка на ділянці стабілізації зміщується донизу, що означає зменшення опору стабілітрона. Струм через стабілітрон  $I_{cm}$  зростає, загальний струм у колі  $I$  зростає (струм навантаження майже не змінюється, бо напруга на кінцях стабілітрона майже постійна), збільшується падіння напруги на резисторі  $R_G$ , і відбувається такий перерозподіл напруги між  $R_G$  та  $R_H$ , що збільшення  $U_{вх}$  компенсується збільшенням  $U_G$ ,

$U_{вих} = U_{вх} - U_G = const$ . В результаті *стабілітрон утримує незмінною вихідну напругу електричного кола*. Аналогічні процеси, тільки в зворотному напрямі, проходять при зменшенні вхідної напруги  $U_{вх}$ .

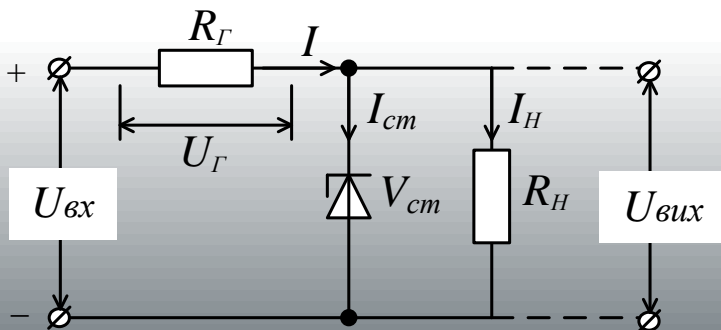
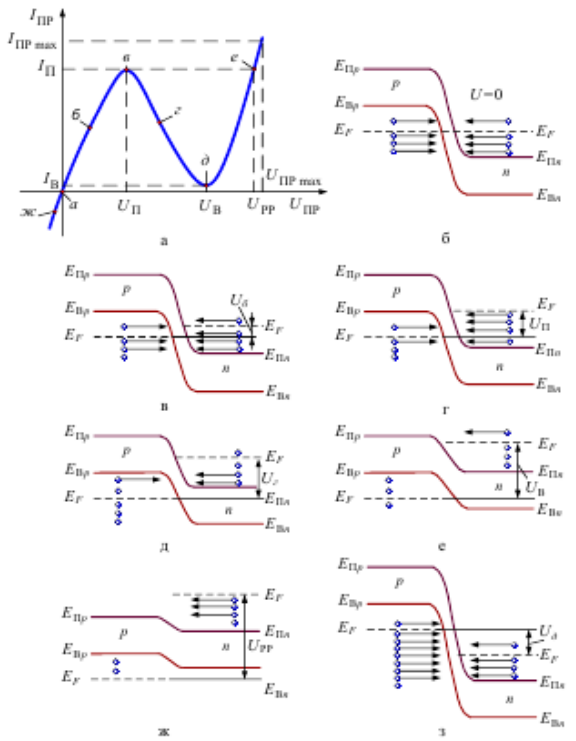


Рис. 1. Схема стабілізатора напруги

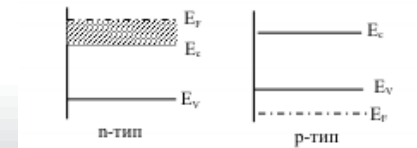
# ТУНЕЛЬНІ ДІОДИ

•**Тунельними** називаються діоди, які мають на **прямій гільці** своєї ВАХ ділянку з **негативним диференціальним опором** унаслідок тунельного ефекту. За винахід цього діоду **Л. Єсакі** у 1973 р. отримав **Нобелівську премію з фізики**.

•**Тунельний ефект** полягає у тунельному проникненні електрона через **p-n перехід**, тобто такому проникненні, коли електрон з валентної зони p-області прямо потрапляє у зону провідності n-області. Це стає можливим, якщо товщина переходу дуже мала (менша 15 нм) і якщо енергетичним рівням, заповненим електронами в одній області, відповідають такі ж вільні дозволені енергетичні рівні в сусідній області. Ці умови здійснюються в p-n переходах на основі напівпровідників, які мають високу концентрацію домішок ( $10^{19}$ - $10^{21}$  см<sup>-3</sup>).



Товщина – переходів у цьому випадку має порядок 10 нм, що зумовлює високу напруженість електричного поля переходу і **забезпечує ймовірність тунельного ефекту**. У таких напівпровідниках атоми домішок внаслідок малої відстані між ними взаємодіють, їх **рівні розщеплюються в зони**, які прилягають у матеріалі p-типу до валентної зони, а у напівпровіднику n-типу – до зони провідності. Такі напівпровідники називають **виродженими**, оскільки в них рівні Фермі розміщені в n-області в зоні провідності, а в p-області в валентній зоні.



Вигляд ВАХ тунельного діода можна пояснити за допомогою енергетичних діаграм (рис.). На діаграмах рівні валентної зони та зони провідності напівпровідників, що заповнені електронами, заштриховані. ВАХ називається **N-типу**.

# ТУНЕЛЬНІ ДІОДИ

• При зовнішній напрузі  $U = 0$  (рис. а) рівень Фермі всієї системи однаковий ( $E_{Fn} = E_{Fp}$ ). Напроти зайнятих електронами рівнів  $p$ -області розміщуються зайняті рівні  $n$ -області. Тунельний перехід електронів неможливий, струм дорівнює нулю.

• **Під дією прямої напруги  $U_{np}$  рівні Фермі зміщуються** на величину  $\Delta E_F = eU_{np}$  (рис. б), і напроти частини енергетичних рівнів, зайнятих електронами в  $n$ -області (подвійне штрихування), опиняться вільні рівні в  $p$ -області. Внаслідок цього відбувається тунельний перехід електронів з  $n$ -області до  $p$ -області і **проходить прямий тунельний струм, величина якого пропорційна площі перекриття вільних енергетичних рівнів валентної зони  $p$ -області та заповнених енергетичних рівнів зони провідності  $n$ -області.**

**Тунельний струм зростатиме доти, поки перекриття не стане максимальним** (рис. в). Подальше зростання прямої напруги зменшує площу перекриття відповідних рівнів, і тунельний струм зменшується (рис. г).

При певній прямій напрузі зайняті електронами енергетичні рівні зони провідності  $n$ -області стануть напроти енергетичних рівнів забороненої зони  $p$ -області. Тунельний перехід електронів у цьому випадку стане неможливим, і тунельний струм припиниться. У той самий час при прямій напрузі у діоді відбувається, як правило, **інжекція носіїв, що зумовлює проходження через нього дифузійного струму** (рис. д, е), який при деякій напрузі стає більшим, ніж тунельний струм.

• **Якщо діод включити у зворотному напрямі**, то рівні Фермі зміщуються так, як показано на рис. ж, і з'являється можливість тунельного переходу електронів із заповнених рівнів валентної зони  $p$ -області на вільні рівні зони провідності  $n$ -області. Це приводить до проходження через діод великого зворотного тунельного струму.

# ТУНЕЛЬНІ ДІОДИ

•*p-n* переходи тунельних діодів одержують здебільшого *способом сплавлення*, матеріалом слугує *германій, арсенід галію (GaAs) та антимонід галію (GaSb)*. Оскільки для виготовлення таких діодів використовують *вироджені напівпровідники*, які за характером провідності наближаються до металів, то *робоча температура приладів досягає 400 °C*.

•*Недоліком тунельних діодів є мала потужність внаслідок низької робочої напруги* (десяті частини вольта) і малої площі переходу.

•*За своїм призначенням тунельні діоди поділяють на підсилювальні*, третій елемент позначення – 1, *генераторні*, третій елемент позначення - 2 *перемикальні*, третій елемент позначення - 3.

•*Приклади позначення тунельних діодів:*

АИ201Г – діод тунельний генераторний, широкого використання, з арсеніду галію, номер розробки 01, група Г;

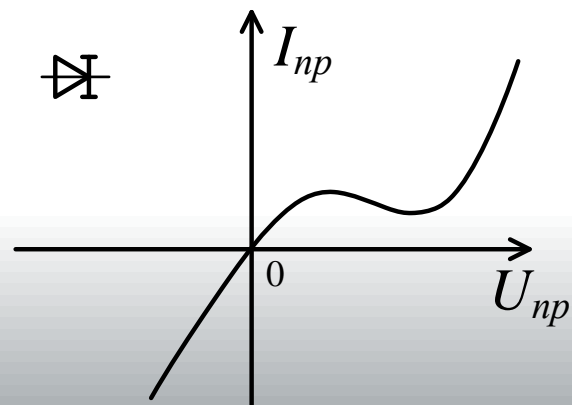
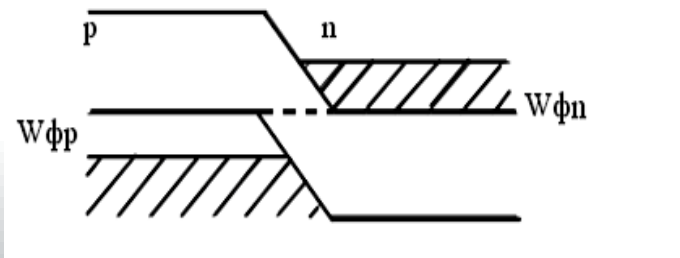
ЗИ306Е – діод тунельний перемикальний, спеціального призначення, з арсеніду галію, номер розробки 06, група Е.

•Тунельні діоди дозволяють створювати *підсилювачі, генератори, змішувачі у діапазоні хвиль аж до міліметрових*.

•На тунельних діодах створюють і різноманітні імпульсні пристрої: *тригери, мультівібратори з дуже малим часом перемикання тощо*.

# ОБЕРНЕНІ ДІОДИ

- *Частковим випадком тунельних діодів є **обернені діоди**, у яких внаслідок тунельного ефекту провідність при зворотній напрузі значно більша, ніж при прямій.*
- *$P$ - $n$  переходи обернених діодів створюються напівпровідниками, що мають дещо меншу концентрацію домішок, і тому рівні Фермі збігаються з краями зони провідності і валентної зони (рис. а).*
- *При вмиканні таких діодів у зворотному напрямі тунельні електрони з валентної зони  $p$ -області переходять на вільні рівні зони провідності  $n$ -області, і через – перехід проходить великий зворотний струм. При прямому вмиканні діодів перекриття зон не здійснюється, тунельний ефект не відбувається, і прямий струм визначається лише дифузійним струмом. ВАХ оберненого діода показана на рисунку б, вона має форму літери N.*
- Третій елемент позначення обернених діодів – цифра 4.
- *Мала інерційність унаслідок тунельного ефекту і велика крутизна характеристики зумовлюють використання обернених діодів у детекторах і змішувачах діапазону надвисоких частот.*



# УНІВЕРСАЛЬНІ ДІОДИ

• До **універсальних (високочастотних) діодів** належать **одноперехідні напівпровідникові прилади**, що застосовують для **випрямлення** (при меншому електричному навантаженні), **модуляції**, **детектування** та інших **нелінійних перетворювань електричних сигналів**, частота яких не перевищує **1000 МГц**. Третій елемент їх позначення – **цифра 4**.

• На високих частотах можна вважати, що діод має односторонню провідність, якщо  $Z_{зв} \gg Z_{пр}$ , де  $Z_{зв}$ ,  $Z_{пр}$  – **повні зворотний та прямий опори (імпеданси) діода**.

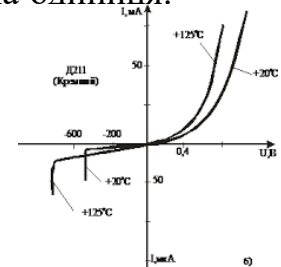
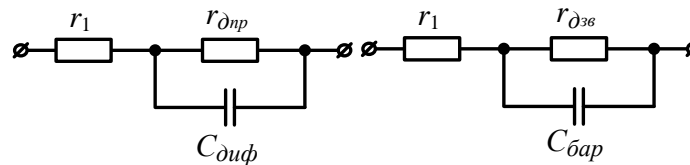
•  $Z = U/I = \sqrt{r^2 + x^2}$ ,  $r$  - активний,  $x$  - реактивний опори,  $x_C = 1/\omega C$ ;  $x_L = \omega L$ .

• При **прямому включенні діода** ємність  $C_{диф}$  зашунтована малим диференціальним опором  $r_{дпр}$  (рис. з екв. схемою), і можна вважати  $Z_{пр} = r_1 + r_{дпр}$ . При **зворотному включенні діода** великий диференціальний опір  $r_{дпр}$  зашунтований ємністю  $C_{бар}$ , і тому на високих частотах  $Z_{зв} = r_1 + 1/i\omega C_{бар}$ .  $i$  – уявна одиниця.

Тоді  $Z_{пр} = r_1 + r_{дпр}$ ,  $Z_{зв} = \sqrt{r_1^2 + 1/\omega^2 C_{бар}^2}$  і умовою односторонньої провідності є

$\sqrt{r_1^2 + 1/\omega^2 C_{бар}^2} \gg r_1 + r_{дпр}$ , або остаточно

$$\frac{1}{\omega C_{бар}} \gg r_{дпр} \sqrt{1 + \frac{2r_1}{r_{дпр}}}$$



• Виконання цієї умови можливе при зменшенні ємності **p-n переходу**. Це стає можливим при застосуванні **точково-контактного** або **мікросплавного** способів його виготовлення. Тому **універсальні діоди – це здебільшого точкові або мікросплавні діоди**. Останні розраховані на **більші допустимі струми** і мають **кращі характеристики при зворотному включенні**.

• **ВАХ універсального діода (рис.) не має ділянки насичення струму на зворотній гілці**. Це пояснюється, зокрема, нагріванням унаслідок незадовільного відведення тепла та ударною іонізацією, що спричиняється неоднорідністю електричного поля у переході. До параметрів універсальних діодів належать, крім перелічених раніше, **ємність діодів при заданій зворотній напрузі**, а також **діапазон робочих частот і температур**.

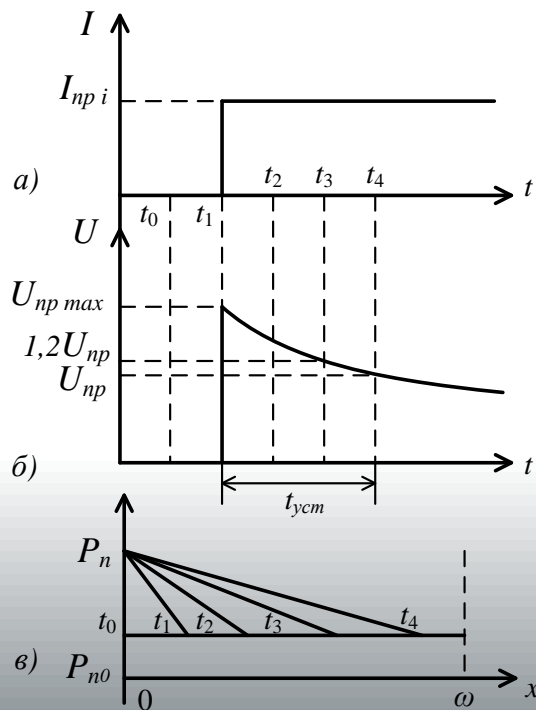


# ІМПУЛЬСНІ ДІОДИ

• **Імпульсні діоди** використовують як ключові елементи в пристроях імпульсної техніки. За конструкцією і характеристиками вони нагадують універсальні діоди. Крім високочастотних властивостей (мінімальної ємності  $C_{бар}$ ), ці діоди повинні мати **мінімальну тривалість перехідних процесів у момент вмикання та вимикання**.

• **Перехідні процеси у діодах існують завжди але особливо проявляються при роботі з імпульсами малої тривалості або миттєвими перепадами напруги і струмів**. Вони пов'язані з процесами накопичення та розсмоктування носіїв у базі діода.

• Розглянемо ці фізичні процеси (рис.) при високому рівні інжекції.



При вмиканні прямого струму  $I_{np}$  в момент часу  $t_1$  у базі діода поступово наростає надлишкова концентрація неосновних нерівноважних носіїв заряду (рис. ). У початковий момент внаслідок малої кількості цих носіїв електропровідність приладу незначна (опір бази великий), і пряма напруга на діоді буде завищеною (як спад напруги на великому опорі бази діода при проходженні  $I_{np}$ ). У міру накопичення неосновних носіїв (інжекції) опір бази поступово зменшується, і напруга на діоді  $U_{np}$  також зменшується до усталеного значення  $U_{np уст}$  (рис. б). Час  $t = t_4 - t_1$  називається **часом установа прямого опору**.

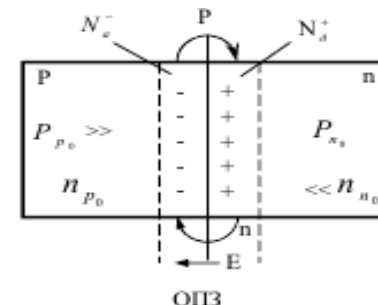
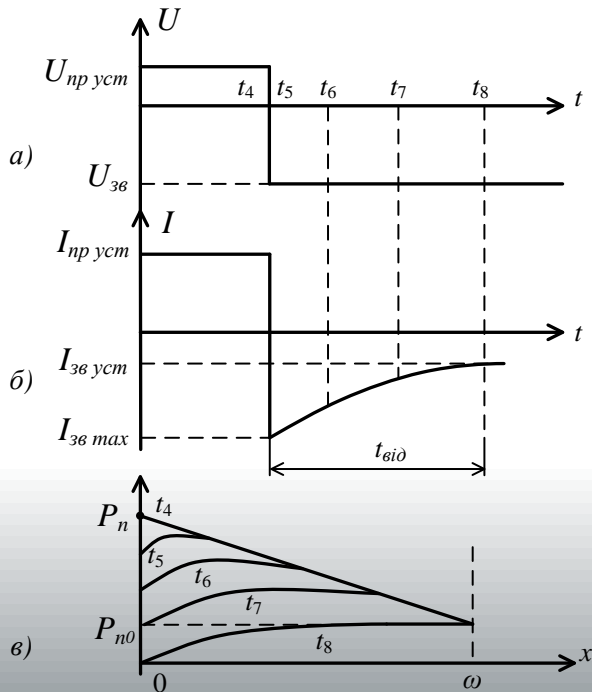


Рис. 1. Перехідні процеси в діоді при вмиканні

# ІМПУЛЬСНІ ДІОДИ

• Якщо тепер змінити напрям напруги на запірний в момент  $t_5$  (рис.), то зворотний струм  $I_{зв}$  різко зростає до значення  $I_{зв\ max}$  (рис. б) внаслідок того, що опір бази не може зрости миттєво. Ще у стані прямого ввімкнення діода поле  $p-n$  переходу виштовхує дірки з  $n$ -області бази, створюючи дрейфовий струм. Безпосередньо після моменту перемикавання  $t_5$  ефективність екстракції стає значно вищою (за рахунок зменшення дифузійного струму), і нерівноважні дірки розсмоктовуються з бази, збільшуючи її опір (рис. в). Розсмоктуванню неосновних носіїв з бази сприяє і рекомбінація дірок з електронами. Цей процес проходить протягом **часу відновлення зворотного опору бази**  $t_{від} = t_8 - t_5$  до того моменту, поки струм не зменшиться до рівноважного усталеного значення  $I_{зв\ уст}$ , яке відповідає великому опору включеного в зворотному напрямі  $p-n$  переходу і збідненої на носії бази.



**Швидкодія імпульсних діодів збільшується при введенні в матеріал спеціальних легуючих домішок, які зменшують середню тривалість життя неосновних носіїв.** Такими домішками для Si  $n$ -типу є, наприклад, золото.

Іншим способом зменшення часу відновлення зворотного опору бази є **використання бази з нерівномірною концентрацією домішок**. Це можна здійснити, наприклад, за допомогою дифузії акцепторів до напівпровідника  $n$ -типу.

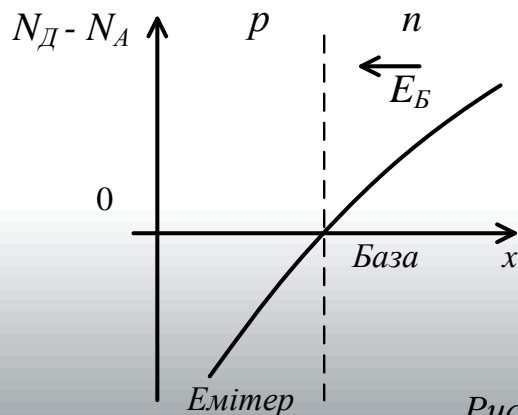
Рис. 1. Перехідні процеси в діоді при вимиканні

# ІМПУЛЬСНІ ДІОДИ

• На рис. показано розподіл концентрацій акцепторів та донорів при створенні  $p-n$  переходу в напівпровіднику. Видно, що концентрація домішок у базі при наближенні до переходу зменшується, тому нерівномірною буде і концентрація основних носіїв – електронів. Унаслідок цього електрони дифундують у бік  $p-n$  переходу, залишаючи за собою некомпенсований заряд позитивних іонів. **У базі виникає електричне поле, спрямоване в бік переходу.** Під дією цього поля дірки, інжектвані до бази при вмиканні діода в прямому напрямі, накопичуються біля межі  $p-n$  переходу. При перемиканні діода з прямого напрямку на зворотний ці дірки під дією поля переходу швидко виходять з бази до емітера, і час відновлення зворотного опору зменшується. **Діоди з такою технологією виготовлення називають діодами з накопиченням заряду.**

• Досить ефективним шляхом збільшення швидкодії імпульсних діодів є використання в них бар'єрів Шотткі. Як відомо, в таких діодах зовсім відсутня інжекція.

• Основними параметрами імпульсних діодів є: імпульсна пряма напруга  $U_{пр}$  при даному імпульсі прямого струму; час установлення прямої напруги  $t_{уст}$ ; час відновлення зворотного опору  $t_{від}$ . Останній параметр зашифровано в **третьому елементі позначення діода** (таблиця).



$t_{від}$	> 150 нс	30-150 нс	5-30 нс	1-5 нс	<1 нс
Третій елемент позначення	5	6	7	8	9

Приклад позначення імпульсних діодів: 2Д504А – кремнієвий, імпульсний, призначений для пристроїв спеціального використання, час відновлення зворотного опору >150 нс, номер розробки 04, група А. Більшість імпульсних діодів має металеве-скляне або скляне конструктивне оформлення.

Рис. Створення переходу з нерівномірним розподілом донорів у базі дифузією акцепторів до напівпровідника  $n$ -типу



# ВАРИКАПИ

• **Варикапи** – це напівпровідникові діоди, у яких використовується залежність бар'єрної ємності  $p-n$  переходу від зворотної напруги. Для використання до варикапу потрібно підвести **зворотну напругу**.

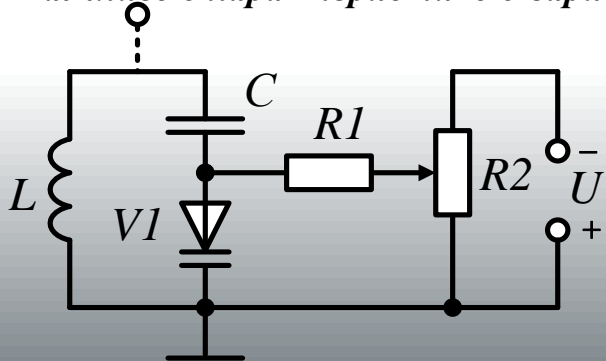
Варикапи поділяють на **підстроювальні** (третій елемент позначення – 1) і **варактори** (третій елемент – 2).

• **Підстроювальні варикапи** використовують, наприклад, для **електронного підстроювання резонансної частоти коливальних контурів** (рис.). На схемі рис. конденсатор  $C$  запобігає замиканню напруги зміщення через котушку індуктивності  $L$ . Ємність конденсатора значно перевищує бар'єрну ємність варикапа  $V1$ . Тому резонансна частота контуру дорівнює  $\omega = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{V1}}}$ , де  $C_{V1}$  – ємність варикапа.

• Регулюючи напругу зміщення, яка подається на варикап з потенціометра  $R2$  через резистор  $R1$ , можна **змінювати ємність приладу**, а отже, і резонансну частоту контуру. Резистор  $R1$  запобігає можливості шунтування коливального контуру при переміщенні повзунка потенціометра. Опір  $R1$  вибирають більшим, ніж резонансний опір контуру.

• **Варактор** (англ. vari (able) - змінний і act - дія) - **напівпровідниковий діод, за принципом дії аналогічний варикапу**. Використовується переважно як **нелінійний елемент в помножувачах частоти, а також для посилення колювання в параметричних підсилювачах надвисокочастотного діапазону**. Завдяки тому що при зміні напруги на діоді від прямої до зворотної його ємність змінюється на кілька порядків, **він може бути використаний як змінний конденсатор**.

• **Важливою характеристикою варикапу є його добротність.**



**Основні параметри варикапів:**

**номінальна ємність**, виміряна при даній зворотній напрузі

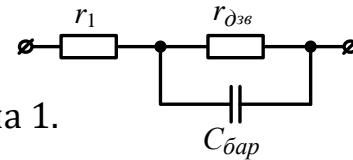
$U_{зв}$ ; **максимально допустима зворотна напруга**  $U_{зв\ max}$ ;

**добротність** варикапа  $Q$ , яка визначається відношенням реактивного опору до опору втрат.

# ВАРИКАПИ

• Розглянемо вплив параметрів еквівалентної схеми діодів на добротність варикапа.

• Комплексний опір діода при зворотному включенні:  $Z_{зв} = r_1 + \frac{r_{дзв}}{1 + i\omega C_{бар} r_{дзв}}$ , де  $i$  – уявна 1.



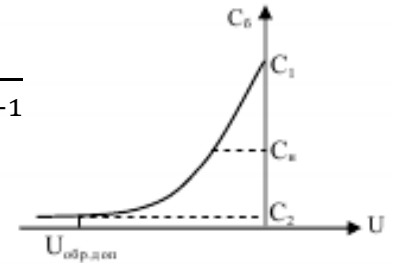
• З цієї формули випливає, що реактивна складова опору діода дорівнює:  $x_c = \frac{\omega C_{бар} r_{дзв}^2}{1 + \omega^2 C_{бар}^2 r_{дзв}^2}$ ,

а активна –  $R = \frac{r_{дзв}^2 (r_1 \omega^2 C_{бар}^2 r_{дзв} + \frac{r_1}{r_{дзв}} + 1)}{1 + \omega^2 C_{бар}^2 r_{дзв}^2}$ .

З формул можна записати вираз для добротності варикапа:  $Q = \frac{x_c}{R} = \frac{\omega C_{бар} r_{дзв}}{\omega^2 C_{бар}^2 r_{дзв}^2 r_1 + \frac{r_1}{r_{дзв}} + 1}$

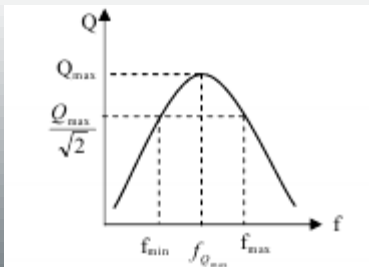
В області низьких частот  $\omega^2 C_{бар}^2 r_{дзв}^2 r_1 \ll \frac{r_1}{r_{дзв}} + 1$  і  $Q \sim \omega C_{бар} r_{дзв}$

В області високих частот  $\omega^2 C_{бар}^2 r_{дзв}^2 r_1 \gg \frac{r_1}{r_{дзв}} + 1$ , і тоді  $Q \sim \frac{1}{\omega C_{бар} r_1}$



З виразів випливає, що з метою збільшення добротності варикапа необхідно збільшувати зворотний опір його  $p-n$  переходу і зменшувати опір бази.

• Для виконання першої умови варикапа виготовляють з кремнію. Для одержання малого опору бази для варикапа використовують структуру  $p^+ - n - n^+$ , в якій база складається з двох шарів:  $n$  і  $n^+$  (рис.);  $n$  - шар бази має малу товщину, тому при зворотному вмиканні вся ОПЗ розміщується в цьому шарі. Опір бази в цьому випадку утворено лише сильнолегованою  $n^+$  - областю, і тому він має малу величину. Ця структура, крім того, дозволяє значно збільшити зворотну напругу варикапа.



Використовувати варикап рекомендується в діапазоні частот, де добротність максимальна, а втрати мінімальні.

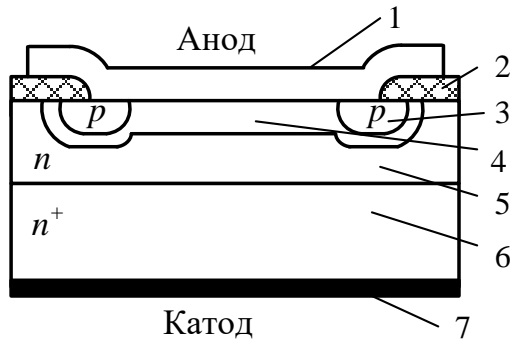
$p^+$
$n$
$n^+$

# ДІОДИ ШОТТКІ

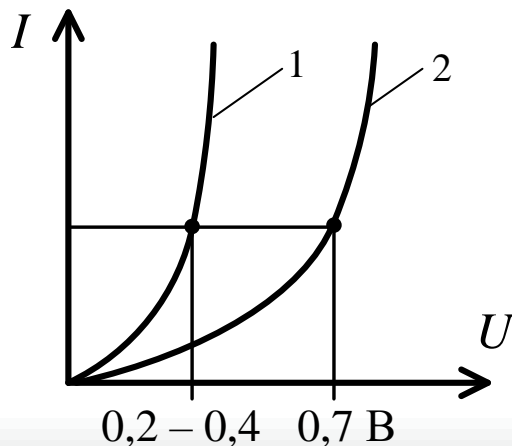
- **Діод Шотткі** – це діод, в якому застосовується випрямний контакт металу з напівпровідником.
- Як відомо, при співвідношенні робіт виходу електронів з металу і напівпровідника  $n$  типу  $\Phi_n > \Phi_m$ , та  $p$ -типу  $\Phi_n < \Phi_m$  у приконтактній області напівпровідника можна сформувати збіднений шар, який забезпечує вентильні властивості переходу (асиметрію ВАХ). При цьому **випрямна дія діодів з контактами «метал-напівпровідник» (діодів Шотткі) ґрунтується на перенесенні заряду лише основними носіями**, саме тому в цих приладах відсутнє явище інжекції неосновних носіїв при їх вмиканні та екстракції при вимиканні. Оскільки ці явища є інерційними у часі, то діоди Шотткі, позбавлені їх, відповідно вони виявляють підвищену порівняно з діодами на основі  $p$ - $n$  переходу швидкодію.
- На швидкодію і частотні властивості діодів Шотткі також суттєво впливають бар'єрна ємність контакту і розподілений опір бази. Зменшення першої досягається збільшенням товщини збідненого шару, що додатково впливає на збільшення пробивної напруги діода і зменшення ймовірності небажаного тунельного ефекту на потенційному бар'єрі.
- Зниження другого досягається збільшенням концентрації домішок у базі діода (для поліпшення частотних властивостей застосовують  $n$ -базу, оскільки електрони мають рухливість вищу, аніж дірки). Оскільки мінімізація ємності контакту і опору бази є процесами суперечливими (одночасне задовільнення цих умов вимагає відповідно зменшення та збільшення концентрації донорних домішок), то у конструкції діодів Шотткі доцільно застосовувати двошарову базу, де  $n$ -шар низьколегований, і в ньому переважно розміщується збіднена область бар'єра Шотткі, а  $p^+$ -шар – високолегований, бо саме він забезпечує мале значення розподіленого опору бази.

# ДІОДИ ШОТТКІ

Таким чином, будова діодів Шотткі може бути такою, як показано на рис.



- 1 – металевий анод;
- 2 – прошарок оксиду;
- 3 –  $p$ -області для створення запобіжного  $p-n$  переходу (таке «запобіжне кільце» дозволяє усунути периферійні лавинні пробої структури і через це збільшити напругу пробою до 250 В у потужних приладах);
- 4 – область просторового заряду (власне бар'єр Шотткі);
- 5 – активний шар бази;
- 6 – сильнолегована підкладка;
- 7 – омичний контакт катода.



• Ще однією **перевагою** діодів Шотткі є менше падіння напруги на приладі у відкритому стані (рис.).

• **Недоліком** діодів Шотткі є більші приблизно на 3 порядки зворотні струми порівняно з діодами на основі  $p-n$  – переходу.

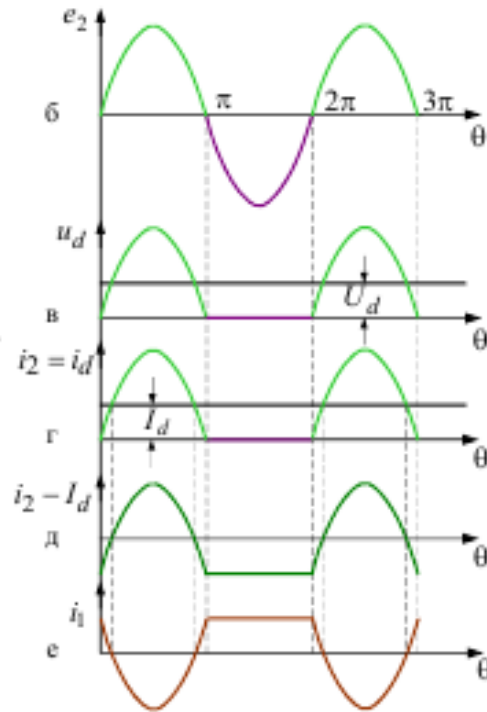
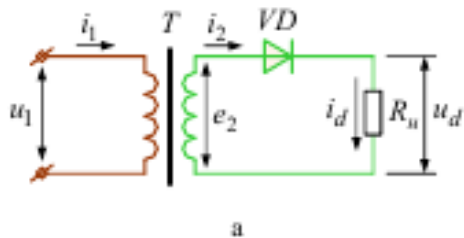
• Потужні діоди Шотткі з площею переходу в декілька квадратних міліметрів при  $U_{np} = (0,4-0,6)$  В,  $I_{np} < 10$  А і граничною частотою кілька сотень кГц застосовуються в **перемикачах джерел живлення**. Швидкодіючі бар'єри Шотткі широко використовується в **мікросхемотехніці**.

Рис. 1. Прямі гілки ВАХ:

1 – діода Шотткі;

2 – діода на основі  $p-n$  – переходу

# ОДНОФАЗНА НАПІВПЕРІОДНА СХЕМА ВИПРЯМЛЯМЛЕННЯ СТРУМУ



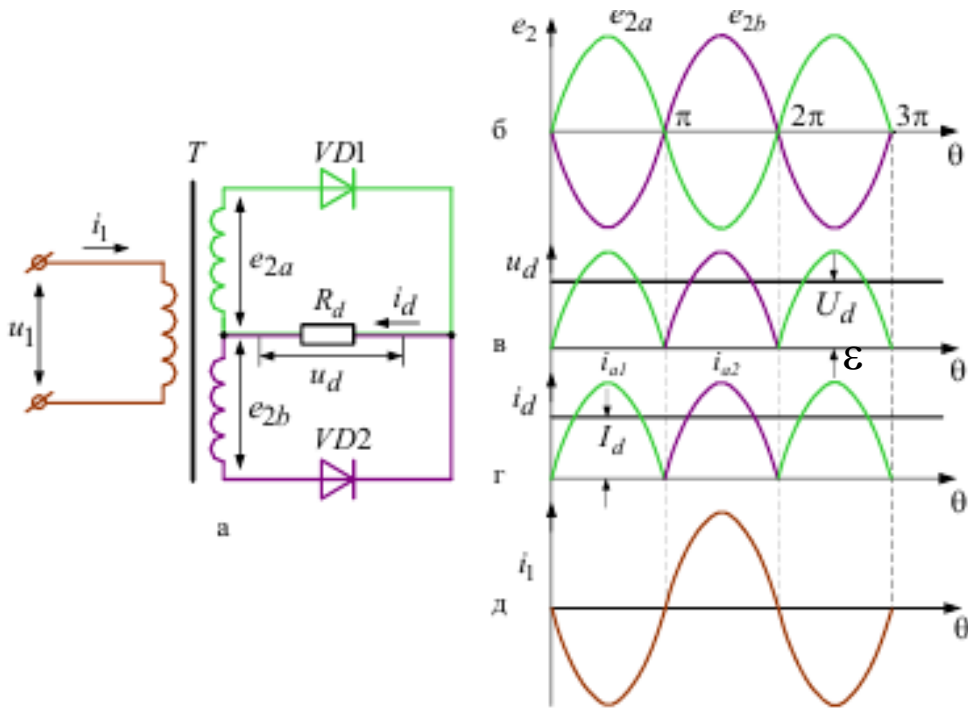
•Найпростішою схемою випрямляча є *однофазна напівперіодна схема* (рис. а).

•Трансформатор  $T$  тут грає подвійну роль: він служить для подачі на вхід випрямляча ЕРС  $\mathcal{E}_2$ , що відповідає заданій величині випрямленої напруги  $E_d$ , і забезпечує гальванічну розв'язку електричної ділянки навантаження і кола живлення. Параметри, що відносяться до ділянки постійного струму, тобто до вихідної ділянки випрямляча, прийнято позначати індексом  $d$  (від англійського слова direct - прямий):  $R_d$  - опір навантаження;  $U_d$  - миттєве значення випрямленої напруги;  $I_d$  - миттєве значення випрямленого струму.

•Завдяки односторонній провідності вентиля *струм в електричному колі навантаження буде проходити тільки протягом однієї половини періоду напруги на вторинній обмотці трансформатора*, що визначає і назва цієї схеми.

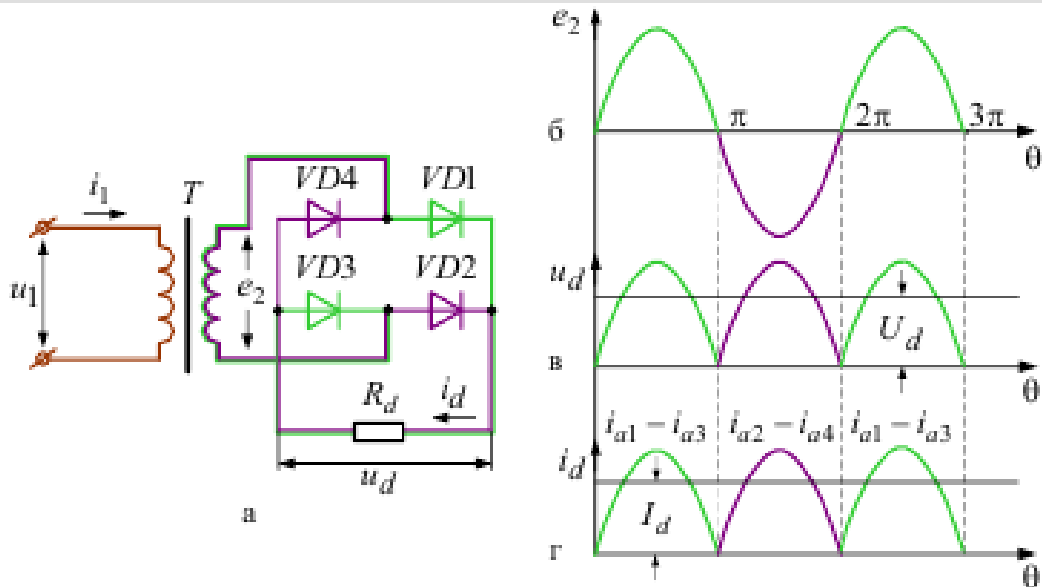


# ДВОНАПІВПЕРІОДНА СХЕМА ВИПРЯМЛЕННЯ СТРУМУ



Ця схема являє собою два однонапівперіодних випрямляча, що працюють на загальне навантаження  $R_d$  і живляться від ЕРС, що знаходяться в протифазі  $\varepsilon_{2a}$  і  $\varepsilon_{2b}$  (рис. а). Для створення цих ЕРС в схемі є обов'язковим наявність трансформатора  $T$  з двома обмотками на вторинній стороні, що мають спільну середню точку. На рис. 2.24, б, в, г, д представлені часові діаграми для двонапівперіодної схеми випрямляча з середньою точкою.

# ОДНОФАЗНА МОСТОВА СХЕМА

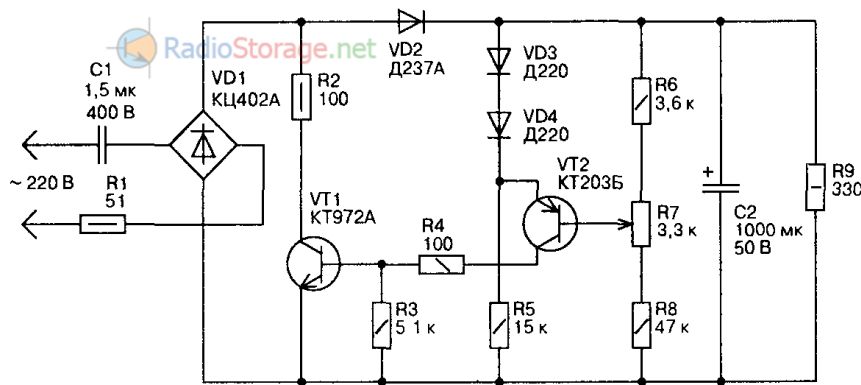


•Схема являє собою міст з вентилів  $VD_1$ - $VD_4$  (рис., а), в одну діагональ якого включене навантаження, а в іншу - змінна напруга (ЕРС)  $\varepsilon_2$ . У позитивному напівперіоді відкриті вентиля  $VD_1$ - $VD_3$ , в негативному -  $VD_2$ - $VD_4$ . Струм в навантаженні проходить в одному і тому ж напрямі протягом обох напівперіодів, тому ця схема, так само як і попередня, відноситься до двонапівперіодних схем випрямлення. **Силовий трансформатор тут не є принципово необхідним** і потрібен тільки для створення необхідної величини напруги  $\varepsilon_2$  на вході випрямляча, відповідного заданій величині випрямленої напруги  $U_d$ , а також для забезпечення гальванічної розв'язки між ділянкою живлення і навантаженням випрямляча.

•На рис., б, в, г, д представлені часові діаграми для однофазної мостової схеми випрямляча.

# БЕЗТРАНСФОРМАТОРНИЙ БЛОК ЖИВЛЕННЯ З РЕГУЛЬОВАНОЮ ВИХІДНОЮ НАПРУГОЮ

• *Запропонований безтрансформаторний блок живлення дозволяє в широких межах плавно змінювати вихідну напругу.* Його особливість полягає в використанні регульованого негативного зворотного зв'язку з виходу блоку на транзисторний каскад VT1, що включений паралельно виходу діодного моста. Цей каскад є паралельним регулюючим елементом і управляється сигналом з виходу однокаскадного підсилювача на транзисторі VT2. Вихідний сигнал VT2 залежить від різниці напруги, що подаються зі змінного резистора R7, включеного паралельно виходу блоку живлення, і джерела опорної напруги на діодах VD3, VD4. По суті, *схема являє собою регульований паралельний стабілізатор.* Роль баластного резистора грає конденсатор C1, що гасить, роль паралельного керуваного елемента - транзистор VT1. **Працює цей блок живлення в такий спосіб.** При включенні в мережу транзистори VT1 і VT2 замкнені, через діод VD2 відбувається заряд накопичувального конденсатора C2. При досягненні на базі транзистора VT2 напруги, рівної опорній на діодах VD3, VD4, транзистори VT2, VT1 починають відпиратися. Транзистор VT1 шунтує вихід діодного моста, і його вихідна напруга починає падати, що призводить до зменшення напруги на накопичувальному конденсаторі C2 і до замикання транзисторів VT2 і VT1. Це, в свою чергу, викликає зменшення шунтування виходу діодного моста, збільшення напруги на C2 і відмикання VT2, VT1, тощо. За рахунок негативного зворотного зв'язку, що діє таким чином, вихідна напруга залишається постійною (стабілізованою) при включеному навантаженні R9 і без нього, на холостому ході. Його величина залежить від положення ковзного контакту потенціометра R7. Верхньому (за схемою) положенню движка відповідає більша вихідна напруга. **Максимальна вихідна потужність наведеного пристрою дорівнює 2 Вт.** Межі регулювання вихідної напруги - від 16 до 26 В, а при замкненому діоді VD4 межі регулювання - від 15 до 19,5 В. В цих діапазонах при відключенні R9 (скидання навантаження) збільшення вихідної напруги не перевищує одного відсотка.



<https://forms.gle/6gBgwCfJxTyRyW1F9>

**ДЯКУЮ ЗА УВАГУ**

# “ТВЕРДОТІЛЬНА ЕЛЕКТРОНІКА”

**Лектор проф. Опанасюк Анатолій Сергійович**

*Метою вивчення дисципліни* є формування у студентів знань у області напівпровідникових приладів та особливостей їхнього застосування в електронних схемах.

У результаті вивчення дисципліни студенти повинні:

розширити свій науково-технічний кругозір в області елементів електронної техніки; придбати знання, необхідні інженеру, що займається експлуатацією пристроїв і систем промислової електроніки.

**Після засвоєння матеріалу навчальної дисципліни студент повинен:**

**ЗНАТИ:**

- фізичні принципи роботи приладів твердотіЛЬНОї електроніки що є основою їх функціонування;
- параметри і характеристики різних напівпровідникових приладів і елементів інтегральних мікросхем, необхідні для забезпечення їх штатних режимів роботи;
- експлуатаційні особливості та можливі застосування;
- типові аналогові та цифрові схемотехнічні рішення.

# РЕГЛАМЕНТ 2022 р.

Курс викладається 2 семестри: модульних циклів – 4 (2/2)

Структура навчальної дисципліни: 300 год./10 кредитів (5/5)

Всього 128 год. (64 год./64 год.),

Лк. – 32 год./32 год., практи. – 16 год./16 год., лаб. роб. – 16 год./16 год.

ПМК - 1 семестр, ДСК - 2 семестр

РГР – 1 сем.; КР - 2 сем. (30 год. – 1 кредит)

Шкала оцінювання: R=100 балів

## **Нарахування балів:**

**робота на лекції**  $16 \cdot 0,5 = 8$  балів

**практичні заняття**  $8 \text{ пр.} \cdot 2 \text{ бали/пр.} = 16$  балів

(з них 0,5 балів за присутність на практичному занятті та 2,5 бали за виконання завдань)

**лабораторні заняття:**  $8 \text{ лаб. зан.} \cdot 3 \text{ бали/лаб.} = 24$  балів

(0,5 балів за присутність на лабораторній роботі та 2,5 бали за захист лабораторної роботи)

**модульні контролі:**  $2 \cdot 20 = 40$  балів

РГР - 12 балів

*Додаткові бали за наукову роботу від 2 до 10 балів*

# ШКАЛА ОЦІНЮВАННЯ ЗНАНЬ СТУДЕНТІВ

Сума балів	Оцінка ESTS	Оцінка за національною шкалою	
		ДСК або ПСК	залік
90-100	A	відмінно	зараховано
82-89	B	добре	
74-81	C		
64-73	D	задовільно	
60-63	E		
35-59	FX	незадовільно	не зараховано
1-34	F		

# ЛІТЕРАТУРА

1. Твердотільна електроніка: підручник / О. В. Борисов, Ю. І. Якименко; за заг. ред. Ю. І. Якименка. – Київ: НТУУ «КПІ», 2018. – 484 с.
2. Бондаренко І.М. Твердотільна електроніка: навч. посібник для студентів ЗВО / І.М. Бондаренко, О.В. Бородін, О.Б. Галат, В.П. Карнаушенко. – Харків: ХНУРЕ, 2020. – 236 с.
3. Болюх В. Ф., Данько В. Г. Основи електроніки і мікропроцесорної техніки: Навч. посібник. – Харків: НТУ «ХПІ», 2011. – 257 с.
4. Papadopoulos C. Solid-State Electronic Devices: An Introduction / C. Papadopoulos. - Springer Science, 2014. – 287 p.
5. Streetman B. Solid State Electronic Devices 7th Edition / B. Streetman, S. Banerjee/ - University of Texas at Austin, 2016. – 212 p.
6. Твердотільна електроніка, навч. посіб. / О.А. Борисенко, О.М. Кобяков, А.І. Новгородцев та ін. - Суми: СумДУ, 2013. – 271 с.
7. Методичні вказівки до самостійної роботи студентів з дисципліни «Твердотільна електроніка» / укладачі Кобяков О.М., Опанасюк А.С. - Суми: Сумський державний університет, 2021. – 45 с.
8. Методичні вказівки до лабораторних робіт із дисципліни «Твердотільна електроніка» / укладачі: А. С. Опанасюк, А. І. Новгородцев, О. А. Любивий, О. В. Д'яченко. – Суми : Сумський державний університет, 2022. – 84 с.



# БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ

• **Біполярний транзистор (БТ)** – це електроперетворювальний напівпровідниковий прилад з одним, двома або кількома  $p-n$  – переходами, який має три або більше відводів і здатний підсилювати потужність.

• Робота БТ ґрунтується на тому, що між його переходами існує взаємодія: **змінюючи струм одного з переходів, можна керувати зміною струму іншого переходу (струмом через прилад)**. Малі розміри і маса, здатність працювати при малій напрузі, висока механічна міцність, довговічність і зручність мікромініатюризації зумовили найширше використання цих приладів у електроніці впродовж останніх десятиріч.

## КЛАСИФІКАЦІЯ ТРАНЗИСТОРІВ

• За характером перенесення носіїв заряду розрізняють **біполярні (БТ) та польові (ПТ) транзистори**.

**БТ** – це здебільшого двоперехідні прилади, у процесі струмопроходження яких беруть участь носії обох знаків: і основні, і неосновні.

У **ПТ** струм створюється рухом носіїв одного знака.

• За кількістю переходів розрізняють **одноперехідні, двоперехідні та багатоперехідні** транзистори. Серед БТ найбільш поширені транзистори з трьома виводами тобто **двох перехідні**.

• За типом провідності (послідовність розміщення напівпровідникових областей) **розрізняють  $p-n-p$  – та  $n-p-n$  – транзистори**.

• За характером розподілу атомів домішок та руху носіїв у базі розрізняють **дрейфові та бездрейфові БТ**.

• За величиною допустимої потужності, що розсіюється на електродах приладу, транзистори поділяють на **малопотужні** (до 0,3 Вт), **середньої потужності** (від 0,3 до 1,5 Вт) та **потужні** (більше 1,5 Вт).

• За значенням граничної частоти розрізняють БТ: **низькочастотні** (до 3 МГц), **середньої частоти** (від 3 до 30 МГц) та **високочастотні** (більше 30 МГц).

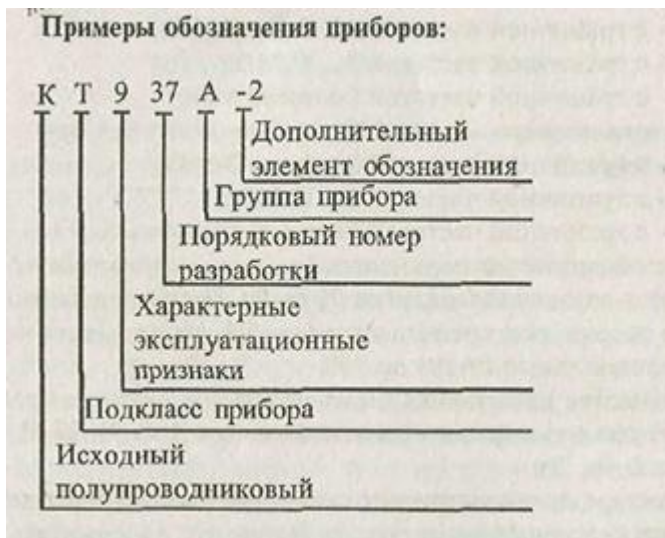
# КЛАСИФІКАЦІЯ ТРАНЗИСТОРІВ



**IGBT (БТИЗ) транзистор** - це прилад, який представляє собою гібрид ПТ і БТ. Таке поєднання привело до того, що він успадкував позитивні якості, як ПТ, так і БТ. Суть його роботи полягає в тому, що ПТ управляє потужним БТ. В результаті перемикання потужного навантаження стає можливим при малій потужності, оскільки керуючий сигнал надходить на затвор ПТ.

# СИСТЕМА ПОЗНАЧЕНЬ БТ

- Система позначень сучасних типів транзисторів встановлена галузевим стандартом ОСТ 11336.919-81. В основу системи позначень покладений літеро-цифровий код.
- Згідно з ГОСТ система позначень транзисторів налічує 6 елементів:
- **Перший елемент** (цифра або літера) позначає *вихідний напівпровідниковий матеріал*, на основі якого виготовлений транзистор.
- **Другий елемент** (літера) визначає *підклас (або групу) транзисторів*.
- **Третій** (цифра) - *основні функціональні можливості* транзистора.
- **Четвертий** (цифра) - позначає *порядковий номер розробки* технологічного типу транзистора.
- **П'ятий** (літера) - умовно визначає *класифікацію за параметрами транзисторів*, виготовлених за єдиною технологією.
- **Шостий** (цифра) – *додатковий елемент позначення*.



Для позначення вихідного матеріалу використовуються наступні символи:

Г, або 1, - германій або його сполуки;

К, або 2, - кремній або його сполуки;

А, або 3, - сполуки галію (арсенід галію)

І, або 4, - сполуки індію

# СИСТЕМА ПОЗНАЧЕНЬ БТ

•Для позначення підкласів використовується одна з двох букв: ***T - біполярні і П - польові транзистори***

Для позначення найбільш характерних експлуатаційних ознак транзисторів застосовуються такі цифри:

•для ***транзисторів малої потужності*** (максимальна потужність, що розсіюється транзистором, не більше 0,3 Вт):

1 - з граничною частотою коефіцієнта передачі струму або максимальною робочою частотою (далі граничною частотою) не більше 3 МГц;

2 - з граничною частотою 3 ... 30 МГц;

3 - з граничною частотою більше 30 МГц;

•для ***транзисторів середньої потужності*** (0,3 ... 1,5 Вт):

4 - з граничною частотою не більше 3 МГц;

5 - з граничною частотою 3 ... 30 МГц;

6 - з граничною частотою більше 30 МГц;

•для ***транзисторів великої потужності*** (більше 1,5 Вт):

7 - з граничною частотою не більше 3 МГц;

8 - з граничною частотою 3 ... 30 МГц;

9 - з граничною частотою більше 30 МГц.

•Для позначення ***порядкового номера*** розробки використовують двозначне число від 01 до 99.

•Якщо порядковий номер розробки перевищує число 99, то застосовується тризначне число від 101 до 999.

•В якості ***класифікаційної літери*** застосовуються літери російського алфавіту (за ***винятком*** З, О, Ч, И, Ш, Щ, Ю, Ъ, Ы, Е).

•<http://fb.ru/article/136334/markirovka-tranzistorov---kakaya-ona-byivaet-tipyi-parametryi-i-harakteristiki-tranzistorov-markirovka>

# СИСТЕМА ПОЗНАЧЕНЬ БТ

•Стандарт передбачає також *введення в позначення ряду додаткових знаків*. Як додаткові елементи позначення *використовують такі символи*: цифри від 1 до 9 - для позначення модернізацій транзистора, що приводять до зміни його конструкції або електричних параметрів; літера С - для позначення наборів у загальному корпусі (транзисторні збірки); цифра, написана через дефіс, для безкорпусних транзисторів:

- 1 - з гнучкими відводами без кристалотримача;
- 2 - з гнучкими відводами на кристалотримачі;
- 3 - з жорсткими відводами без кристалотримача;
- 4 - з жорсткими відводами на кристалотримачі;
- 5 - з контактними майданчиками без кристалотримача і без відводів;
- 6 - з контактними майданчиками на кристалотримачі, але без відводів.

•*Приклади позначень транзисторів*: ГТ 605А – германієвий біполярний транзистор середньої потужності високої частоти широкого використання, номер розробки 05, група А; 2Т 144А – кремнієвий біполярний транзистор малої потужності низької частоти для пристроїв спеціального призначення, номер розробки 44, група А; КТ937А - 2 - кремнієвий біполярний, великої потужності, високочастотний, номер розробки 37, група А, безкорпусний, з гнучкими відводами на кристалотримачі.

•*Біполярні транзистори, розроблені до 1964 р.* такі що випускаються до теперішнього часу, мають систему позначень, що включає в себе *два або три елементи*.

•*Перший елемент* позначення - літера П, що характеризує клас біполярних транзисторів, або дві літери МП - для транзисторів в корпусі, що герметизуються способом холодного зварювання.

•*Другий елемент* - дво- або тризначне число, яке визначає порядковий номер розробки і вказує на підклас транзистора за родом вихідного напівпровідникового матеріалу і значенням допустимої потужності, що розсіюється і граничної частоти:

•від 1 до 99 - германієві малопотужні низькочастотні транзистори; від 101 до 199 - кремнієві малопотужні низькочастотні транзистори; від 201 до 299 - германієві потужні низькочастотні транзистори; від 301 до 399 - кремнієві потужні низькочастотні транзистори; від 401 до 499 - германієві високочастотні і НВЧ малопотужні транзистори; від 501 до 599 - кремнієві високочастотні і НВЧ малопотужні транзистори; від 601 до 699 - германієві високочастотні і НВЧ потужні транзистори; від 701 до 799 - кремнієві високочастотні і НВЧ потужні транзистори.

•*Третій елемент* позначення (у деяких типів він може бути відсутнім) - літера, умовно визначає класифікацію за параметрами транзисторів, виготовлених за єдиною технологією.

# ЕВРОПЕЙСКА СИСТЕМА PRO-ELECTRON

•*Основною позначення у системі Pzo-Electron є п'ять знаків. Прилади для спеціальної або промислової апаратури позначають трьома літерами, за якими слідує порядковий номер розробки, що складається з двох цифр. Напівпровідникові прилади для побутової апаратури позначають двома літерами, за якими слідує серійний номер з трьох цифр. В обох випадках **технічне значення мають тільки перші дві літери**, а решта вказують порядковий номер або особливе позначення приладу.*

•***Перший елемент** - означає вихідний матеріал (А - германій; В - кремній; С - арсенід галію; D - антимонід індію; R - сульфід кадмію).*

•***Другий елемент** - визначає підклас приладу (А - малопотужний діод; В - варикап; С - малопотужний НЧ транзистор; D - потужний НЧ транзистор; Е - тунельний діод; F - малопотужний ВЧ транзистор;*

*G - декілька приладів в одному корпусі; H - магнітодіод; L - потужний ВЧ транзистор; M - датчик Холла;*

*P – фотодіод, фототранзистор; Q - світлодіод; R - малопотужний регулюючий або перемикаючий прилад;*

*S - малопотужний перемикаючий транзистор; T - потужний регулюючий або перемикаючий транзистор;*

*U - потужний перемикаючий транзистор; X - помножувальний діод; Y - потужний випрямляючий діод;*

*Z - стабілітрон).*

•***Третій елемент** - цифри і літери: 100 ... 999 - прилади широкого застосування, Z10 ... A99 - прилади для промислової і спеціальної апаратури.*

•***Четвертий елемент і п'ятий елемент** - літери і цифри, що позначають - для стабілітронів - припустиму зміну номінальної напруги стабілізації (літера) і напругу стабілізації, В (цифра):*

*A = 1%; B = 2%; C = 5%; D = 10%; E = 15%.*

•*Для випрямних діодів, у яких анод з'єднаний з корпусом (R) - максимальну амплітуду зворотної напруги, В (цифра). Для тиристорів, анод яких з'єднаний з корпусом (R) - менше із значень максимальна напруга включення або максимальна амплітуда зворотної напруги, В (цифра).*

# ЯПОНСЬКА СИСТЕМА JIS-C-7012

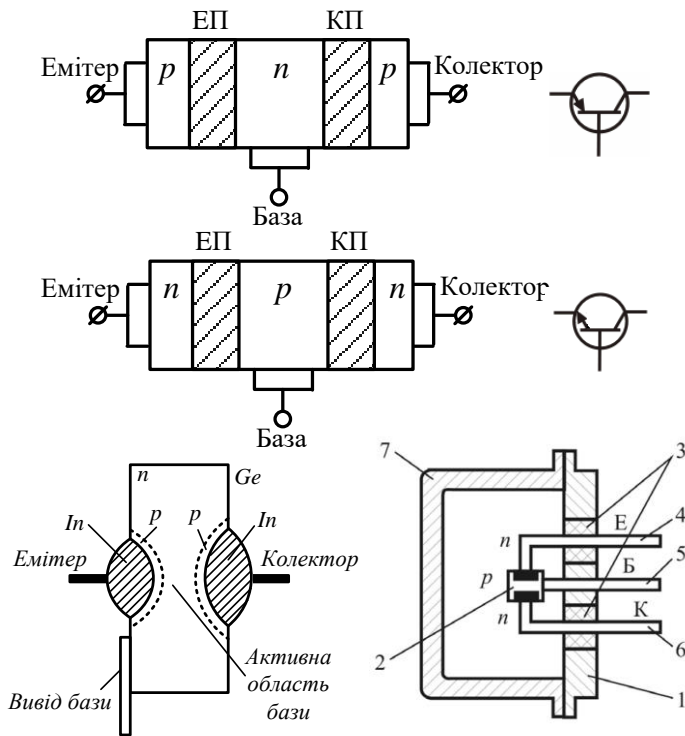
- У Японії широко використовується промисловий стандарт JIS асоціації Electronic Industries of Japan, який є комбінацією між системами позначень JEDEC і Pro-Electron.
- Умовне позначення складається з п'яти елементів:
  - **Перший елемент** - цифра, позначає вид (клас) напівпровідникового приладу: 0 - фотодіод, фототранзистор; 1 - діод; 2 - транзистор; 3 - тиристор.
  - **Другий елемент** - літера "S" означає "Semiconductor".
  - **Третій елемент** - літера, що позначає тип приладу: A - високочастотний транзистор з  $p-n-p$  переходом; B - низькочастотний транзистор з  $n-p-n$  переходом; C - високочастотний транзистор з  $n-p-n$  переходом; D - низькочастотний транзистор з  $p-n-p$  переходом; E - діод Єсаки (чотирьохшаровий діод зі структурою  $p-n-p-n$ ); F - тиристор; G - діод Ганна (чотирьохшаровий діод зі структурою  $n-p-n-p$ ); H - одноперехідний (не інжектуючий) транзистор; I - польовий транзистор з  $p$ -каналом; K - польовий транзистор з  $n$ -каналом; M - симетричний тиристор (семістор); Q - світлодіод; R - випрямний діод; S - слабкострумний діод; T - лавинний діод; V - варикап; Z - стабілітрон.
  - **Четвертий елемент** - позначає реєстраційний номер, починаючи з числа 11 ...
  - **П'ятий елемент** - літера (може бути відсутнім), позначає різні додаткові модифікації - "A" або "B"
  - **Шостий елемент** - додатковий індекс "N", "M" або "S", що показує ставлення до вимог спеціальних стандартів. У фотоприладах третій елемент маркування відсутній.

# БУДОВА СПЛАВНИХ ТРАНЗИСТОРІВ

• **Транзистор** – це напівпровідниковий монокристал з двома або більше  $p-n$  переходами.

На рисунку схематично показано будову БТ  $p-n-p$  та  $n-p-n$  - типів та їх умовне графічне позначення.

• **Принцип дії транзисторів обох типів однаковий.** Відміна полягає лише в полярності джерел зовнішньої напруги і в напрямі проходження струмів через електроди. Тому **надалі будемо розглядати тільки транзистори  $p-n-p$ -типу**, оскільки усі висновки щодо них справедливі і для транзисторів  $n-p-n$ -типу.



Конструкція малопотужного БТ: 1 – основа; 2 – кристал напівпровідника; 3 – ізолюючі втулки; 4, 5, 6 – виводи емітера Е, бази Б, колектора К; 7 – корпус

Середня область БТ називається **базою**.  $p$  - область, що відділена від бази  $p-n$  – **переходом з меншою площею**, називається **емітером**, а сам перехід називається **емітерним переходом (ЕП)**. Аналогічно до цього, крайня справа  $p$  - область називається **колектором**, а перехід між ним та базою – **колекторним переходом (КП)**.

**Спосіб виготовлення сплавних малопотужних БТ низької частоти полягає у наступному.**

До пластини кремнію  $n$ -типу з малим питомим опором ( $\rho = 1-1,5 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ ) з двох боків притискують два шматочки індію. Потім пластину поміщають у піч, в якій створюється вакуум до  $0,013 \text{ Па}$ , і підвищують температуру. Індій розплавляється, дифундує у сусідні шари кремнію створюючи  $p$ -область і під дією сил поверхневого натягу набуває форми сферичного сегмента (рис.). Площа розплавленого індію визначає активну площу  $p-n$  – переходу. Після цього здійснюється охолодження всієї конструкції з постійною швидкістю. Внаслідок цього відбувається рекристалізація областей.



# БУДОВА СПЛАВНИХ ТРАНЗИСТОРІВ

- Шари кремнію, з розчиненим індієм, містять у своїй кристалічній структурі тривалентні атоми акцепторної домішки і відповідно набувають провідності  $p$ -типу. Ці області утворюють з пластиною  $n$ -типу два  $p$ - $n$ - переходи.
- Менша з акцепторних областей, як правило, використовується як емітер, більша – як колектор.*
- Середня область з провідністю  $n$ -типу виконує функцію бази. Частина бази, що знаходиться безпосередньо між емітером та колектором, через яку проходять носії, називається *активною*.
- До областей емітера та колектора припаюють нікелеві (Ni) дротинки, які утворюють омічні контакти з індієм і відіграють роль відводів. Гнучкий відвід бази, припаяний до пластини кремнію, з'єднують з герметизованим металевим корпусом. Відводи емітера і колектора зварюють з гнучкими металевими стрижнями, які ізолювані від корпусу за допомогою скляних вставок.
- При виготовленні транзистора здійснюються умови  $N_{AE} \gg N_{DB}$ ,  $N_{AK} \gg N_{DB}$ , тобто робиться так, щоб *концентрація дірок в областях емітера і колектора значно перевищувала концентрацію електронів у базі*.
- Крім того, *ширина активної області бази має бути меншою від дифузійної довжини дірок:  $\omega < L_p$* . Це буде доведено пізніше.

# ВМИКАННЯ І РЕЖИМИ РОБОТИ БТ

- При ввімкненні БТ в електронну схему один його електрод вважають *вхідним*, другий – *вихідним*, а третій, відносно якого вимірюють вхідну і вихідну напруги – *спільним*.
- Розрізняють такі схеми вмикання БТ: *схема зі спільною базою ССБ* (рис. а), *схема зі спільним емітером ССЕ* (рис. б) і *схема зі спільним колектором ССК* (рис. в).
- Залежно від величини та полярності напруг на електродах приладу розрізняють такі **режими роботи БТ**:

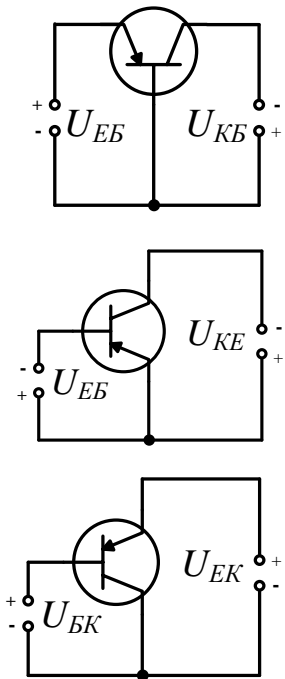


Схема вмикання  
БТ

**Режим відсікання (РВ).** Обидва  $p-n$  переходи вмикаються у зворотному напрямі (рис. а). Запірні шари переходів розширюються, їх опори зростають, і через переходи проходять зворотні струми колектора  $I_{КБ0}$  та емітера  $I_{ЕБ0}$ . Це струми неосновних носіїв емітерної та колекторної областей – електронів, і оскільки концентрація цих носіїв невелика, струми ці незначні. Внаслідок різниці площ переходів  $S_{КП} > S_{ЕП}$  для сплавних БТ  $I_{КБ0} \gg I_{ЕБ0}$ . **БТ закритий, вихідний струм некерований.**

**Режим насичення (РН).** ЕП і КП вмикаються в прямому напрямі. Дірки інжектуються у базу з емітера і колектора, створюючи великі струми насичення  $I_{Кнас}$  та  $I_{Енас}$ , що визначаються рухом основних носіїв  $p$ -областей. У базі відбувається накопичення неосновних нерівноважних носіїв, опір бази і всього БТ різко знижується. **Транзистор у цьому режимі вважають відкритим і насиченим, вихідний струм некерований.**

**Активний режим (АР).** ЕП увімкнено в прямому напрямі, КП – у зворотному. Полярність напруги на електродах БТ, зображених на рис. в, відповідає цьому режиму. У колі емітера транзистора проходить струм  $I_E$  за рахунок інжекції дірок з емітера в базу, а **колекторний струм  $I_K$  залежить від струму емітерного.** **Це основний режим роботи БТ як підсилювального приладу, коли вихідним струмом можна керувати за допомогою зміни вхідного струму.**

**Інверсний режим.** Це також режим керованого вихідного струму, однак ЕП увімкнено у зворотному напрямі, КП – у прямому.

# ОСНОВНІ ФІЗИЧНІ ПРОЦЕСИ В БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРАХ

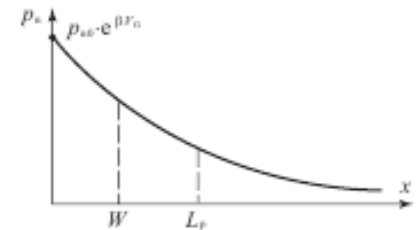
У робочому режимі біполярного транзистора проходять такі фізичні процеси: *інжекція, дифузія, рекомбінація і екстракція носіїв.*

Розглянемо  $p$ - $n$  перехід емітер - база за умови, що довжина бази велика. У цьому випадку при прямому зміщенні  $p$ - $n$  переходу з емітера в базу інжектуються неосновні носії.

Закон розподілу інжекттованих дірок  $p_n(x)$  за базою описується таким рівнянням:

$$p_n(x) = p_{n0} \cdot \exp(\beta U) \cdot \exp(-x/L_p)$$

Схематично розподіл інжекттованих дірок  $p_n(x)$  показано на рис.



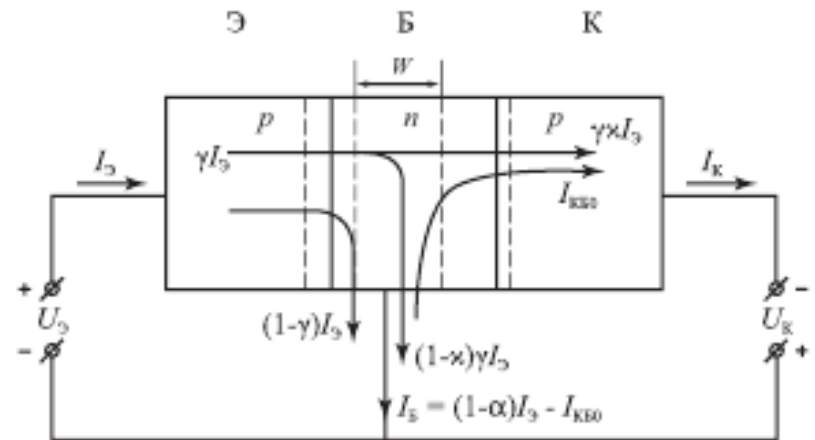
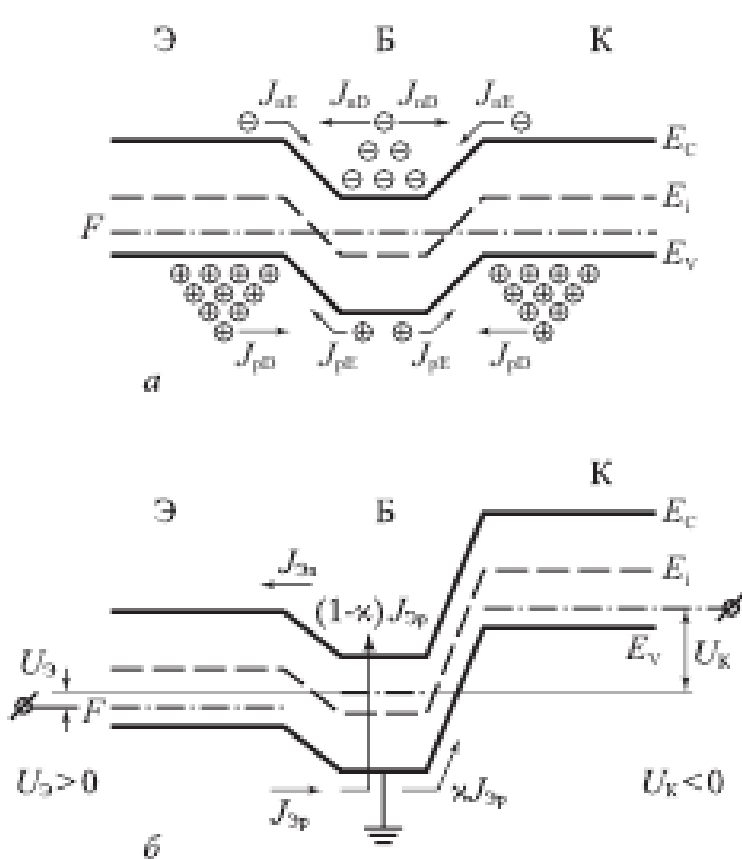
*Процес перенесення інжекттованих носіїв через базу - дифузійний.* Характерна відстань, на яку нерівноважні носії розповсюджуються від області збудження, - дифузійна довжина  $L_p$ . Тому якщо необхідно, щоб інжекттовані носії досягли колекторного переходу, *довжина бази  $\omega$  повинна бути меншою дифузійної довжини  $L_p$ .* *Умова  $\omega < L_p$  є необхідною для реалізації транзисторного ефекту - управління струмом у вторинному колі через зміну струму в первинному колі.*

В процесі дифузії через базу інжекттовані неосновні носії рекомбінують з основними носіями в базі. *Для відтворення основних носіїв в базі, що прорекомбінували, через зовнішній контакт повинна надійти така ж кількість носіїв.* Таким чином, *струм бази - це рекомбінаційний струм.* Носії, що продифундували через базу без рекомбінації потрапляють в електричне поле зворотно зміщеного колекторного  $p$ - $n$  переходу і *екстрагуються з бази в колектор.* Таким чином, *в БТ реалізуються чотири фізичних процеси:*

- *інжекція носіїв з емітера в базу;*
- *їх дифузія через базу;*
- *рекомбінація в базі;*
- *екстракція з бази в колектор.*

# ОСНОВНІ ФІЗИЧНІ ПРОЦЕСИ В БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРАХ

Ці процеси для одного типу носіїв заряду схематично показані на рис.



Схема, що ілюструє компоненти струму в біполярному транзисторі в схемі із загальною базою

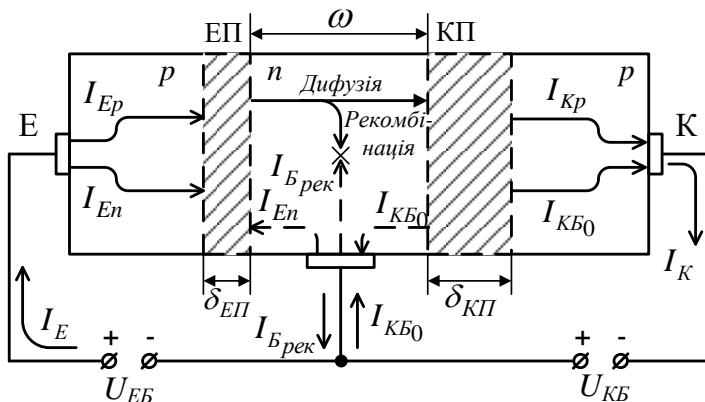
Зонна діаграма біполярного транзистора:  
а) в рівноважному стані, б) в активному режимі

# ПРИНЦИП ДІЇ БТ В АКТИВНОМУ РЕЖИМІ

- Принцип дії БТ розглянемо на прикладі **схеми зі спільною базою** (ССБ), яку показано на рис.
- Суцільними стрілками тут показано **діркові струми**, пунктирними стрілками – **електронні струми в базі**.
- При полярності напруги  $U_{EB}$ , що показана на рисунку, **дірки з емітера інжектуються у базу, а електрони – з бази в емітер**, оскільки ЕП увімкнено в прямому напрямі. Через ЕП проходять емітерні струми: дірковий  $I_{Er}$  та електронний  $I_{En}$ . Отже, в зовнішньому колі проходить емітерний струм

$$I_E = I_{Er} + I_{En} \sim I_{EB} \left( \exp\left(\frac{eU_{EB}}{kT}\right) - 1 \right).$$

- Співвідношення між складовими струму визначається **коефіцієнтом інжекції**  $\gamma = \frac{I_{Er}}{I_E} = \frac{I_{Er}}{I_{Er} + I_{En}} = \frac{1}{1 + \frac{I_{En}}{I_{Er}}}$
- Внаслідок інжекції концентрація дірок у базі біля ЕП підвищується до величини  $p_{BE}$ , яку можна визначити за формулою:  $p_{BE} \sim p_{n0} \exp\left(\frac{eU_{EB}}{kT}\right)$ , де  $p_{n0}$  - концентрація дірок у базі в стані рівноваги.



Розглянемо розподіл концентрації неосновних носіїв (дірок) у базі в цьому режимі. Протяжність бази визначається координатою  $x$ , тоді границя ЕП відповідає випадку  $x = 0$ , а границя КП –  $x = \omega$ . При  $x = 0$  концентрація дірок визначається за формулою наведеною вище. Концентрацію дірок у базі біля КП ( $x = \omega$ ) визначають за виразом

$$p_{BK} \sim p_{n0} \exp\left(\frac{eU_{EB}}{kT}\right)$$

# ПРИНЦИП ДІЇ БІПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА В АКТИВНОМУ РЕЖИМІ

• Розподіл неосновних носіїв у базі транзистора в установленому режимі визначають за допомогою *рівняння неперервності*:

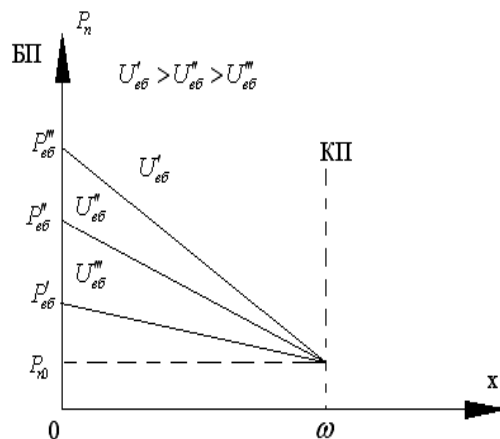
$$\frac{d^2(p_n - p_{n0})}{dx^2} - \frac{p_n - p_{n0}}{L^2 p} = 0,$$

розв'язок якого за граничних умов представлених на попередньому слайді при  $\omega \ll L_p$  має вигляд

$$\frac{dp_n}{dx} = - \frac{p_{BE} - p_{BK}}{L^2 p},$$

• З формули випливає, що градієнт концентрації неосновних носіїв у базі є величиною сталою відносно координати  $x$ , тобто *розподіл концентрації дірок у базі має лінійний характер*.

• З цього рисунка та формул бачимо, що *градієнт концентрації дірок змінюється при зміні напруги  $U_{EB}$* . Під дією цього градієнта дірки дифундують через базу від емітера до колектора. Частина дірок, не досягнувши КП, рекомбінує в області бази з електронами. На місце електронів, що рекомбінували, від джерела  $U_{EB}$  надходять нові електрони, створюючи *рекомбінаційну складову струму бази  $I_{Bрек}$* .



Дірки, що досягли КП, створюють *колекторний дірковий струм  $I_{Kp}$* , при цьому внаслідок рекомбінації в базі  $I_{Kp} < I_{Ep}$ . Процес перенесення неосновних носіїв через базу під дією градієнта концентрації характеризується

*коефіцієнтом перенесення*:  $\xi = \frac{I_{Kp}}{I_{Ep}} \approx 1 - \frac{\omega}{2L^2 p}$

*який оцінює міру зменшення колекторного діркового струму  $I_{Kp}$  відносно емітерного струму  $I_{Ep}$*

# БІПОЛЯРНИЙ ТРАНЗИСТОР В АКТИВНОМУ РЕЖИМІ

• Дірки, досягнувши КП, який увімкнено у зворотному напрямі, потрапляють у його прискорювальне поле і перекидаються (*екстрагуються*) в  $p$  - область колектора. *Екстракція дірок може супроводжуватись ударною іонізацією атомів напівпровідника і, як наслідок, лавинним множенням носіїв* (при великій зворотній напрузі  $U_{KB}$ ). Дірки, що потрапили в колектор внаслідок екстракції (при малих  $U_{KB}$ ) або ударної іонізації, порушують електричну нейтральність  $p$  - області, і це викликає приплив електронів від джерела  $U_{KB}$ , тобто проходження в зовнішньому колі колектора струму  $I'_K$ . *Процес множення носіїв у КП оцінюється коефіцієнтом підвищення колекторного струму:  $\zeta = \frac{I'_K}{I_{Kp}}$ .*

• Важливо запам'ятати, що за *нормальної роботи БТ  $\zeta = 1$ , і струм  $I_K = I_{Kp}$  називається керованим колектором струмом  $I_{Kкер}$* . Ця назва зумовлена тим, що *чим більше дірок інжектуються емітером у базу, тим їх більша кількість екстрагується до колектора*.

• Отже, струм  $I_{Kкер} = I'_K = I_K$  пропорційний до емітерного струму:

$$I_{Kкер} = h_{21Б} I_E,$$

де  $h_{21Б}$  - *статичний коефіцієнт передачі струму емітера*.

Оскільки  $I_{Kкер} = I'_K < I_{Ep}$ , то  $h_{21Б} < 1$ .

У формулі вважається, що  $I_E \approx I_{Ep}$ , тому що електронний струм  $I_{en}$  малий внаслідок слабкої легованості бази.

• З формули випливає найважливіша властивість БТ:

*керування вихідним струмом можливе при зміні струму вхідного.*

• При деякій напрузі на КП  $U_{KB} \geq U_{KBпроб}$ , коли в переході виникає явище пробою, коефіцієнт  $\zeta$  зростає ( $\zeta > 1$ ) і *струм  $I'_K > I_{Kp}$  буде некерованим*.

# БІПОЛЯРНИЙ ТРАНЗИСТОР В АКТИВНОМУ РЕЖИМІ

•Через ввімкнений у зворотному напрямі КП проходить *дрейфовий струм неосновних носіїв*, який називається *зворотним струмом колектора*  $I_{КБ0}$ . Цей струм проходить від “+” джерела  $U_{КБ}$  через базу, КП, колектор до “-”  $U_{КБ}$ . Оскільки напрям цього струму збігається з напрямом *керovanого колекторного струму*  $I_{Ккер}$ , то можна записати для повного колекторного струму БТ у схемі зі спільною базою в активному режимі

$$I_K = I_{Ккер} + I_{Кнекер} = h_{21Б}I_E + I_{КБ0},$$

де  $I_{Кнекер} = I_{КБ0}$  - некерована складова колекторного струму в ССБ.

З рисунка випливає, що *загальний струм бази дорівнює*

$$I_B = I_{Брек} + I_{Еп} - I_{КБ0} \approx I_{Брек} - I_{КБ0}.$$

•Струм емітера для транзистора можна знайти, враховуючи, що він має складові  $I_{Ер} = h_{21Б}I_E + I_{Брек}$  та  $I_{Еп}$ . Додавши і віднявши величину  $I_{КБ0}$ , одержимо

$$I_E = h_{21Б}I_E + I_{Брек} + I_{Еп} + I_{КБ0} - I_{КБ0}.$$

•Враховуючи формули що наведені вище нарешті одержимо вираз *першого закону Кірхгофа для струмів електродів БТ у довільній схемі ввімкнення*:

$$I_E = I_B + I_K.$$

•З рівнянь випливає

$$I_B = I_E - I_K = (1 - h_{21Б})I_E - I_{КБ0}.$$

• Порівнюючи формули, можна зробити висновок, що *рекомбінаційна складова струму бази дорівнює*

$$I_{Брек} = (1 - h_{21Б})I_E.$$

В активному режимі  $(1 - h_{21Б})I_E > I_{КБ0}$  тобто *напрям базового струму визначається рекомбінаційною складовою*.



# ВПЛИВ КОНСТРУКЦІЇ ТА РЕЖИМУ РОБОТИ ТРАНЗИСТОРА НА $h_{21B}$

• З формули при  $I_{кер} = I'_K$  випливає, що **статичний коефіцієнт**  $h_{21B} = \frac{I'_K}{I_E} = \frac{I'_K}{I_{Kp}} \cdot \frac{I_{Kp}}{I_{Ep}} \cdot \frac{I_{Ep}}{I_E} = \zeta \xi \gamma$ .

• Оскільки у **нормальному режимі роботи транзистора**  $\zeta = 1$ , то **статичний коефіцієнт передачі струму емітера**, дорівнює добутку **коефіцієнтів перенесення і інжекції**  $h_{21B} = \xi \gamma$ .

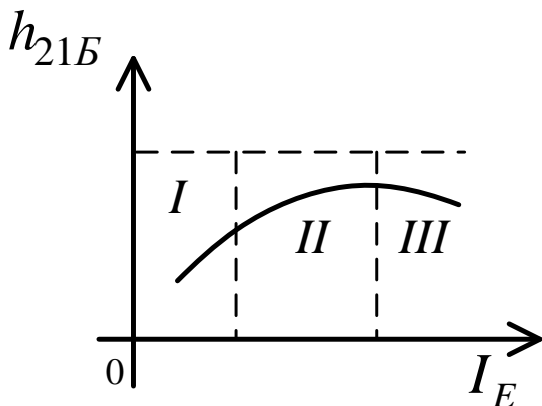
**Для поліпшення керувальних властивостей БТ потрібно збільшувати статичний коефіцієнт передачі струму емітера  $h_{21B}$  і, отже, його співмножники - коефіцієнт перенесення  $\xi$  та коефіцієнт інжекції  $\gamma$ .**

• **Ефективність емітера** (коефіцієнт інжекції  $\gamma$ ) **можна підвищити, збільшенням  $I_{Ep}$  і зменшенням  $I_{En}$ .**

• Це досягається виконанням умови  $N_{AE} \gg N_{DB}$ . При цьому діркова складова емітерного струму  $I_{Ep}$  значно перевищує електронну  $I_{En}$ , і коефіцієнт інжекції досягає величини  $\gamma = 0,995$ .

• **З метою збільшення коефіцієнта перенесення  $\xi$  потрібно зменшити активну ширину бази  $\omega$  або збільшити дифузійну довжину  $L_p$ .** Величину  $L_p$  можна збільшити за рахунок зменшення ймовірності рекомбінації дірок, що можна здійснити при слабкому легуванні бази донорними домішками ( $N_{DB}$  мала). Зменшення  $\omega$  до величини  $\omega = 0,1 L_p$  дозволяє отримати **коефіцієнт перенесення  $\xi = 0,995$ .** На коефіцієнт  $\xi$  впливає також відношення площі переходів  $S_{KП}/S_{EP}$ . Чим більше це відношення, тим менше дірок розсіюється у базі і тим їх більша кількість потрапляє на КП.

• **Для сучасних БТ величина статичного коефіцієнта передачі струму емітера  $h_{21B} \approx 0,99$ .**



Значення коефіцієнта  $h_{21B}$  залежить також від струму емітера  $I_E$  і від напруги  $U_{КБ}$ .

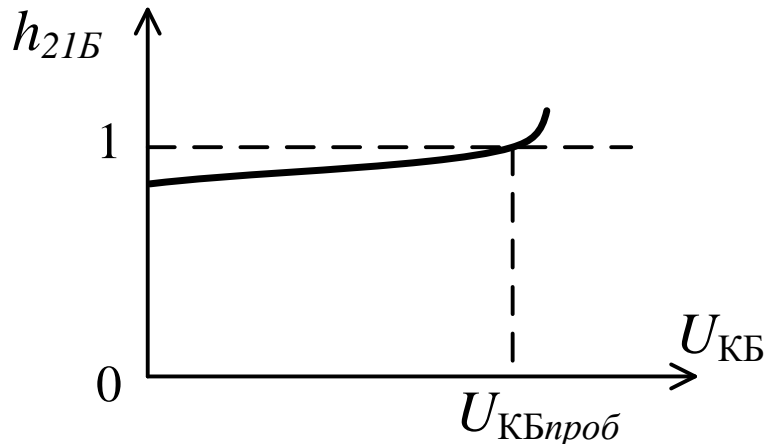
Графік залежності  $h_{21B} - I_E$  показаний на рис. В області малих  $I_E$  (ділянка I на рисунку) коефіцієнт інжекції значно менший від одиниці, оскільки  $I_{ep} \ll I_{Bрек}$  і більшість дірок, інжектованих через ЕП, рекомбінують у базі з електронами.

Залежність  $h_{21B}$  від струму емітера

# ВПЛИВ КОНСТРУКЦІЇ ТА РЕЖИМУ РОБОТИ ТРАНЗИСТОРА НА $h_{21Б}$

• При збільшенні  $I_E$  (ділянка II) дифузійні струми зростають швидше, ніж рекомбінаційні, і коефіцієнт перенесення  $\xi$  зростає, збільшуючи  $h_{21Б}$ . При великих струмах емітера (ділянка III) значно зростає інжекційна електронна складова струму емітера  $I_{En}$  за рахунок електронів від джерела  $U_{EB}$ . Це приводить до зменшення частки діркового струму через ЕП, зменшується  $\gamma$  і, отже, коефіцієнт передачі транзистора  $h_{21Б}$ .

• Залежність  $h_{21Б} - I_E$  визначається зміною (модуляцією) товщини бази (рис.), а також лавинним множенням носіїв у КП під час пробою. При збільшенні  $U_{KB}$  товщина запірного шару КП збільшується в напрямі базової області, оскільки  $N_{AE} \gg N_{DB}$ . Це супроводжується зменшенням активної ширини бази  $\omega$  і, отже, збільшенням коефіцієнта перенесення  $\xi$ . При деякій напрузі  $U_{KB} = U_{KBпроб}$  виникає пробій КП, лавинне помноження носіїв приводить до збільшення коефіцієнта  $\xi$ . Внаслідок цього, зростає і стає більшим за одиницю коефіцієнт передачі  $h_{21Б}$ .



Залежність  $h_{21Б}$  від напруги колектора

# СХЕМА ЗІ СПІЛЬНИМ ЕМІТЕРОМ

• **Схема включення БТ зі спільним емітером** наведена на рисунку для випадку **активного режиму**. **Фізичні процеси в транзисторі аналогічні до процесів у ССБ.**

• Під дією напруги  $U_{BE}$  в колі емітера проходить струм  $I_E$ . У базі цей струм розгалужується. Основна його частина йде до колектора, створюючи **керовану складову вихідного струму**. Друга, менша частина струму  $I_E$ , йде в коло бази, створюючи **струм бази рекомбінації**. Назустріч струму рекомбінації через базу проходить **зворотний струм колектора**  $I_{КБ0}$ . Таким чином, **вираз отриманий раніше є справедливим і для цієї схеми**. Але оскільки вхідним струмом в ССБ є струм бази  $I_B$ , то потрібно одержати залежність  $I_K$  від  $I_B$ . З цією метою у формулу  $I_K = I_{Ккер} + I_{Кнекер} = h_{21B}I_E + I_{КБ0}$ , потрібно підставити значення  $I_E = I_B + I_K$ . Одержимо

$$I_K = h_{21B}(I_B + I_K) + I_{КБ0}$$

звідки  $I_K = \frac{h_{21B}}{1-h_{21B}} I_B + \frac{1}{1-h_{21B}} I_{КБ0}$ . Вводячи позначення  $h_{21E} = \frac{h_{21B}}{1-h_{21B}}$  вираз можна одержати у вигляді  $I_K = h_{21E}I_B + (1+h_{21E}) I_{КБ0}$ .

З формули випливає, що **у ССБ струм колектора має керовану складову  $h_{21E}I_B$  що залежить від вхідного струму, і некеровану  $(1+h_{21E}) I_{КБ0}$ .**

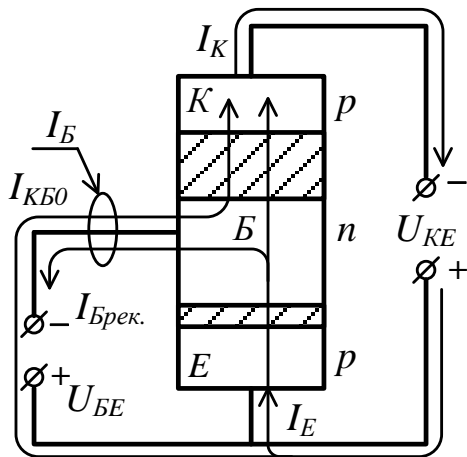
Коефіцієнт пропорційності  $h_{21E}$ , який установлює зв'язок між керованою складовою  $I_K$  і струмом бази, **називають статичним коефіцієнтом передачі базового струму**. При значеннях  $h_{21B} = (0,95-0,99)$  значення  $h_{21E}$  становлять відповідно 19-99.

## Переваги ССБ:

високий статичний коефіцієнт передачі вхідного струму  $h_{21E} \gg h_{21B}$  - **гарні підсилювальні властивості БТ у схемі зі спільним емітером;**

**значно більший вхідний опір ССБ порівняно з ССБ**, оскільки при однакових вхідних напругах  $|U_{EB}| = |U_{BE}|$  струм бази  $I_B$  значно менший, ніж струм емітера  $I_E$ .

**Недоліком схеми** зі спільним емітером є те, що **некерована складова її колекторного струму в  $(1+h_{21E})$  разів більша, ніж у ССБ**, оскільки струм  $I_{КБ0}$  як одна зі складових вхідного струму  $I_B$  підсилюється транзистором.



# СХЕМА ЗІ СПІЛЬНИМ КОЛЕКТОРОМ

•БТ у схемі ввімкнення *зі спільним колектором* показано на рисунку. Режим роботи транзистора – *активний режим*, вхідна напруга схеми  $U_{KB}$ , вихідна –  $U_{EK}$ , вхідний струм  $I_B$ , вихідний –  $I_E$ .

За формулами  $I_K = I_{Kкер} + I_{Kнекер}$  та  $I_E = I_B + I_K$  одержуємо

$$I_E = \frac{1}{1-h_{21B}} I_B + \frac{1}{1-h_{21B}} I_{KB0}$$

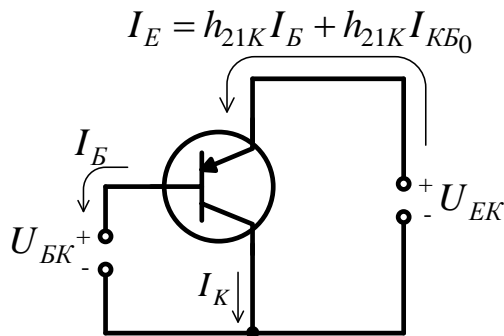
Позначаючи

$$h_{21K} = \frac{1}{1-h_{21B}},$$

вираз можна перетворити до вигляду

$$I_E = h_{21K} I_B + h_{21K} I_{KB0}$$

•Отже, вихідний струм ССК має керовану складову  $h_{21K} I_B$  і некеровану  $h_{21K} I_{KB0}$ . Параметр  $h_{21K}$  називається *статичним коефіцієнтом передачі струму бази* у схемі зі спільним колектором. Порівнюючи вирази, можна дійти висновку, що  $h_{21K} \approx h_{21E}$ . Тому ССК також добре підсилює вхідний струм.



Оскільки в схемі (рис.)  $U_{EK} = U_{BK} + U_{EB} \approx U_{BK}$  (тому що  $U_{EB}$  мала як напруга на прямо увімкненому переході), а  $I_{вих} = I_{ex}$  (тому що  $I_E = I_B$ ), то ССК має таку важливу властивість:

*великий вхідний і малий вихідний опори. Ця обставина обумовлює використання схеми зі спільним колектором при побудові емітерних повторювачів.*

*Недолік ССК той самий, що і в ССЕ: оскільки  $I_{KB0}$  як складова базового струму підсилюється транзистором і  $h_{21K} \approx h_{21E}$ , то схема має велику некеровану складову вихідного струму.*

# МОДЕЛЬ ЕБЕРСА-МОЛЛА

• Формули **Молла - Еберса** є універсальними співвідношеннями, які описують характеристики БТ у всіх режимах роботи.

• З метою аналізу властивостей БТ або електронних схем з транзисторами потрібно використовувати співвідношення, які встановлюють зв'язок між струмами БТ і напругою на його електродах. Ці співвідношення можна одержати з моделі транзистора (рис.), яка має назву моделі **Еберса-Молла**. У цій моделі не враховуються об'ємні (розподілені) опори областей емітера, колектора та бази, переходи зображені як діоди. Джерело струму  $h_{21Бi}I_1$  описує явище керування колекторним струмом за допомогою струму  $I_E$ . Джерело  $h_{21Бi}I_2$  враховує можливість керування транзистором в інверсному режимі.

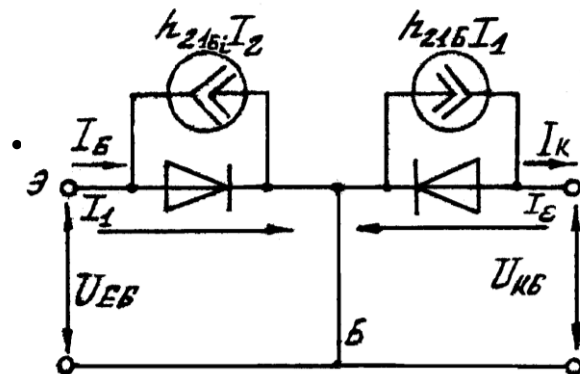
• Струми  $I_1$  та  $I_2$  - це струми інжекції переходів, що визначаються за формулами:

для ЕП 
$$I_1 = I_{SE} \left( \exp \frac{eU_{EB}}{kT} - 1 \right),$$

для КП 
$$I_2 = I_{SK} \left( \exp \frac{eU_{KB}}{kT} - 1 \right),$$

де  $I_{SE}$ ,  $I_{SK}$  - струми насичення ЕП та КП (зворотні струми переходів).

• Формула (1) одержана для випадку короткого замикання колектора з базою, формула (2) – для випадку короткого замикання емітера з базою. Зі схеми моделі Еберса-Молла (рис.) випливає, що



$$I_E = I_1 - h_{21Бi}I_2$$

$$I_K = h_{21Бi}I_1 - I_2$$

Модель Еберса - Молла БТ

# МОДЕЛЬ ЕБЕРСА-МОЛЛА

• *Реальними параметрами БТ є зворотні струми  $I_{ЕБ0}$  та  $I_{КБ0}$ , а не струми  $I_{SE}$  та  $I_{SK}$ .*

Тому потрібно виразити  $I_{SE}$  через  $I_{ЕБ0}$ , а  $I_{SK}$  – через  $I_{КБ0}$ .

При  $I_E = 0$  і  $U_{КБ} < 0$ ,  $I_K = I_{КБ0}$ , і з виразу  $I_E = I_1 - h_{21Бi}I_2$  та  $I_K = h_{21Б}I_1 - I_2$  одержуємо  $I_2 = -I_{SK}$ ,  $I_1 = h_{21Бi}I_2 = -h_{21Бi}I_{SK}$ .

Отже, одержуємо

$$I_{КБ0} = I_{SK} - h_{21Б}h_{21Бi}I_{SK}$$

Звідси

$$I_{SK} = \frac{I_{КБ0}}{1 - h_{21Б}h_{21Бi}}$$

Аналогічно одержимо

$$I_{SE} = \frac{I_{ЕБ0}}{1 - h_{21Б}h_{21Бi}}$$

Тоді можна отримати співвідношення:

$$I_E = \frac{I_{ЕБ0}}{1 - h_{21Б}h_{21Бi}} \left( e^{\frac{eU_{ЕБ}}{kT}} - 1 \right) - \frac{h_{21Бi}I_{КБ0}}{1 - h_{21Б}h_{21Бi}} \left( e^{\frac{eU_{КБ}}{kT}} - 1 \right),$$
$$I_K = \frac{I_{КБ0}}{1 - h_{21Б}h_{21Бi}} \left( e^{\frac{eU_{КБ}}{kT}} - 1 \right) - \frac{h_{21Б}I_{ЕБ0}}{1 - h_{21Б}h_{21Бi}} \left( e^{\frac{eU_{ЕБ}}{kT}} - 1 \right).$$

• *Ці вирази називаються рівняннями **Еберса-Молла**. Оскільки  $I_B = I_E - I_K$ , то*

$$I_B = \frac{(1 - h_{21Б})I_{ЕБ0}}{1 - h_{21Б}h_{21Бi}} \left( e^{\frac{eU_{ЕБ}}{kT}} - 1 \right) + \frac{(1 - h_{21Бi})I_{КБ0}}{1 - h_{21Б}h_{21Бi}} \left( e^{\frac{eU_{КБ}}{kT}} - 1 \right).$$

• Одержані рівняння **Еберса-Молла** описують нелінійну модель ідеалізованого транзистора. Вони застосовуються при комп'ютерному аналізі електронних схем.

# СТАТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ

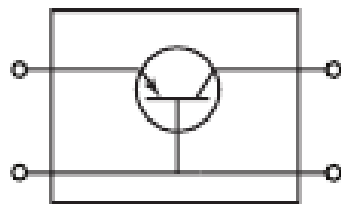
•**Статичним режимом напівпровідникового приладу** називають режим, у якому всі параметри (напруга, струми електродів) сталі. Статичні характеристики виражають залежність між струмом електрода і постійною напругою на електродах приладу.

•Пристрій, який має два вхідні і два вихідні контакти та властивість підсилювати потужність електричних сигналів, що підводяться до нього, отримав назву **активного чотириполюсника**.

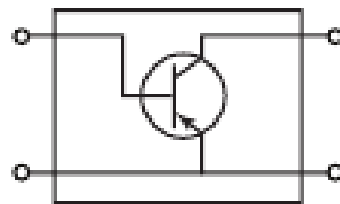
Транзистор можна представити **чотириполюсником** і виділити в ньому **вхідне і вихідне коло**.

При аналізі БТ у статичному режимі **важливо встановити зв'язок між його струмами і напругою**. З цією метою БТ можна подати як чотириполюсник, на вході якого діють комплексні вхідні напруга  $U_{вх}$  і струм  $I_{вх}$ , а на виході – комплексні  $U_{вих}$  і  $I_{вих}$  (рис.). Чотириполюсник у загальному випадку **нелінійний**. Однак функціональна залежність  $U_{вих}$ ,  $I_{вих}$  від  $U_{вх}$ ,  $I_{вх}$  описується в формі статичних характеристик.

•Параметри чотириполюсника, які описують зв'язок між вхідними та вихідними величинами чотириполюсника в статичному режимі при малих змінах  $U_{вх}$  та  $I_{вх}$  змінюються лінійно і **тому чотириполюсник у цьому режимі також вважається лінійним**, а його параметри називаються **малосигнальними**.



а)

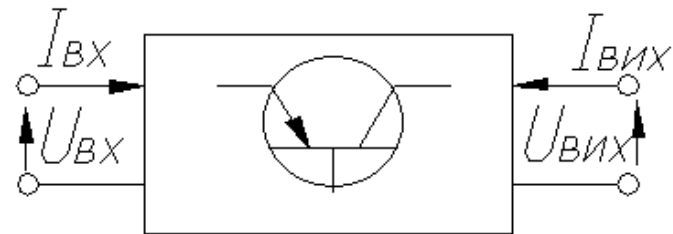


б)

Еквівалентна схема чотириполюсника:

а) БТ в схемі з загальною базою;

б) БТ у схемі із загальним емітером



БТ як чотириполюсник

# СИСТЕМИ ПАРАМЕТРІВ ЧОТИРИПОЛЮСНИКА

•Транзистор у розглянутому режимі формально можна розглядати як **активний лінійний чотириполіусник**. Існує декілька систем параметрів чотириполіусника, що пов'язують між собою значення малих напруг та струмів на вході  $U_{вх}$ ,  $I_{вх}$  та виході  $U_{вих}$ ,  $I_{вих}$ . Найбільш поширеними є **три системи характеристик і параметрів**:  $y$ -,  $z$ - та  $h$ - системи (таблиця). Таким чином **характеристики і параметри БТ як чотириполіусника залежать від того, яка напруга і струми беруться за аргументи, а які – за значення функцій**.

Система	$y$	$z$	$h$
Аргумент	$U_{вх}, U_{вих}$	$I_{вх}, I_{вих}$	$I_{вх}, U_{вих}$
Функція	$I_{вх}, I_{вих}$	$U_{вх}, U_{вих}$	$U_{вх}, I_{вих}$

•Найчастіше використовується так звана **система  $h$ -параметрів**.

$$U_{вх} = h_{11}I_{вх} + h_{12}U_{вих}$$

$$I_{вих} = h_{21}I_{вх} + h_{22}U_{вих}$$

Для визначення параметра  $h_{11}$  необхідно виміряти напругу і струм на вході транзистора при нарузі на його виході  $U_{вих} = 0$ . Цю умову легко виконати, замкнувши вихід конденсатором достатньо великої ємності. Для визначення  $h_{12}$  необхідно подати змінний сигнал  $U_{вих}$  на вихідні клеми чотириполіусника і виміряти напругу  $U_{вх}$  на його вході вольтметром з достатньо високим внутрішнім опором, так щоб можна було вважати, що  $I_{вх} = 0$ . **Параметр  $h_{12}$  таким чином є коефіцієнтом зворотного зв'язку за напругою**. В той же час  $h_{21} = I_{вих}/I_{вх}$  при  $U_{вих} = 0$ , а  $h_{22} = I_{вих}/U_{вх}$  при  $I_{вх} = 0$ . **Тобто  $h_{21}$  є коефіцієнтом прямого зв'язку за струмом**.



# СИСТЕМИ ПАРАМЕТРІВ ЧОТИРИПОЛЮСНИКА

•Оскільки *найбільше прикладне значення має h-система характеристик і параметрів* (так звана *гібридна система*) то саме їй приділяється максимальна увага в *інженерній практиці, в довідниках та іншій спеціальній літературі*. Тому надалі розглядатимемо *h-систему*, тобто *вивчатимемо систему статичних характеристик і малосигнальних h-параметрів*.

•Отже, в *h-системі за аргументи беруться вхідний струм та вихідна напруга*:

$$U_{\text{вх}} = f(I_{\text{вх}}, U_{\text{вих}}), \quad I_{\text{вих}} = f(I_{\text{вх}}, U_{\text{вих}}),$$

•У *статичному режимі один з аргументів фіксується і БТ можна описати такими сім'ями характеристик*:

•*Вхідних*  $U_{\text{вх}} = f(I_{\text{вх}}) | U_{\text{вих}} = \text{const}$ ;

•*вихідних*  $I_{\text{вих}} = f(U_{\text{вих}}) | I_{\text{вх}} = \text{const}$ ,

•*зворотного зв'язку*  $U_{\text{вх}} = f(U_{\text{вих}}) | I_{\text{вх}} = \text{const}$ ;

•*прямої передачі*  $I_{\text{вих}} = f(I_{\text{вх}}) | U_{\text{вих}} = \text{const}$ .

•На практиці зручніше користуватися *вхідними оберненими характеристиками*  $I_{\text{вх}} = f(U_{\text{вх}}) | U_{\text{вих}} = \text{const}$ . Останні дві сім'ї, що застосовуються рідше, ніж сім'ї вхідних і вихідних характеристик, можуть бути одержані з перших.

•*Розглянемо статичні гібридні характеристики БТ для кожної схеми ввімкнення окремо*.

# СТАТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ БТ У СХЕМІ ЗІ СПІЛЬНОЮ БАЗОЮ

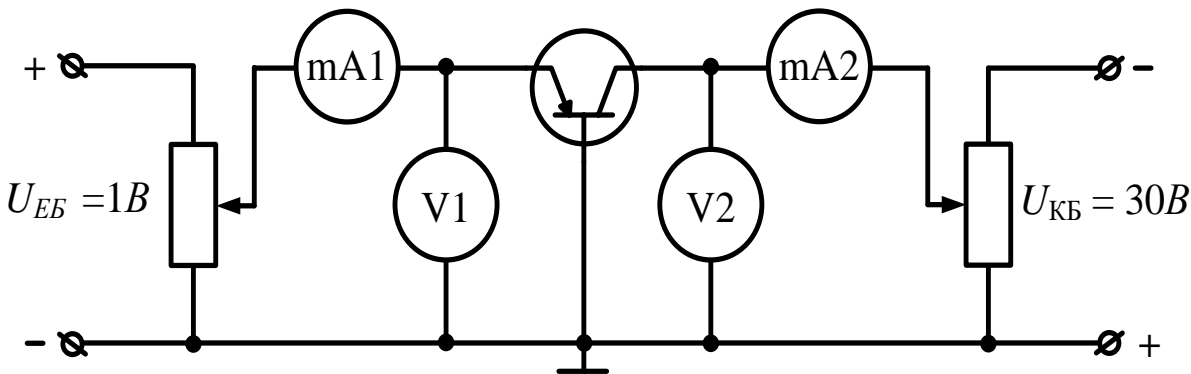
•Теоретично статичні характеристики БТ у ССБ можуть бути одержані за допомогою рівнянь **Еберса – Молла**. Але *в цих рівняннях не враховуються опір бази і модуляція її товщини залежно від зміни напруги  $U_{КБ}$* . Тому на практиці *застосовують експериментально зняті статичні характеристики*. *Схему для зняття характеристик БТ зі спільною базою зображено на рисунку 1.*

•Слід зауважити, що при одержанні характеристик для *n-p-n* - транзистора потрібно змінити полярність напруги  $U_{ЕБ}$  і  $U_{КБ}$ .

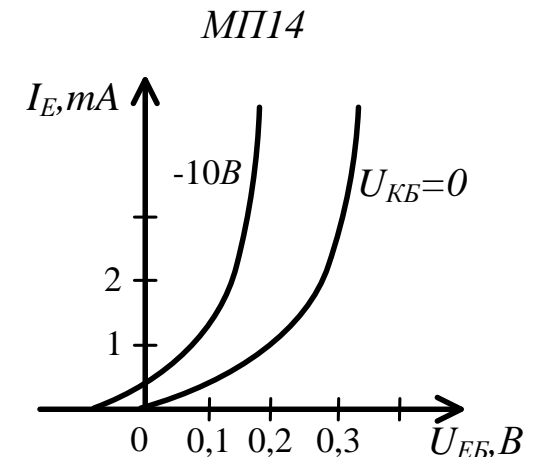
## *Вхідні характеристики*

Це залежності  $I_E = f(U_{ЕБ}) | U_{КБ} = const$ .

Графіки сім'ї характеристик показано на рисунку 2. При  $U_{КБ} = 0$  (колектор замкнено з базою) вхідна характеристика відтворює пряму гілку ВАХ ЕП:  $I_E = I_{ЕБ0} (e^{\frac{eU_{ЕБ}}{kT}} - 1)$ .



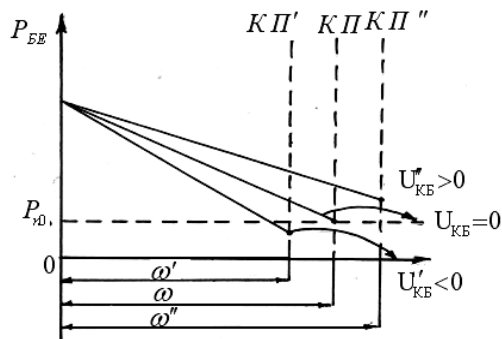
*Схема лабораторного стенду для зняття статичних характеристик БТ зі спільною базою*



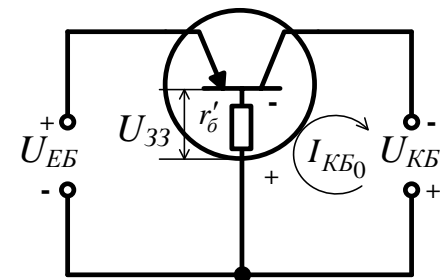
*Статичні вхідні характеристики БТ зі спільною базою*

# СТАТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ БТ У СХЕМІ ЗІ СПІЛЬНОЮ БАЗОЮ

- При негативній напрузі на колекторі характеристика зміщується вгору, в бік більших струмів емітера.
- Причина цього зміщення:
  - при збільшенні негативної  $U_{КБ}$  зменшується активна ширина бази  $\omega$ , зростає градієнт концентрації дірок у базі (рис.1), і тому при незмінній напрузі  $U_{ЕБ}$  збільшується  $I_E$ ;
  - при збільшенні запірної напруги  $U_{КБ}$  на КП зростає зворотний струм колектора  $I_{КБ0}$ , який, проходячи через розподілений опір бази  $r_B$ , створює на ньому падіння напруги зворотного зв'язку  $U_{ЗЗ}$  (рис.2). Ця напруга, узгоджена з напругою  $U_{ЕБ}$  за напрямом, сприяє більшому відкриванню ЕП і зростанню внаслідок цього струму  $I_E$ .
- Під впливом перелічених причин у емітерному колі БТ при  $U_{ЕБ}$  і негативній напрузі на колекторі проходить невеликий струм емітера. Для того щоб його усунути, потрібно до емітера прикласти невелику негативну напругу.



Модуляція товщини бази БТ та її вплив на розподіл концентрації неосновних носіїв



Утворення напруги зворотного зв'язку на розподіленому опорі бази

# ВИХІДНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ

## *Вихідні характеристики БТ у ССБ*

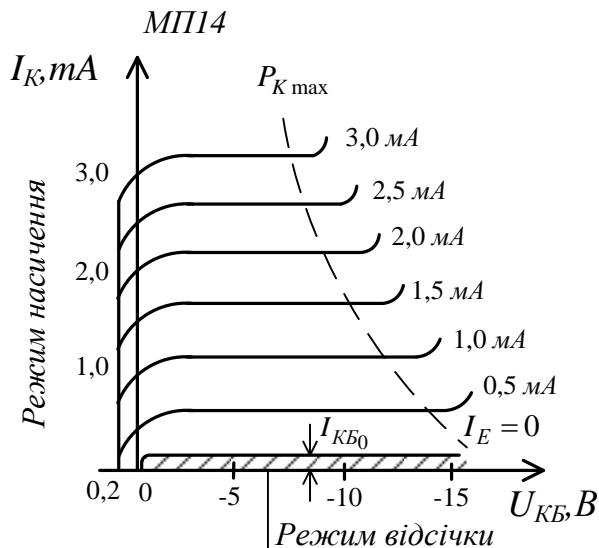
Це графіки залежності  $I_K = f(U_{KB}) \mid I_E = const$ , зображені на рисунку.

Ураховуючи вплив напруги  $U_{KB}$  на зворотний струм колектора, рівняння для цього струму можна записати у вигляді

$$I_K = h_{21B} I_E - I_{KB0} \left( e^{\frac{eU_{KB}}{kT}} - 1 \right).$$

*Одержана формула описує вихідні характеристики при різних струмах емітера.*

• Межею між режимом відсічки ( $I_E < 0$ ) і активним режимом ( $I_E > 0$ ) є характеристика при  $I_E = 0$ , яка є зворотною гілкою ВАХ КП. *При збільшенні негативної напруги  $U_{KB}$  струм колектора швидко досягає значення  $I_{KB0}$ . Подальше зростання  $I_K$  зумовлюється зростанням струмів генерації та витоку КП.* При деяких високих напругах  $U_{KB}$  (для транзистора МП14 при ця напруга перевищує 15 В) у КП виникає пробій, що супроводжується значним зростанням колекторного струму.



*Статичні вихідні характеристики БТ зі спільною базою*

# ВИХІДНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ

- При  $I_E > 0$  вихідні характеристики зменшуються в бік більших колекторних струмів на величину  $h_{21B} I_E$  згідно з формулою.
- У загальному випадку це зміщення має нееквідистантний характер, тобто *однаковим приростам вхідного струму  $\Delta I_E$  відповідають нерівні прирости вихідного струму  $\Delta I_K$* . Це явище викликане залежністю  $h_{21B} = f(I_E)$ , зображеною на рисунку, яка свідчить, що *статичний коефіцієнт передачі струму  $h_{21B}$  не є сталою величиною для різних струмів емітера*. Для більших колекторних та емітерних струмів пробій КП відбувається при менших напругах і може перетворитися в тепловий.
- З метою унеможливлення пробією режим роботи приладу треба вибирати нижче кривої максимально допустимої потужності  $P_{Kmax}$ , що розсіюється колектором (пунктирна гіпербола на рисунку).
- При  $U_{KB} > 0$  та  $I_E > 0$  переходи транзистора вмикаються у прямому напрямі, і *прилад переходить до режиму насичення*. У цьому режимі різко зменшується  $I_K$ , тому що зростає інжекційна складова колекторного струму, яка компенсує керовану, екстракційну складову.

# ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЯМОЇ ПЕРЕДАЧІ ТА ЗВОРОТНОГО ЗВ'ЯЗКУ

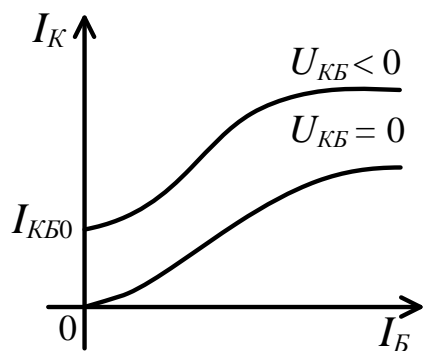
• *Це залежності  $I_K = f(I_E) \mid U_{KB} = \text{const}$*  (рис.1). Вони ґрунтуються на рівняннях  $I_K = I_{Kкер} + I_{Кнекер} = h_{21Б}I_E + I_{KB0}$

та  $I_K = h_{21Б}I_E - I_{KB0}(e^{\frac{eU_{KB}}{kT}} - 1)$ . З останнього рівняння бачимо, що при  $U_{KB} = 0$  характеристика починається з точки, яка є початком координат ( $I_E = 0, I_K = 0$ ), а нахил цієї характеристики визначається залежністю  $h_{21Б}$  від  $I_E$ .

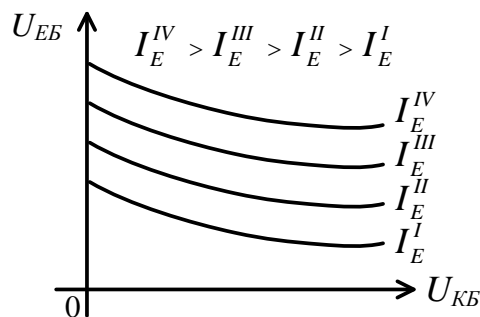
• При  $U_{KB} < 0$  характеристика починається з точки  $I_K = I_{KB0}$ , а зміна її нахилу зумовлюється залежністю  $h_{21Б} = f(U_{KB})$  (рис.). Характеристику прямої передачі можна одержати з сім'ї вихідних характеристик, фіксуючи  $U_{KB}$ .

## Характеристики зворотного зв'язку

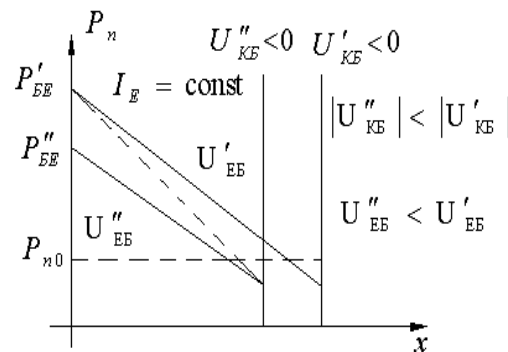
• Сім'я характеристик зворотного зв'язку  $U_{ЕБ} = f(U_{KB}) \mid I_E = \text{const}$  показана на рис. 2. При збільшенні  $U_{KB}$  зменшується активна ширина бази транзистора  $\omega$ , і за рахунок зростання градієнта концентрації дірок у базі зростає струм  $I_E$ . Для підтримання його постійного значення, як того вимагають умови зняття характеристик, потрібно зростання  $I_E$  компенсувати зменшенням напруги  $U_{ЕБ}$ . Ця обставина зумовлює від'ємний нахил характеристик. У базі транзистора зменшення  $U_{ЕБ}$  приводить при збільшенні  $U_{KB}$  до відновлення попереднього градієнта концентрації дірок, тобто нахилу графіка  $p_n = f(x)$  (рис. 3).



Сім'я характеристик прямої передачі БТ зі спільною базою



Сім'я характеристик зворотного зв'язку БТ зі спільною базою



Розподіл концентрації дірок у базі при знятті характеристик зворотного зв'язку БТ зі спільною базою

# СТАТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ БТ У СХЕМІ ЗІ СПІЛЬНИМ ЕМІТЕРОМ

•Схему для зняття характеристик БТ у **ССЕ** показано на рисунку 1.

## *Вхідні характеристики*

•Це залежність  $I_B = f(U_{BE}) | U_{KE} = \text{const}$  (рис. 2).

•**При  $U_{KE} = 0$**  обидва  $p-n$  переходи транзистора ввімкнено в прямому напрямі (рис. 3), і **вхідна характеристика є прямою гілкою ВАХ двох паралельно ввімкнених переходів.**

•**При  $U_{KE} < 0$**  КП вмикається у зворотному напрямі, і в колі бази проходить струм

$$I_B = I_{Bрек} - I_{КБ0} = (1 - h_{21Б})I_E - I_{КБ0},$$

•**При  $U_{BE} = 0$  ( $I_E = 0$ )** струм бази має тільки одну складову – зворотний струм КП  $I_B = -I_{КБ0}$ .

•При збільшенні напруги  $U_{BE}$  починає зростати струм  $I_E$ , а разом з ним – рекомбінаційна складова струму бази  $I_{Bрек} = (1 - h_{21Б})I_E$ . Струм  $I_B$  зменшується за модулем, оскільки  $I_{Bрек}$  спрямований у колі бази назустріч  $I_{КБ0}$ . При деякій напрузі  $U_{BE}$  струм бази дорівнює нулю. Подальше зростання струму бази зумовлене зростанням рекомбінаційної складової  $I_{Bрек}$ , яка починає перевищувати зворотний струм колектора  $I_{КБ0}$ .

•Унаслідок того, що струм  $I_{КБ0}$  невеликий, на більшості характеристик БТ зі спільним емітером у довіднику області негативних струмів бази не зображують.

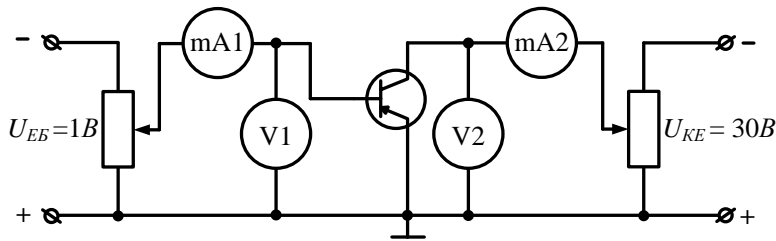
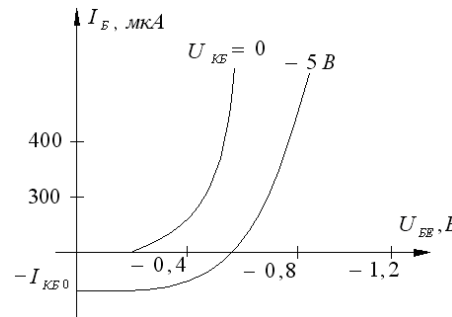
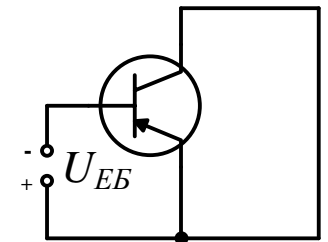


Схема для експериментального зняття характеристик БТ зі спільним емітером



Статичні вхідні характеристики БТ зі спільним емітером



БТ зі спільним емітером при  $U_{KE} = 0$

# СТАТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ БТ У СХЕМІ ЗІ СПІЛЬНИМ ЕМІТЕРОМ

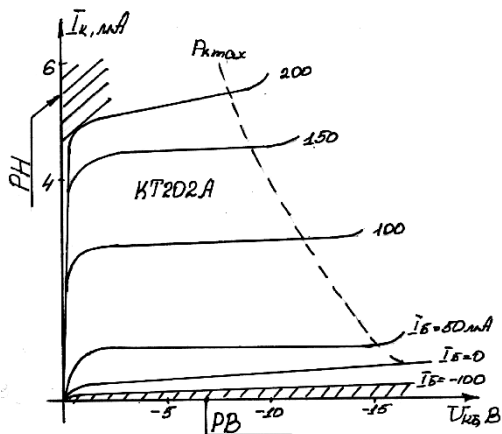
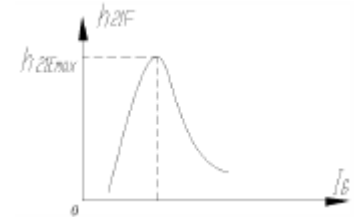
## Вихідні характеристики

Це залежності  $I_K = f(U_{KE}) \mid U_B = \text{const}$  (рис.).

• Межею між двома режимами роботи БТ, які позначимо як, РВ (*режим відсічки*) та АР (*активний режим*) є характеристика, що знята при струмі бази  $I_B = -I_{KB0}$ . Це обумовлено особливостями вхідних характеристик схеми зі спільним емітером, тобто тим, що  $I_B < -I_{KB0}$  лише при позитивних напругах  $U_{BE}$  (у режимі відсічки). Вихідна характеристика при  $I_B = 0$  відповідає випадку, коли  $(1 - h_{21B})I_E = I_{KB0}$ . При цьому зростання негативної напруги  $U_{KE}$  приводить до збільшення напруги  $U_{BE}$ , при якій зберігається умова наведена вище, як це впливає з сім'ї вхідних характеристик (рис.). Остання обставина викликає зростання емітерного  $I_E$  і, як наслідок, колекторного  $I_K$  струмів.

При подальшому збільшенні струму  $I_B$  вихідні характеристики змінюються за законом

$$I_K = h_{21E} I_B - (1 + h_{21B}) I_{KB0} \left( e^{\frac{eU_{KE}}{kT}} - 1 \right).$$



Нееквідистантність зміщення характеристик у бік більших струмів колектора зумовлена характером залежності  $h_{21E} = f(I_B)$ . Характер проходження вихідної характеристики БТ при фіксованому струмі бази  $I_B \neq 0$  пояснюється наступним чином. При  $U_{KE} = 0$  за рахунок того, що потенціал бази нижчий, ніж однакові потенціали емітера і колектора, ЕП і КП увімкнено в прямому напрямі, і БТ перебуває у режимі насичення.

Статичні вихідні характеристики БТ зі спільним емітером



# СТАТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ БТ У СХЕМІ ЗІ СПІЛЬНИМ ЕМІТЕРОМ

•Якщо збільшувати негативний потенціал на колекторі ( $U_{KE} < 0$ ), потенціальний бар'єр КП збільшується, інжекційна складова колекторного струму спадає, а керований струм колектора за рахунок зростаючої екстракції дірок з бази до колектора збільшується. При збільшенні напруги  $U_{KE} < 0$  до настання рівності  $U_{KE} = U_{BE}$  струм різко зростає за рахунок розсмоктування дірок, що нагромадились у базі. При виконанні рівності  $U_{KE} = U_{BE}$  транзистор переходить до АР, зростання колекторного струму сповільнюється, що на характеристиках рисунка відповідає початку пологої ділянки. Важливим є те, що *нахил вихідних характеристик БТ зі спільним емітером на пологій ділянці більший за нахил відповідних характеристик БТ зі спільною базою*, тобто у **ССЕ струм  $I_K$  зростає при збільшенні колекторної напруги швидше ніж у ССБ.**

•*Це зумовлено двома причинами.*

1. Напруга  $U_{KE}$ , на відміну від вихідної напруги  $U_{KB}$  у ССБ, розподіляється між ЕП та КП, а не прикладена лише до КП. Тому при збільшенні  $U_{KE}$  дещо зростає і напруга  $U_{KB}$ , що приводить до збільшення емітерного  $I_E$ , а отже, і колекторного  $I_K$  струмів.

2. Зростання негативної напруги  $U_{KE}$  приводить до збільшення товщини КП і зменшення активної ширини бази  $\omega$ . Це приводить до зменшення рекомбінаційного струму бази, бо зменшується ймовірність рекомбінації дірок з електронами. Однак при одержанні вихідних характеристик БТ зі спільним емітером потрібно підтримувати струм бази  $I_B \approx I_{Bрек} = (1 + h_{21B})I_B$  саме постійним. Тому зменшення струму бази можна компенсувати збільшенням струму емітера  $I_B$  за рахунок збільшення напруги  $U_{BE}$ . А ця обставина викликає додаткове зростання колекторного струму  $I_K$ .

# СТАТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ БТ У СХЕМІ ЗІ СПІЛЬНИМ ЕМІТЕРОМ

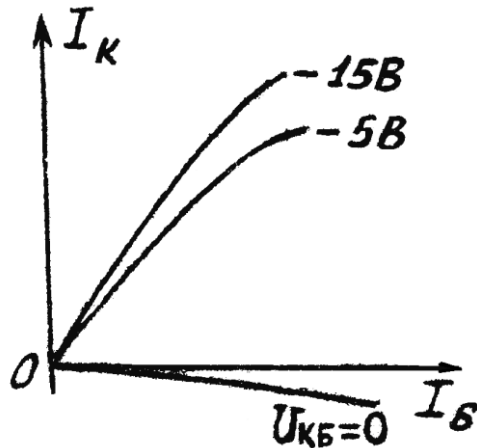
## Характеристики прямої передачі

- Характеристиками прямої передачі є залежності  $I_K = f(I_B) / U_{KE} = \text{const}$  (рис.1).

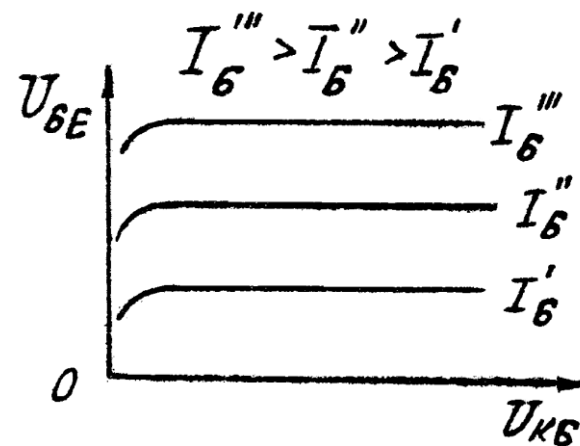
Реальні характеристики відрізняються від лінійних, і їх нахил деякою мірою залежить від напруги  $U_{KE}$ . Швидкість зростання  $I_K$  із зростанням струму бази зменшується. Це зумовлено залежністю  $h_{21B} f(I_B)$ . Знаходження характеристики прямої передачі при  $U_{KE}$  у від'ємному квадранті пояснюється тим, що в РН колекторний струм БТ має напрям, протилежний напрямку  $I_K$  в АР.

## Характеристики зворотного зв'язку

- Залежності  $I_B = f(U_{KE}) / I_B = \text{const}$  показано на рисунку 2.
- Збільшення напруги  $U_{KE}$  приводить до зменшення активної ширини бази  $\omega$ , зменшення струму бази. Для підтримання постійного значення  $I_B$  потрібно збільшувати емітерний струм  $I_E$ , підвищуючи напругу  $U_{BE}$ .



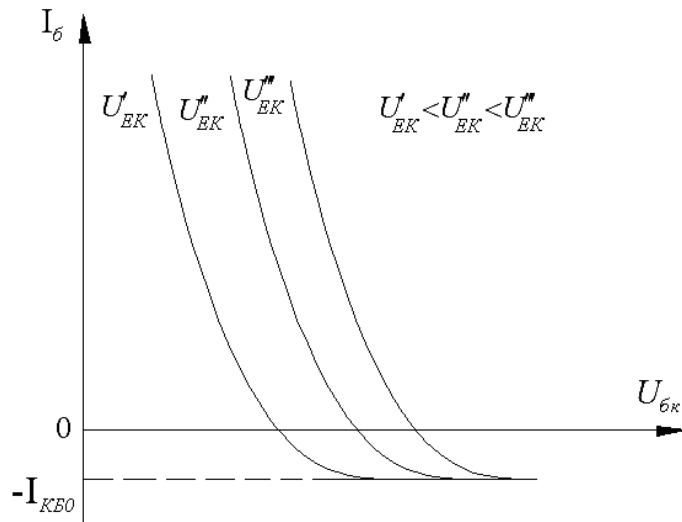
Характеристики прямої передачі БТ зі спільним емітером



Характеристики зворотного зв'язку БТ зі спільним емітером

# СТАТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ БТ У СХЕМІ ЗІ СПІЛЬНИМ КОЛЕКТОРОМ

- **Вхідні характеристики БТ у ССК  $I_B = f(U_{БК}) | U_{ЕК} = \text{const}$**  показано на рисунку.
- При  $U_{БК} > U_{ЕК}$  ЕП включено у зворотному напрямі і через базу проходить лише зворотний струм колектора  $I_{КБ0}$ . При  $U_{БК} < U_{ЕК}$  ЕП відкривається, струм бази змінює свій напрям і збільшується при зменшенні напруги  $U_{БК}$ . Це відбувається тому, що при зменшенні  $U_{БК}$  зростає напруга  $U_{ББ}$ , оскільки вихідна напруга  $U_{ЕК}$  підтримується постійно. Але це приводить до зростання струму емітера  $I_E$  і зв'язаного з ним струму бази  $I_B$ .
- **Вихідні характеристики транзистора зі спільним колектором  $I_B = f(U_{КЕ}) | I_B = \text{const}$  майже нічим не відрізняються від вихідних характеристик схеми зі спільним емітером, тому що  $I_B \approx I_K$ , а  $U_{ЕК} = -U_{КЕ}$**  (Плакат 34).



Статичні вхідні характеристики БТ зі спільним колектором

# ВПЛИВ ТЕМПЕРАТУРИ НА СТАТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ БТ

• *Температурна залежність вихідних або вхідних характеристик зумовлена зміною відповідно колекторного або емітерного струму при зміні температури.*

## *Схема зі спільною базою*

• У ССБ, згідно з раніше отриманим рівнянням, зміна колекторного струму при постійному струмі емітера

$$dI_K = I_B dh_{21B} + dI_{KB0}$$

• Відносна зміна струму колектора

$$\frac{dI_K}{I_K} = \frac{dI_B}{I_B} dh_{21B} + \frac{dI_{KB0}}{I_K} = \frac{dh_{21B}}{h_{21B}} + \frac{I_{KB0}}{I_K} \frac{dI_{KB0}}{I_{KB0}}$$

Коефіцієнт передачі струму емітера  $h_{21B}$  від температури майже не залежить, тому **температурна зміна цього коефіцієнта не впливає на дрейф характеристик**. Другий доданок у формулі визначає температурний дрейф характеристик, викликаний температурною зміною **зворотного струму колектора**

$$I_{KB0}: \quad I_{KB0}(T_2) = I_{KB0}(T_1) e^{\alpha(T_2 - T_1)}$$

де  $I_{KB0}(T_1)$  - зворотний струм при температурі  $T_1$ ;

$I_{KB0}(T_2)$  - зворотний струм при температурі  $T_2$ ;

$\alpha = 0,09 \text{ K}^{-1}$  - для германію;  $\alpha = 0,13 \text{ K}^{-1}$  - для кремнію.

У практичних розрахунках вважається, що величина  $I_{KB0}$  подвоюється при зростанні температури на  $10 \text{ }^\circ\text{C}$  для германієвих БТ і на  $8 \text{ }^\circ\text{C}$  - для кремнієвих БТ. Але вплив другого доданка формули на температурний дрейф вихідних характеристик є незначним, оскільки для більшості транзисторів  $I_{KB0}/I_K = 10^{-3} - 10^{-6}$ .

# ВПЛИВ ТЕМПЕРАТУРИ НА СТАТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ БТ

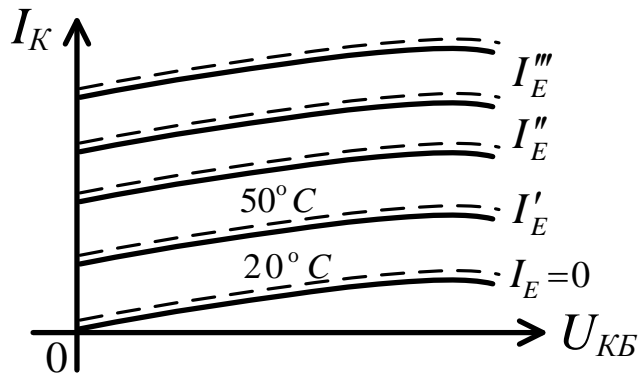
• Саме тому *температурні зміни вихідних характеристик БТ зі спільною базою невеликі (рис.1). Значно більшої температурної зміни зазнають вхідні характеристики.*

Відомо, що  $I_E = I_{EB0} e^{\frac{eU_{EB}}{kT}}$  ( $U_{EB} \gg \phi_T$ ),

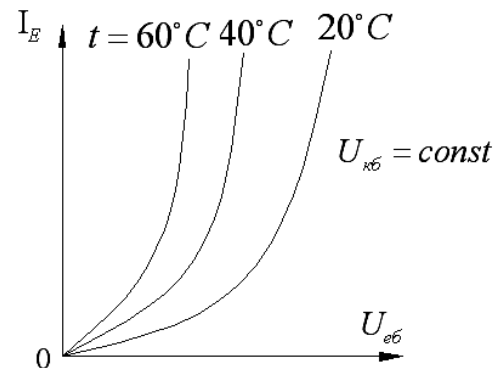
де  $I_{EB0}$  - зворотний струм емітера, залежність якого від температури така сама, як і струму  $I_{KB0}$ .

Унаслідок цього залежність емітерного струму від температури набирає вигляду що  $I_E(T_2) = I_{EB0}(T_1) e^{\frac{eU_{EB}}{kT}} e^{a(T_2 - T_1)}$ . Тому *збільшення температури супроводжується зростанням струму емітера і зміщенням вхідних характеристик у бік більших струмів (рис. 2).*

Як правило, вважають, що при зміні температури на один градус характеристики зміщуються вліво на 1 - 2 мВ.



Температурний дрейф вихідних характеристик БТ зі спільною базою



Температурний дрейф вхідних характеристик БТ зі спільною базою

# СХЕМА ЗІ СПІЛЬНИМ ЕМІТЕРОМ

• Для оцінки температурної зміни вихідних характеристик БТ у ССЕ визначимо повний диференціал від рівняння  $I_K = h_{21B}I_B + (1+h_{21B})I_{KB0}$ .

$$dI_K = (I_B + I_{KB0})dh_{21E} + (1+h_{21E})dI_{KB0}$$

$dI_B = 0$  оскільки у вихідних характеристиках  $I_B = const$ . Оскільки  $dh_{21E} = \frac{dh_{21B}}{1 - dh_{21B}}$ , то

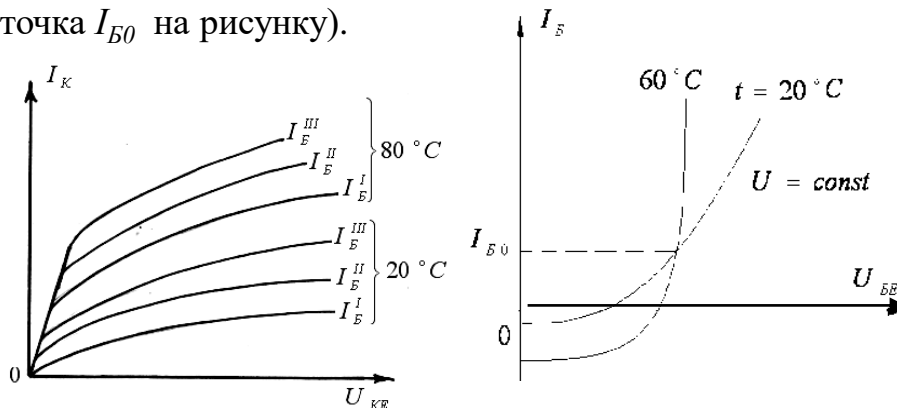
$$\frac{dh_{21E}}{dh_{21B}} = \frac{d}{dh_{21B}} \left( \frac{h_{21B}}{1 - h_{21B}} \right) = (1+h_{21E})^2. \text{ Отже, } \frac{dI_K}{I_K} |_{CCE} = \frac{I_B + I_{KB0}}{I_K} (1+h_{21E})^2 dh_{21B} + (1+h_{21E}) \frac{I_{KB0}}{I_K} \frac{dI_{KB0}}{I_{KB0}}$$

• Оскільки  $1+h_{21E} = \frac{h_{21E}}{h_{21B}}$  і  $(I_B + I_{KB0})h_{21E} \sim I_E$ , то отримаємо

$$\frac{dI_K}{I_K} |_{CCE} = (1+h_{21E}) \left( \frac{dh_{21E}}{h_{21B}} + \frac{I_{KB0}}{I_K} \frac{dI_{KB0}}{I_{KB0}} \right), \quad \frac{dI_K}{I_K} |_{CCE} = (1+h_{21E}) \frac{dI_{KB0}}{I_K}$$

• З цього виразу бачимо, що **температурний дрейф вихідних характеристик БТ зі спільним емітером в  $(1+h_{21E})$  разів більший, ніж у ССБ. Це суттєвий недолік схеми зі спільним емітером** (рис. 2).

• Вхідні характеристики БТ у ССЕ також зазнають змін при зміні температури (рис. 2). Збільшення температури викликає зростання струмів  $I_{KB0}$  та  $dI_{Bрек}$ , які спрямовані у колі бази назустріч один одному. Тому вхідні характеристики, зняті при різних температурах, перетинаються при малих струмах бази (точка  $I_{B0}$  на рисунку).



Вплив температури на вихідні характеристики БТ зі спільним емітером

Вплив температури на вхідні характеристики БТ зі спільним емітером

# ГРАНИЧНІ РЕЖИМИ РОБОТИ БТ

• При кімнатній температурі іонізовані всі атоми домішок і невелика частина атомів основної речовини напівпровідника. Завдяки цьому, в емітерній, колекторній і базовій областях БТ забезпечуються потрібні концентрації основних і неосновних носіїв. З підвищенням температури навколишнього середовища або *при нагріванні транзистора струмами зростає число генерованих пар електрон-дірка*. Внаслідок зростання концентрації носіїв електропровідність областей приладу збільшується, і його нормальна робота порушується. *Практика доводить, що максимальна робоча температура германієвих БТ лежить у межах від +70 до +100 °С. У кремнієвих транзисторів унаслідок більшої ширини забороненої зони енергія, необхідна для іонізації атомів основної речовини, виявляється більшою, ніж у германієвих, і тому максимальна робоча температура кремнієвих приладів може становити від +125 до +200 °С.*

• Мінімальна робоча температура БТ визначається енергією іонізації домішкових атомів та їх концентрацією. Як правило, ця енергія невелика (0,05 - 0,10 eV), і з цієї точки зору *БТ може працювати при мінімальній температурі -200 °С. Але фактична нижня границя температури обмежується термостійкістю корпусу і допустимими змінами параметрів, тому її величина становить, як правило, від -60 до -70 °С.*

# ПРОБІЙ ТРАНЗИСТОРА

## *Тепловий пробій*

• При порушенні теплового балансу, коли внаслідок недостатнього тепловідведення приріст потужності, що підводиться до КП, не компенсується приростом потужності, яка відводиться, **в БТ відбувається тепловий пробій**. Він супроводжується необмеженим зростанням потужності, що підводиться, температури переходу, збільшенням колекторного струму і, як наслідок, перегрівом приладу і його **псуванням**.

• **Величину напруги, яка ще не приводить до теплового пробою БТ, визначають за формулою:**

$$U_{КБТ} < \frac{T_{max} - T_0}{R_T I_{КБ0}}$$

де  $T_{max}$  - максимально допустима температура КП;

$T_0$  - температура навколишнього середовища;

$R_T$  - тепловий опір тепловідведення (корпусу, радіатора тощо).

• Таким чином, **допустима напруга  $U_{КБТ}$  тим менша, чим більші струм  $I_{КБ0}$ , тепловий опір і температура навколишнього середовища**. При незадовільному тепловідведенні і високій температурі середовища напруга теплового пробою може стати меншою за робочу напругу транзистора.

• **Особливо небезпечним є тепловий пробій для потужних БТ, які мають значний зворотний струм колектору  $I_{КБ0}$**



# ПРОБІЙ ТРАНЗИСТОРА

## Електричний пробій (лавинний пробій)

- Оскільки переходи БТ взаємодіють між собою, то **величина пробивної напруги залежить від схеми ввімкнення приладу та від режиму його використання.**

Зупинимося на прикладі схеми **зі спільним емітером.**

Нехай БТ підключено за ССЕ з розімкненим емітерним колом ( $I_E = 0$ ) (рис. 1 а).

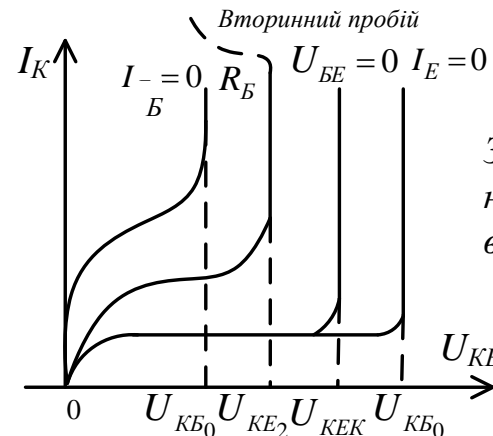
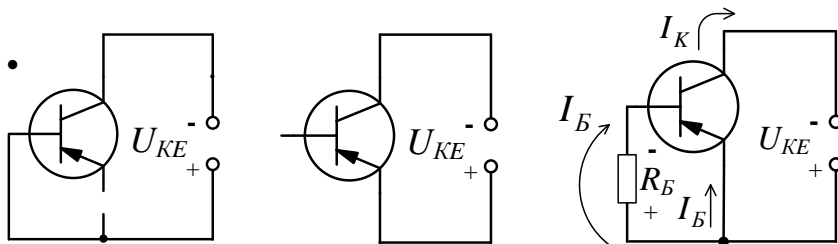
Зауважимо, що цей приклад цілком аналогічний до **схеми зі спільною базою** при  $I_B = 0$ .

Коефіцієнт множення колекторного струму у БТ при  $I_E = 0$  дорівнює

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{U_{КБ}}{U_{КБ0проб}}\right)^n},$$

де  $n = (2-6)$  і залежить від матеріалу з якого виготовлений БТ та виду  $p-n$  - переходу.

- Лавинний пробій КП відбувається при наближенні напруги  $U_{КБ}$  до значення  $U_{КБ0проб}$ . При цьому різко зростають коефіцієнт передачі струму емітера ( $h_{21Б} \rightarrow \infty$ ) і колекторний струм, як показано на рисунку (крива  $I_E = 0$ ). Якщо тепер розірвати лише коло бази (рис. 1 б), тобто  $I_B = 0$ , то колекторний струм дорівнюватиме  $I_K = (1 + h_{21E})I_{КБ0} \sim h_{21E}I_{КБ0}$



Залежність пробивної напруги від режиму роботи БТ

До пояснення впливу режиму роботи БТ на величину пробивної напруги: а)  $I_E = 0$ ; б)  $I_B = 0$ ; в)  $U_{БТ} = I_B R_B$

# ПРОБІЙ ТРАНЗИСТОРА

- У випадку *лавинного пробію* наведена формула набирає вигляду  $I_K = \frac{Mh_{21B}}{1 - Mh_{21B}} I_{KB0}$ .
- При цьому знаменник правої частини  $1 - Mh_{21B} \rightarrow 0$ , струм колектора  $I_K \rightarrow \infty$  (крива  $I_B = 0$  на рисунку). Враховуючи цю умову і вираз наведений раніше, можна одержати *формулу для визначення пробивної напруги колектор – емітер* при  $I_B = 0$ :

$$U_{KE0проб} = U_{KB0проб} \sqrt{1 - h_{21B}}$$

Отже,  $U_{KE0проб} < U_{KB0проб}$

**Пробивна напруга БТ в ССЕ при  $I_B = 0$  в 2 - 3 рази менша, ніж пробивна напруга в ССБ при  $I_E = 0$ .**

## **Вплив опору у колі бази**

**Пробивна напруга БТ залежить від величини опору  $R_B$ , увімкненого в коло бази.** Цей опір (рис.) зумовлює позитивний зворотний зв'язок між виходом і входом транзистора: зростання колекторного струму в граничному режимі (при  $U_{KE} \approx U_{KBпроб}$ ) приводить до збільшення прямої напруги на ЕП, що, у свою чергу, приводить до подальшого зростання  $I_K$ , нового збільшення  $I_B$  і т. ін. Внаслідок цього **транзистор втрачає стійкість і пробивається** (крива  $R_B$  на рисунку).

**Чим більший  $R_B$ , тим сильніший позитивний зворотний зв'язок.** Найгіршим є випадок розриву кола бази ( $I_B = 0$ ,  $R_B = \infty$ ), коли **пробивна напруга стає мінімальною** (рис.). **Саме з цієї причини звичайно забороняється застосовувати транзистори у режимі розімкненого кола бази.** Особливо недопустимим є такий режим для потужних БТ, які в цьому випадку пробиваються при малих  $U_{KB}$ .

**Найбільш стійким є режим при  $R_B = 0$ .** Однак через вплив розподіленого опору бази  $r_B$  навіть при  $R_B$  пробивна напруга залишається меншою, ніж при вимкненому емітері (крива  $U_{BE} = 0$  на рисунку).

**Слід зауважити, що вмикання опору до емітерного кола сприяє збільшенню пробивної напруги, бо таке ввімкнення забезпечує виникнення негативного зворотного зв'язку, який певною мірою компенсує дію опору  $R_B$ .**

# ПРОБІЙ ТРАНЗИСТОРА

## *Вторинний пробій*

- При значному колекторному струмі, особливо в імпульсному режимі, в БТ може виникнути *вторинний пробій*, який супроводжується різким зменшенням напруги колектора при одночасному збільшенні колекторного струму, і на вихідній характеристиці з'являється ділянка з негативним диференціальним опором (пунктирна крива на рисунку). *Колекторний струм, при якому виникає вторинний пробій, зменшується зі збільшенням зворотної напруги  $U_{KE}$ . Можливість виникнення вторинного пробою залежить від опору навантаження БТ, а також від напруги живлення  $E_K$ .*
- Розвиток вторинного пробою суттєво визначається локальними неоднорідностями транзисторної структури, які зумовлюють нерівномірний розподіл густини струму, місцевий нагрів, а потім і перегрів структури, що супроводжується проплавленням бази.

## *Пробій змикання*

- Це пробій, зумовлений змиканням ЕП та КП. Розширення КП у бік бази внаслідок того, що концентрація домішок у базі нижча, ніж у колекторі, може привести до того, що при певній напрузі змикання КП заповнить собою всю базову область і з'єднається з ЕП. Транзистор при цьому втрачає свої підсилювальні властивості. *Цей ефект має значення для БТ з дуже вузькою базою, у яких напруга змикання невелика і відповідає граничній допустимій напрузі колектора.*

# МАКСИМАЛЬНО ДОПУСТИМА ПОТУЖНІСТЬ

• При проходженні струму через транзистор *тепло виділяється головним чином на КП*, оскільки саме він має найбільший електричний опір в усій транзисторній структурі. Відведення тепла від КП у БТ здійснюється за рахунок теплопровідності. Максимальна потужність розсіювання транзистора визначається максимально допустимою температурою його КП  $T_{max}$  і температурою навколишнього середовища  $T_0$ , а також тепловим опором тепловідведення  $R_T$ :

$$P_{kmax} = \frac{T_{max} - T_0}{R_T}.$$

• З іншого боку, *потужність, що розсіюється колектором, визначається струмом  $I_K$  та напругою  $U_{KE}$  ( $U_{KB}$ )*. Робочий струм БТ не повинен перевищувати  $I_{Kmax}$  - максимально допустимий колекторний струм, значення якого дається у довідниках. При  $I_K > I_{Kmax}$  транзистор перегрівається, зростає ймовірність теплового пробую. *Максимально допустима напруга  $U_{KEmax}$  обмежується ймовірністю лавинного пробую КП і наводиться у довідниках*. При цьому для більшості транзисторів  $U_{KEmax} < U_{KBmax}$

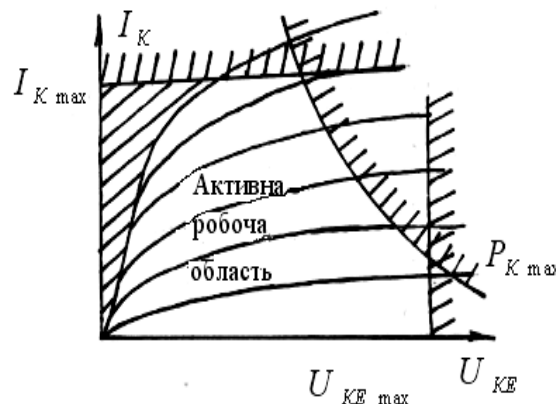
• *Отже, вибір робочого режиму БТ зумовлено трьома обмеженнями* (рис.):

•  $I_{Kmax}$  - *максимальним струмом колектора;*

•  $U_{KEmax}$  - *максимальною колекторною напругою;*

•  $P_{kmax} > P_K = I_K U_{KE}$  - *максимальною потужністю, що розсіюється колектором.*

При перевищенні цих граничних параметрів БТ може вийти з ладу, надійність роботи транзисторної схеми різко зменшується.



Фактори, що обмежують вибір робочої точки БТ зі спільним емітером

# ДИФЕРЕНЦІАЛЬНІ ПАРАМЕТРИ БТ

• *Властивості транзистора в активному режимі (АР) оцінюються за допомогою диференціальних, або малосигнальних параметрів.* Розглянемо гібридні диференціальні параметри транзистора ( $h$ -параметри), оскільки саме вони найчастіше використовуються на практиці. У діапазоні низьких частот  $h$ -параметри установлюють відповідність між малими амплітудами (приростами) струмів і напруги чотириполосника (рис.). Ця відповідність описується такою системою рівнянь:

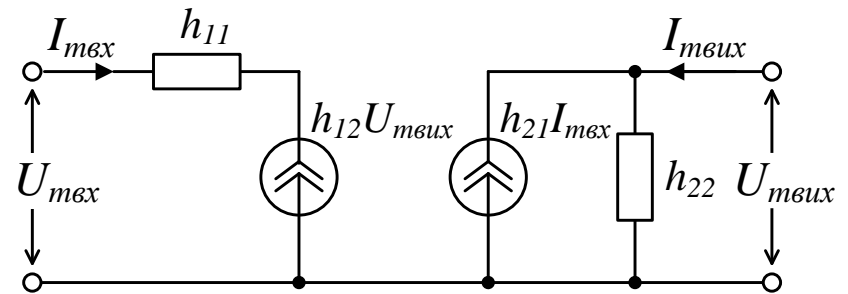
$$\begin{aligned}U_{\text{вх}} &= h_{11}I_{\text{вх}} + h_{12}U_{\text{вих}} \\ I_{\text{вих}} &= h_{21}I_{\text{вх}} + h_{22}U_{\text{вих}}\end{aligned}$$

де  $h_{11} = U_{\text{вх}}/I_{\text{вх}} | U_{\text{вих}} = 0$  - *вхідний опір БТ, Ом*;  $h_{12} = U_{\text{вх}}/U_{\text{вих}} | I_{\text{вх}} = 0$  - *коефіцієнт зворотного зв'язку БТ за напругою*;  $h_{21} = I_{\text{вих}}/I_{\text{вх}} | U_{\text{вих}} = 0$  - *коефіцієнт передачі струму БТ*;  
 $h_{22} = I_{\text{вих}}/U_{\text{вих}} | I_{\text{вх}} = 0$  - *вихідна провідність БТ, Ом<sup>-1</sup>*.

За рівнянням на рисунку зображена *формальна еквівалентна схема БТ у системі  $h$ -параметрів*.

Зв'язок приростів вхідних і вихідних параметрів БТ можна найти замінивши малі амплітуди приростами. Тоді отримаємо систему рівнянь виду

$$\begin{aligned}\Delta U_{\text{вх}} &= h_{11} \Delta I_{\text{вх}} + h_{12} \Delta U_{\text{вих}} \\ \Delta I_{\text{вих}} &= h_{21} \Delta I_{\text{вх}} + h_{22} \Delta U_{\text{вих}}\end{aligned}$$



Формальна еквівалентна схема БТ у системі  $h$ -параметрів

# ДИФЕРЕНЦІАЛЬНІ ПАРАМЕТРИ БТ

• З цих рівнянь можна знайти  $h$ -параметри, фіксуючи той чи інший аргумент ( $\Delta I_{ex} = 0$  тобто  $I_{ex} = const$  або  $\Delta U_{вix} = 0$  тобто  $U_{вix} = const$ ).

• Конкретні значення  $h$ -параметрів залежать від схеми включення транзистора, тобто від того, які струми і напруги є вхідними і вихідними. На відношення параметра до відповідної схеми вмикання БТ вказують індекси: "Б" – ССБ, "Е" – ССЕ, "К" – ССК.

• В довідниках звичайно приводять  $h$ -параметри, виміряні в ССБ для середньої смуги частот.

• Для прикладу знайдемо  $h$ -параметри у схемі зі спільним емітером, використовуючи статичні характеристики цієї схеми. Параметри  $h_{11E}$  та  $h_{12E}$  визначають за вхідними характеристиками (рис.):

$$h_{11E} = \Delta U_{BE} / \Delta I_B | U_{KE} = const; \quad h_{11E} = (U'_{BE} - U_{BE0}) / (I'_B - I_{B0}) | U_{KE} = U_{KE0}$$

$$h_{12E} = \Delta U_{BE} / \Delta U_{KE} | I_B = const; \quad h_{12E} = (U_{BE0} - U''_{BE}) / (U_{KE0} - U'_{KE}) | I_B = I_{B0}$$

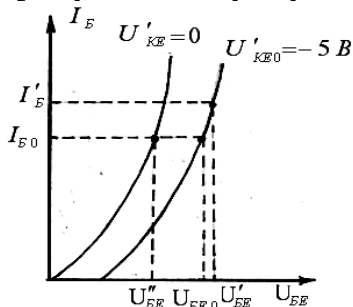
Параметри  $h_{21E}$  та  $h_{22E}$  визначають за вихідними характеристиками (рис. 2):

$$h_{21E} = \Delta I_K / \Delta I_B | U_{KE} = const; \quad h_{21E} = - (I'_K - I_{K0}) / (I'_B - I_{B0}) | U_{KE} = U_{KE0}$$

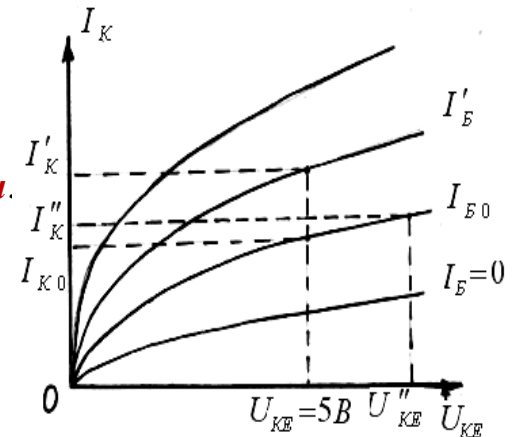
$$h_{22E} = \Delta I_K / \Delta U_{KE} | I_B = const; \quad h_{22E} = (I''_K - I_{K0}) / (U''_{KE} - U_{KE0}) | I_B = I_{B0}$$

Для правильного визначення  $h$ -параметрів необхідно, щоб величини  $U_{KE0}$  (-5 В) та  $I_{B0}$  і для вхідних, і для вихідних характеристик брались однаковими.

Знак "-" у формулі для визначення береться тому, що напрям струму у транзисторі протилежний напрямку струму у чотириполюснику.



Визначення параметрів  $h_{11E}$  та  $h_{12E}$  за вхідними статичними характеристиками БТ у ССЕ



Визначення параметрів  $h_{21E}$  та  $h_{22E}$  за вихідними статичними характеристиками БТ у ССЕ

# ФІЗИЧНІ ПАРАМЕТРИ ТА ЕКВІВАЛЕНТНІ СХЕМИ БТ

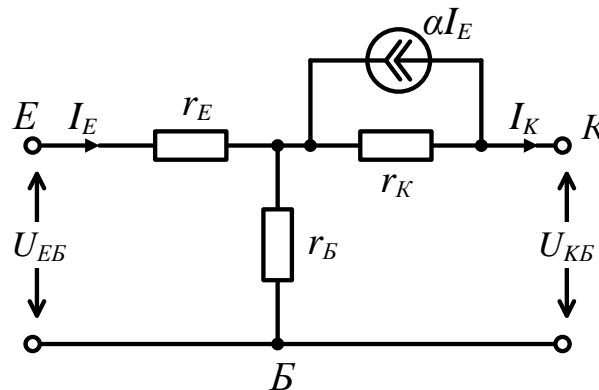
•Застосування  $h$ -параметрів іноді супроводжується значними труднощами, оскільки кожній схемі ввімкнення БТ *відповідають свої  $h$ -параметри*. Значно простіше при аналізі транзисторних схем використовувати *фізичні еквівалентні схеми транзисторів*, які містять у собі *фізичні (реальні) параметри БТ*.

•На рисунку показано *T-подібну фізичну еквівалентну схему транзистора зі спільною базою* (для низьких частот). На схемі рисунка

$r_E = dU_{EB}/dI_E|_{U_{KB} = \text{const}}$  – диференціальний опір ЕП;  $r_K = dU_{KB}/dI_K|_{I_E = \text{const}}$  – диференціальний опір КП;  
 $r_B$  - опір бази;  $\alpha = dI_K/dI_E|_{U_{KB} = \text{const}}$  – диференціальний коефіцієнт передачі емітерного струму.

Опір  $r_B$  дорівнює сумі розподіленого опору бази та дифузійного опору:  $r_B = r'_B + r''_B$

•Розподілений опір бази  $r'_B$  *відображає опір активної області бази*, який значно більший, ніж опори ЕП та емітерної області. Значення цього опору зростає зі зменшенням ширини бази, тому що зменшується ймовірність рекомбінації в базі, і, отже, основна частина струму бази  $I_{Bрек}$  також зменшується. Частина вхідної напруги, прикладена до ЕП, спадає на опорі  $r'_B$ , і це знижує ефективність керування струмом у транзисторі.



*T-подібна еквівалентна схема БТ у ССБ*

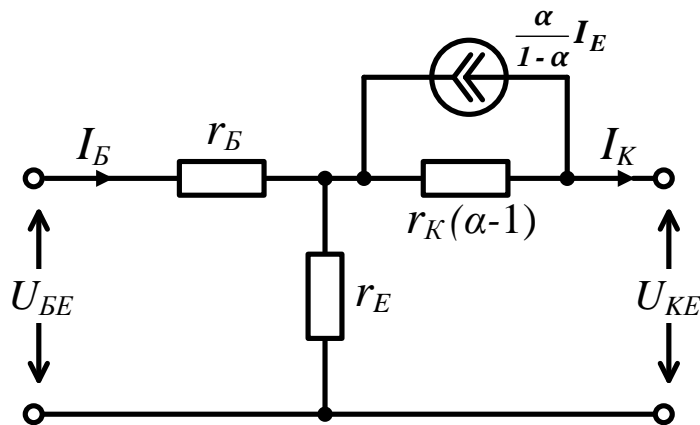
# ФІЗИЧНІ ПАРАМЕТРИ ТА ЕКВІВАЛЕНТНІ СХЕМИ БТ

• *Дифузійний опір бази  $r''_B$  відображає вплив колекторної напруги на ширину бази внаслідок зміни товщини КП.* Нехай, наприклад, напруга на колекторі збільшилася. Це приводить до зменшення ширини бази. Оскільки напруга  $U_{EB}$  не змінилася, то струм емітера має залишитися постійним. Проте він збільшується внаслідок зростання градієнта концентрації дірок у базі. Для збереження  $I_E = \text{const}$  потрібно зменшити концентрацію дірок  $p_{BE}$  біля ЕП, тобто зменшити напругу на ЕП. Щоб напруга на ЕП зменшилася при незмінній напрузі  $U_{EB}$ , опір бази має зрости на деяку величину  $r''_B$  (див. рис.).

• *Для ССЕ T-подібна еквівалентна схема БТ має вигляд, показаний на рисунку. Ця схема також досить точно описує властивості приладу в діапазоні низьких частот.*

• *Значення параметрів T-подібних фізичних еквівалентних схем залежить від обраного режиму транзистора і не залежить від схеми його ввімкнення.*

• *Безпосереднє вимірювання фізичних параметрів БТ неможливе, бо точка з'єднання опорів  $r_B$ ,  $r_E$  і  $r_K$  знаходиться всередині кристала напівпровідника. Тому ці параметри розраховуються за допомогою формул, які зв'язують фізичні параметри з  $h$ -параметрами БТ (таблиця).*



*T-подібна еквівалентна схема БТ у ССЕ*

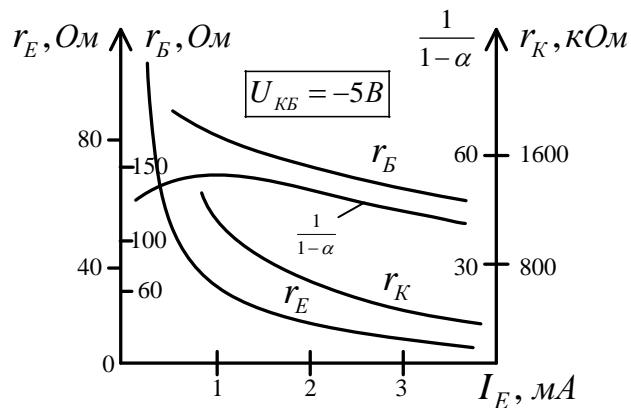


# ЗАЛЕЖНІСТЬ ФІЗИЧНИХ ПАРАМЕТРІВ БТ ВІД ЗОВНІШНІХ ВПЛИВІВ

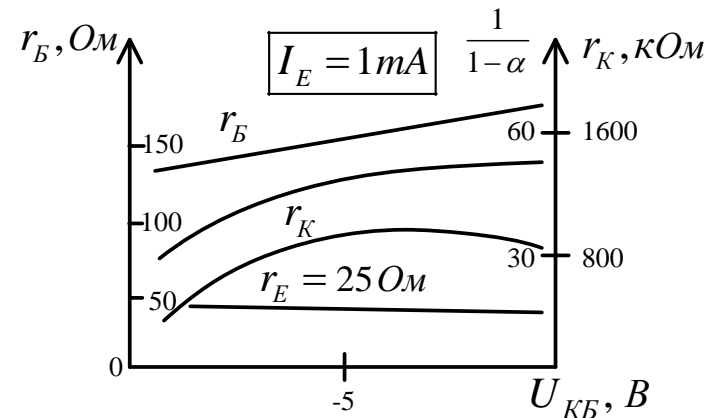
• **Залежність фізичних параметрів БТ від емітерного струму** показана на рисунку 1.

Опори  $r_E$  та  $r_K$  обернено пропорційні до  $I_E$ . При збільшенні  $I_E$  опір активної області бази  $r_B$  зменшується, і сумарний опір бази визначається здебільшого пасивними областями. Щоб зміна  $\alpha$  при зміні струму  $I_E$  була помітніша, на графіку подається величина  $1/(1-\alpha)$ .

• **Залежність фізичних параметрів від напруги  $U_{KB}$**  показана на рисунку 2. Опір ЕП  $r_E$  практично не залежить від напруги  $U_{KB}$  в той час як опір КП  $r_K$  істотно залежить від цієї напруги. З її збільшенням  $r_K$  спочатку зростає пропорційно  $\sqrt{U_{KB}}$  (товщина КП пропорційна  $\sqrt{U_{KB}}$ ), а потім зменшується внаслідок ударної іонізації і множення носіїв у запірному шарі, а також за рахунок процесів поверхневого витоку. Залежність опору  $r_B$  від напруги  $U_{KB}$  зумовлюється модуляцією активної ширини бази: при збільшенні  $U_{KB}$  зменшується ширина бази, зменшується ймовірність рекомбінації неосновних носіїв і зменшується базовий струм, тобто дещо зростає базовий опір  $r_B$ .



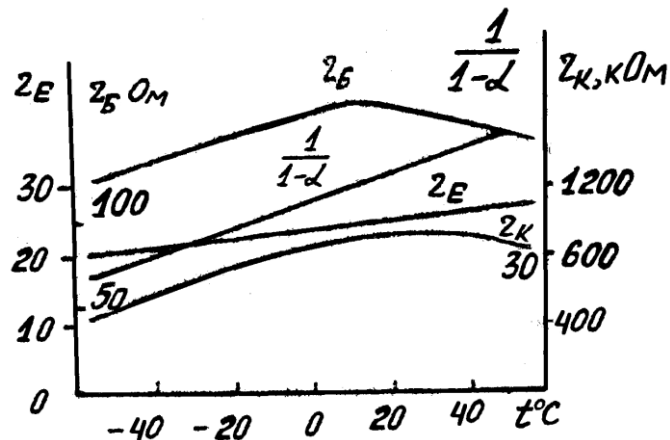
Залежність фізичних параметрів БТ від емітерного струму



Залежність фізичних параметрів БТ від колекторної напруги

# ЗАЛЕЖНІСТЬ ФІЗИЧНИХ ПАРАМЕТРІВ БТ ВІД ЗОВНІШНІХ ВПЛИВІВ

- *Залежність фізичних параметрів БТ від температури* показана на рисунку.
- Опір БТ  $r_E$  лінійно залежить від температури. Коефіцієнт передачі струму  $\alpha$  збільшується під час нагрівання, оскільки час життя носіїв зростає при збільшенні температури (і тому зростає дифузійна довжина дірок у базі  $L_{pB}$  і збільшується коефіцієнт перенесення).
- Опір  $r_K$  спочатку при підвищенні температури зростає, що забезпечується збільшенням  $\alpha$ , а потім дещо зменшується внаслідок поверхневого витоку та ударної іонізації. Опір бази  $r_B$  спочатку зростає, оскільки зростає середній час життя носіїв, і, отже, зменшується струм  $I_B$ . Згодом, при кімнатній температурі за рахунок процесів термогенерації у слабколегованій базі збільшується концентрація основних носіїв, і опір бази стає меншим.



Залежність фізичних параметрів БТ від температури

# ФІЗИЧНІ ПАРАМЕТРИ ТА ЕКВІВАЛЕНТНІ СХЕМИ БТ

Параметр	ССБ	ССЕ	ССК
$h_{11}$	$r_E + r_B(1-\alpha)$	$r_B + r_E/(1-\alpha)$	$r_B + r_E/(1-\alpha)$
$h_{12}$	$r_B/r_K$	$r_E/r_K(1-\alpha)$	1
$h_{21}$	$-\alpha$	$\alpha/(1-\alpha)$	$-\alpha/(1-\alpha)$
$h_{22}$	$1/r_E$	$1/r_K(1-\alpha)$	$1/r_K(1-\alpha)$

*Зв'язок між параметрами еквівалентних схем фізичною і формальною* такий

$$\alpha = -h_{21B} = h_{21E}/(1+h_{21E}),$$

$$r_E = h_{11B} - h_{12B}(1+h_{21B})/h_{22B} = h_{12E}/h_{22E}$$

$$r_K = 1/h_{22B} = (1+h_{21E})/h_{22E}$$

$$r_B = r'_B + r''_B = -h_{21B}/h_{22B} = h_{11E} - h_{12E}(1+h_{21E})/h_{22E}$$

Фізичні параметри БТ залежать від режиму роботи і температури.

# РОБОТА БТ У ДИНАМІЧНОМУ РЕЖИМІ

• Під час роботи БТ у різних електронних схемах до його вхідного кола надходять сигнали у формі змінної напруги, яка змінює вхідний та вихідний струми приладу. У цьому випадку **БТ працює в динамічному режимі**: зміна струму колектора  $I_K$  у транзисторі відбувається внаслідок одночасної зміни вхідного струму ( $I_E$  або  $I_B$ ) і напруги на колекторі ( $U_{KB}$  або  $U_{KE}$ ).

**Основним різновидом динамічного режиму БТ є підсилювальний режим.**

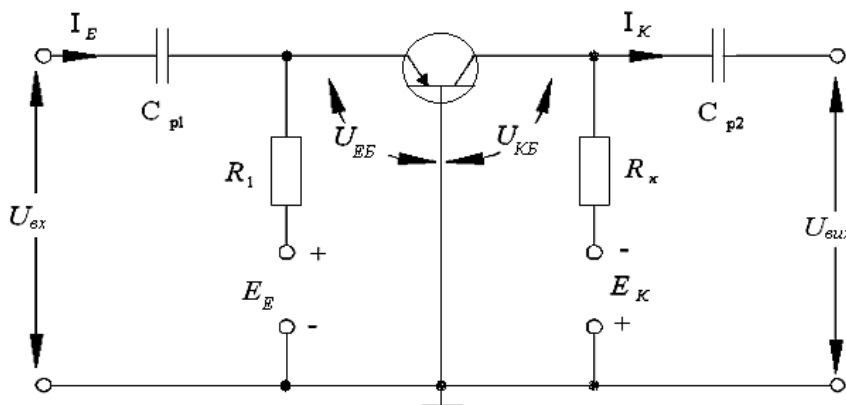
## ПІДСИЛЮВАЛЬНИЙ КАСКАД НА БІПОЛЯРНОМУ ТРАНЗИСТОРІ

### Схема зі спільною базою

Схема транзисторного підсилювача **зі спільною базою** зображена на рисунку.

• За відсутності вхідного сигналу ( $U_{вх}=0$ ) у вхідному колі БТ діє **напруга спокою**  $U_{EB0}$ , створена за рахунок джерела  $E_E$ , і проходить струм  $I_{E0}$  - емітерний струм спокою (**робоча точка**). У вихідному колі діють відповідно напруга  $U_{KB0}$  (від джерела  $E_K$ ) і струм  $I_{K0}$ . У колі бази  $U_{KB0} = E_K - I_{K0}R_K$ . **Початковий режим БТ – активний**. При надходженні на вхід схеми сигналу  $U_{вх} = U_{mвх} \sin \omega t$  починається **динамічний режим** роботи БТ. Практично вся напруга  $U_{вх} = 0$  падає на резисторі  $R_1$ , і тоді напруга  $U_{EB}$  змінюватиметься за законом

$$U_{EB} = E_K + U_{mвх} \sin \omega t$$

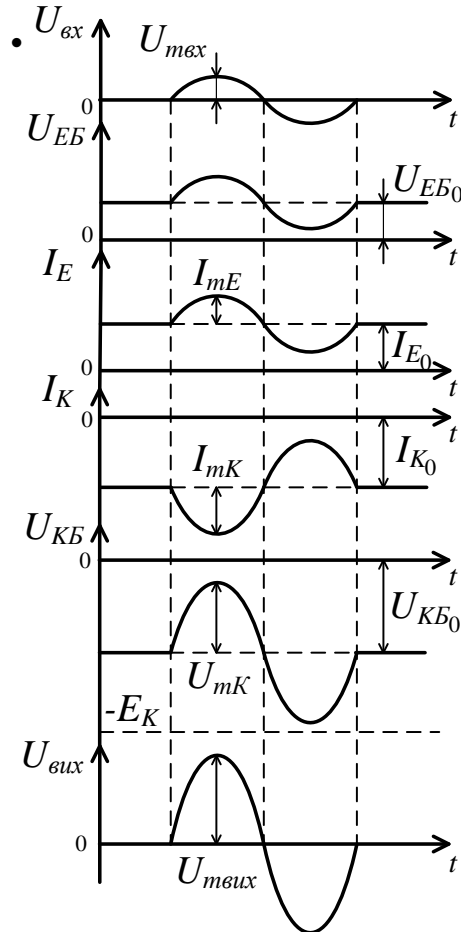


Підсилювальний каскад на БТ зі спільною базою

# РОБОТА БТ У ДИНАМІЧНОМУ РЕЖИМІ

• *Часові діаграми напруги і струмів каскаду* показано на рисунку. Оскільки БТ працює в активному режимі, разом зі зміною  $U_{EB}$  змінюватимуться емітерний  $I_E$ , колекторний  $I_K$  струми, а також напруга на колекторі  $U_{KB}$  (рис.). Колекторна напруга змінюється за законом

$$U_{KB} = E_E - I_{K0}R_K + I_{mK}R_K \sin \alpha t .$$



З діаграм видно, що *вхідна  $U_{вх}$  і вихідна  $U_{вих}$  напруги схеми не змінюються у фазі одна відносно іншої* (каскад за схемою зі спільною базою не інвертує вхідного сигналу). *Амплітуда  $U_{mвих}$  може бути більша за амплітуду вхідного сигналу, якщо відповідно вибрати величину колекторного опору  $R_K$ , тобто в цьому випадку каскад підсилює напругу.* Процес підсилення полягає в перетворенні енергії джерела живлення  $E_K$  в енергію вихідного сигналу. При цьому транзистор відіграє роль своєрідного регулятора, який керує струмом джерела. *Величина і форма вихідної напруги залежать не тільки від величини і форми вхідного сигналу, величини  $R_K$ , але і від вибору положення початкової робочої точки на характеристиках БТ ( $U_{EB0}$ ,  $I_{E0}$ ,  $U_{KB0}$ ,  $I_{K0}$ ).*

*Часові діаграми напруги і струмів транзисторного каскаду зі спільною базою*

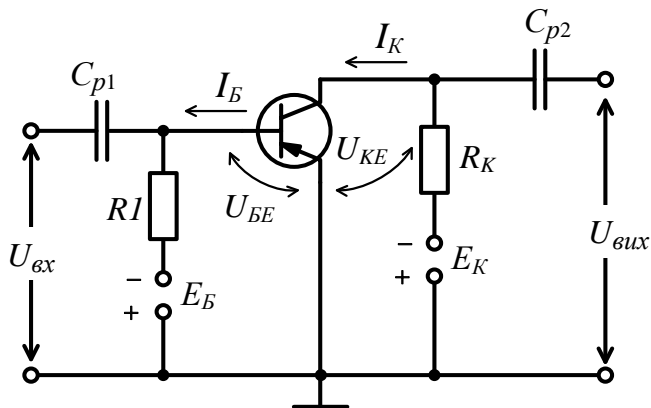
# РОБОТА БТ У ДИНАМІЧНОМУ РЕЖИМІ

## Схема зі спільним емітером

•Схема транзисторного підсилювача зі *спільним емітером* показана на рис.1, а часові діаграми пристрою – на рис.2. Режим спокою забезпечується двома джерелами  $E_B$  (напруга  $U_{BE0}$  і струм  $I_{B0}$ ) і  $E_K$  (напруга  $U_{KE0}$  і струм  $I_{K0}$ ). Напруга колектора

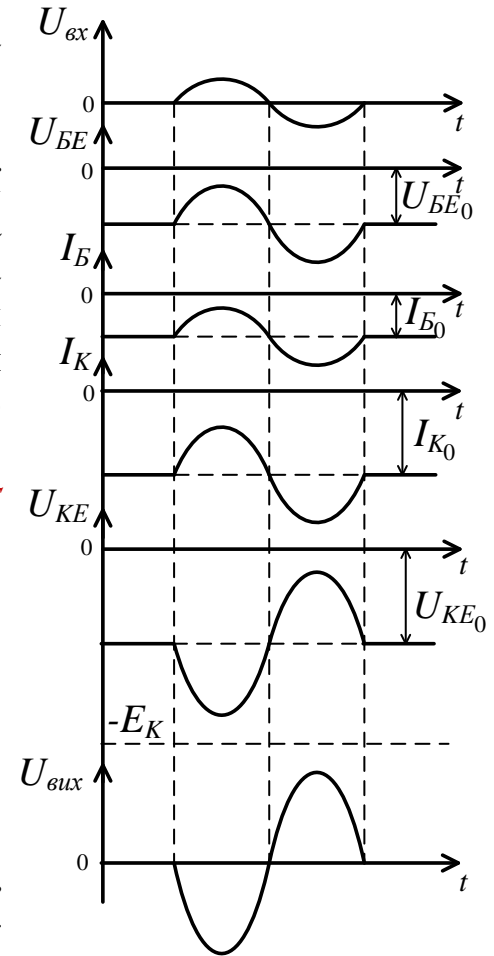
$$U_{KE0} = E_K - I_{K0}R_K.$$

•У режимі підсилення вхідного сигналу під час додатного півперіоду вхідної напруги пряма напруга ЕП транзистора зменшується, струм бази  $I_B$  та колектора  $I_K$  також зменшуються, що викликає збільшення напруги колектора  $U_{KE}$ . Якщо робота відбувається на лінійній ділянці характеристики транзистора, то форми змінних складових струмів бази і колектора збігаються з формою вхідної напруги, а *зміна напруги на колекторі*, зумовлена змінною складовою колекторного струму, є *протифазною відносно вхідної напруги*. Отже, *схема підсилювального каскаду на БТ зі спільним емітером є інвертувальною схемою*. Як впливає з попереднього матеріалу, *схема рис.1 здатна підсилювати не лише напругу, а і струм*.



Підсилювальний каскад зі спільним емітером

Часові діаграми напруги і струмів транзисторного каскаду зі спільним емітером



# РОБОТА БТ У ДИНАМІЧНОМУ РЕЖИМІ

## Способи забезпечення режиму спокою транзисторного каскаду

•Режим спокою у вхідному колі транзисторного каскаду може забезпечуватися не обов'язково за допомогою окремого джерела живлення  $E_E$  або  $E_B$ . **Частіше у каскадах застосовують лише одне джерело живлення – у колекторному колі. У таких каскадах замість вхідного джерела ЕРС використовують спеціальні електричні кола автоматичного зміщення – пасивні кола, на яких струм, який проходить від джерела колекторної напруги  $E_K$ , створює падіння напруги, що забезпечує потрібне положення робочих точок на характеристиках транзистора в режимі спокою.**

•Основною вимогою до каскадів з автоматичним зміщенням є забезпечення сталості обраного режиму спокою **при зміні температури або заміні транзистора**. Розглянемо деякі приклади.

### Схема з фіксованим струмом бази

Схему зображено на рисунку

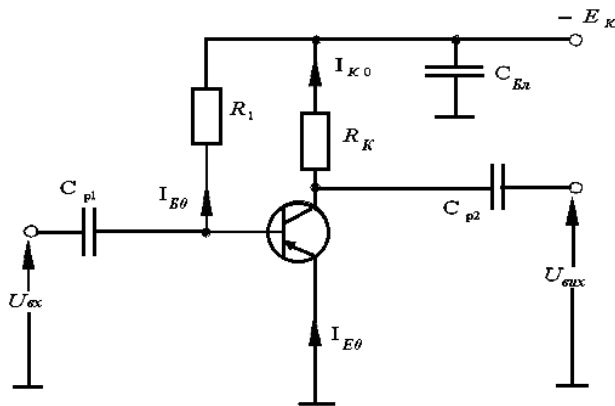


Схема з фіксованим струмом бази

Зміщення напруги на ЕП у транзисторі цього каскаду здійснюється за рахунок струму бази спокою  $I_{Б0}$ , який проходить від джерела  $E_K$  через резистор  $R_1$ . При цьому напруга на ЕП  $U_{БЕ0}$  визначається вхідним опором БТ. Опір резистора  $R_1$  дорівнює

$$R_1 = \frac{E_K - U_{БЕ0}}{I_{Б0}} \approx \frac{E_K}{I_{Б0}}$$

тобто можна вважати, що

$$I_{Б0} = \frac{E_K}{R_1}$$

Каскад рис. називається каскадом з фіксованим струмом бази оскільки як видно з формули **струм бази не залежить від параметрів транзистора**.

# СХЕМА З ФІКСОВАНИМ СТРУМОМ БАЗИ

•**Недоліком каскаду** на рис. є те, що **в ньому важко встановити обраний режим спокою при застосуванні транзисторів з великим розкидом параметра  $h_{21E}$  без зміни опору  $R_1$** . Наприклад, у транзистора **ГТЗ11Ж** промисловий розкид параметрів  $h_{21E}$  становить від **50 до 200**. Оскільки струм  $I_{B0}$  залежить від властивостей БТ, то **при заміні транзистора струм колектору  $I_K = h_{21E}I_B + (1 + h_{21E})I_{KB0}$  може змінюватися в 4 рази, і початкова робоча точка може вийти з області активного режиму на характеристиках, що для підсилювача небажано**. Іншим суттєвим **недоліком каскаду** є те, що **в його схемі не враховується температурний дрейф характеристик і параметрів БТ, завдяки якому струм  $I_{KB0}$  при збільшенні температури зростає**.

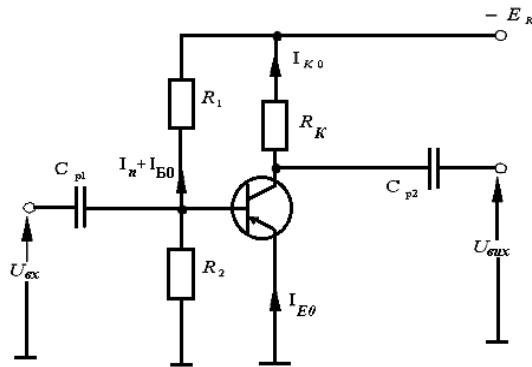
## Схема з фіксованим потенціалом бази

Схему показано на рис. Потрібний режим спокою транзистора забезпечується **фіксованою напругою на базі, що утворюється за допомогою подільника напруги на резисторах  $R_1$  та  $R_2$** .

Опір  $R_2$  дорівнює

$$R_2 = \frac{U_{BE0}}{I_n},$$

де  $I_n$  - струм подільника напруги. Звичайно  $I_n = (3-5) I_{B0}$ .



Транзисторний каскад з фіксованим потенціалом бази

Опір  $R_1$  можна розрахувати за формулою

$$R_1 = \frac{|E_K| - |U_{BE0}|}{I_n + I_{B0}}$$

При  $I_n \gg I_{B0}$  можна вважати, що напруга

$$U_{BE0} = I_n R_2 = \frac{E_K}{R_1 + R_2} R_2$$

не залежить від властивостей транзистора. Тому **схема на рис. називається схемою з фіксованим потенціалом бази**. Суттєвий **недолік** цієї схеми – **температурний дрейф колекторного струму** – вимагає застосування спеціальних заходів температурної **стабілізації**.



# СХЕМА З ТЕМПЕРАТУРНОЮ СТАБІЛІЗАЦІЄЮ В ЕМІТЕРНОМУ КОЛІ

Ця схема наведена на рис. У ній з метою стабілізації емітерного (колекторного) струму при зміні температури використовується резистор негативного зворотного зв'язку за струмом  $R_3$ . Для схеми на рисунку справедлива рівність

$$|U_{BE0}| = |U_{R2}| - I_{E0} R_3.$$

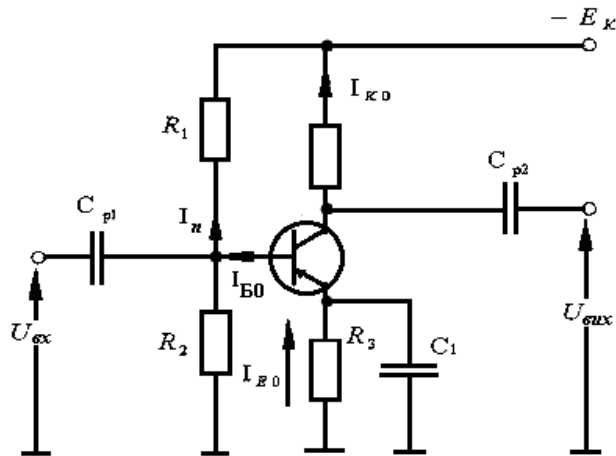
Оскільки температурні зміни опорів  $R_1$  та  $R_2$  незначні, то падіння напруги на опорі  $R_2$  при зміні температури практично не змінюється. Збільшення струму  $I_{E0}$  при збільшенні температури приводить як видно з формули до зменшення напруги на ЕП  $U_{BE0}$ . Це, у свою чергу, приводить до зменшення струмів бази  $I_{B0}$  та колектора  $I_{K0}$ . Таким чином, **автоматично стабілізується також струм емітера  $I_{E0}$** .

Величина падіння напруги на резисторі зворотного зв'язку  $R_3$  вибирається в межах  $U_{R3} = (0,10 - 0,25)E_K$ . Формули для розрахунку опорів  $R_1$ ,  $R_2$  і  $R_3$  мають вигляд

$$R_3 = \frac{(0,10 - 0,25) E_K}{I_{E0}}$$

$$R_2 = \frac{U_{R2}}{I_n} = \frac{U_{R3} + |U_{BE0}|}{I_n}$$

$$R_1 = \frac{|E_K| - |U_{R2}|}{I_n + I_{B0}}$$



Оскільки негативний зворотний зв'язок за змінною складовою приводить до зменшення коефіцієнта підсилення каскаду, то з метою усунення цього зв'язку резистор  $R_3$  шунтується конденсатором  $C_1$ .

Транзисторний каскад з температурною стабілізацією

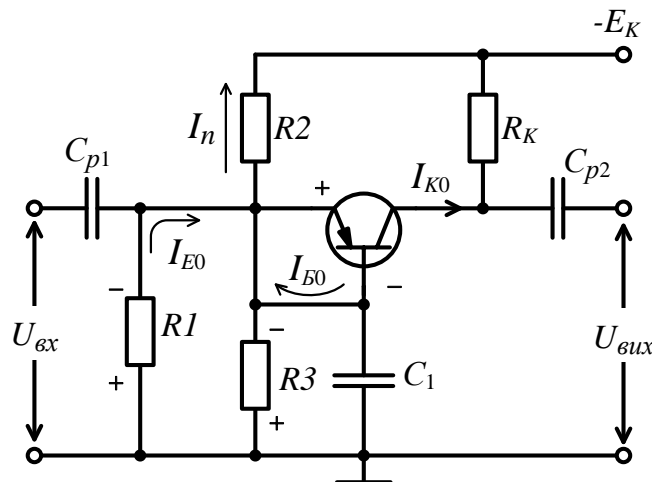
# СХЕМА КАСКАДУ ЗІ СБ ТА АВТОМАТИЧНИМ ЗМІЩЕННЯМ РОБОЧОЇ ТОЧКИ

• У схемі на рисунку *автоматичне зміщення робочої точки здійснюється за рахунок подільника напруги  $R_2$  і  $R_3$* . Напруга  $U_{R3}$ , прикладена до бази і через резистор  $R_1$  до емітера транзистора, забезпечує пряме зміщення ЕП, тобто *активний режим транзистора*. Резистор  $R_1$  забезпечує подачу вхідного сигналу на емітер, конденсатор  $C_1$  служить для усунення негативного зворотного зв'язку за змінною складовою.

• Розрахунок  $R_1$ ,  $R_2$  та  $R_3$  здійснюється таким чином. Для обраної робочої точки режиму спокою (вибирається на характеристиках БТ) спочатку визначаються струм  $I_{Б0} = I_{Е0} - I_{К0}$  і струм подільника напруги  $I_n = (3 - 5) I_{Е0}$ . Для емітерного кола другий закон Кірхгофа має вигляд

$$U_{R1} + U_{ЕБ0} - U_{R3} = 0$$

Для підсилювачів напруга  $U_{R3} = (0,10 - 0,25)E_K$ . Тоді



$$R_1 = \frac{U_{R1}}{I_{Е0}} = \frac{U_{R3} U_{ЕБ0}}{I_{Е0}}$$

$$R_2 = \frac{|E_K| - |U_{R3}|}{I_n + I_{Б0}}$$

$$R_3 = \frac{U_{R3}}{I_n} = \frac{(0,10 - 0,25) E_K}{I_n}$$

Транзисторний каскад зі спільною базою

# ОЦІНКА ТРАНЗИСТОРНИХ КАСКАДІВ ЗА ТЕМПЕРАТУРНОЮ НЕСТАБІЛЬНІСТЮ

• *Якість підсилювача визначається вибором положення початкової робочої точки (робочої точки режиму спокою), а також її стабільністю при зміні температури.*

• Для підсилювального каскаду з температурною стабілізацією (див. схему з температурною стабілізацією) температурна зміна колекторного струму становить:

$$\Delta I_K = S \left[ \frac{\Delta U_{BE}}{R_1 + R_2} + \Delta I_{KBO} + \frac{\Delta h_{21E}}{h_{21E}} (I_B + I_{KBO}) \right],$$

де  $S = h_{21E} [1 + R_3 h_{21E} / (R_3 + R_B)]^{-1}$  - коефіцієнт нестабільності колекторного струму;

$$R_B = R_1 R_2 / (R_1 + R_2).$$

• Якщо  $R_3 = 0$ , то ця схема перетворюється в *схему з фіксованим потенціалом бази* (див. схему з фіксованим потенціалом бази), і коефіцієнт  $S = h_{21E}$ . При  $R_3 \gg R_B$  коефіцієнт  $S = h_{21E} / (1 + h_{21E}) = h_{21B}$ . Таким чином, *залежно від співвідношення між  $R_3$  та  $R_B$  значення коефіцієнта температурної нестабільності змінюється від  $h_{21B}$  до  $h_{21E}$ .*

• *Температурна зміна струму колектора тим більша, чим більший коефіцієнт  $S$ . Тому умова  $R_3 \gg R_B$  є необхідною. Проте зменшення величини  $R_B$  небажане, тому що воно призводить до зменшення вхідного опору транзисторного каскаду. Тому подільник напруги в базовому колі вибирають з умови, щоб коефіцієнт температурної нестабільності дорівнював  $S = 3-5$ .*

# ДИНАМІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ БТ

• При ввімкненні навантаження до колекторного кола транзистора **зміна струму колектора викликається одночасною дією зміни струму бази і напруги на колекторі**. У цьому режимі роботи для аналізу властивостей БТ **недостатньо мати його статичні характеристики**, оскільки вони відображають зміну лише одного параметра. Тому для опису властивостей транзистора, а також для розрахунку параметрів транзисторного каскаду на сім'ях статичних характеристик будують **додаткові характеристики, які називають динамічними, або навантажувальними**. Розглянемо їх.

## Вихідна навантажувальна характеристика

Для каскаду зі **спільним емітером** рівняння вихідного кола  $U_{KE} = E_K - I_K R_K = 0$  (плакат 57). Звідси  $I_K = (E_K - U_{KE})/R_K$ . **Це рівняння вихідної навантажувальної прямої транзисторного каскаду зі спільним емітером**. Цю характеристику будують на сім'ї вихідних статичних характеристик ССЕ (рис.) за двома точками:

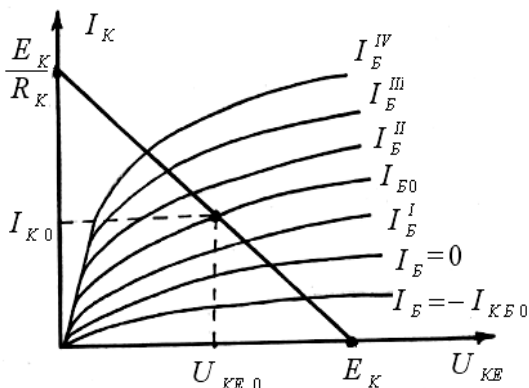
$$I_K = 0, U_{KE} = E_K; U_{KE} = 0, I_K = E_K/R_K.$$

• **Точка перетину навантаженої прямої зі статичною характеристикою, яка була знята при заданому струмі бази в режимі спокою ( $I_{B0}$ ), визначає вихідні координати режиму спокою транзисторного каскаду ( $U_{KE0}, I_{K0}$ )**. При надходженні на вхід каскаду змінної напруги сигналу буде змінюватися струм бази відносно значення  $I_{B0}$ , і **робоча точка рухатиметься на сім'ї характеристик уздовж навантажувальної прямої**. **Це означає, що динамічна характеристика повністю визначає роботу транзисторного каскаду в динамічному режимі – у режимі підсилення вхідної напруги**.

• Для транзисторного каскаду зі **спільною базою** рівняння вихідної навантажувальної прямої набирає вигляду

$$I_K = (E_K - U_{KB})/R_K$$

• **Динамічна вихідна характеристика каскаду зі спільною базою будується аналогічним чином за цим рівнянням**.



Побудова навантажувальної прямої на сім'ї вихідних статичних характеристик ССЕ

# ВХІДНА НАВАНТАЖУВАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА

• **Вхідна навантажувальна характеристика** може бути побудована шляхом перенесення точок вихідної характеристики (прямої) на сім'ю статичних вхідних характеристик і подальшого з'єднання цих точок у плавну монотонну криву. Але цей спосіб рідко використовується в інженерній практиці, тому що у довідниках, як правило, даються лише дві вхідні статичні характеристики – при нульовій і при ненульовій колекторній напрузі. Тому із **задовільною для практики точністю за вхідну навантажувальну криву можна взяти вихідну статичну характеристику, яка знімалася при ненульовій колекторній напрузі. Робоча точка спокою на вхідній навантажувальній кривій має координати: струм бази спокою  $I_{B0}$  і напругу бази  $U_{BE0}$ , яка викликає цей струм.**

*Параметри режиму підсилення та їх розрахунок за динамічними характеристиками транзисторного каскаду*

До основних параметрів режиму підсилення транзисторного каскаду належать:

$$\begin{aligned} K_I &= I_{m\text{вих}}/I_{m\text{вх}} && \text{- коефіцієнт підсилення за струмом} \\ K_U &= U_{m\text{вих}}/U_{m\text{вх}} && \text{- коефіцієнт підсилення за напругою} \\ K_P &= P_{\text{вих}}/P_{m\text{вх}} = K_U K_I && \text{- коефіцієнт підсилення за потужністю} \\ R_{\text{вх}} &= U_{m\text{вх}}/I_{m\text{вх}} && \text{- вхідний опір} \\ R_{\text{вих}} &= U_{m\text{вих}}/I_{m\text{вих}} && \text{- вихідний опір} \end{aligned}$$

*Задача знаходження цих параметрів за динамічними характеристиками зводиться до знаходження вхідних і вихідних амплітуд змінних струмів і напруг транзисторного каскаду, які входять до формул.*

# ГРАФОАНАЛІТИЧНИЙ СПОСІБ ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ РЕЖИМУ ПІДСИЛЕННЯ

• Суть графоаналітичного способу визначення параметрів режиму підсилення каскаду за навантажувальними характеристиками полягає в наступному (на прикладі каскаду зі спільним емітером).

• 1. На сім'ї вихідних статичних характеристик  $I_{K\sim} = f(U_{KE})/I_B = \text{const}$  будується вихідна навантажувальна пряма. Для каскадів з **фіксованим струмом бази та фіксованим потенціалом бази** ця пряма будується за формулою  $I_{K\sim} = (E_K - U_{KE})/R_K$ . Для **каскаду з температурною стабілізацією** помітно відрізнятимуться динамічні вихідні характеристики **для постійного та змінного струмів** (рис.) унаслідок наявності в емітерному колі БТ ланцюжка  $R_3, C_1$ . Постійна складова струму емітера проходить через резистор  $R_3$ , отже,  $U_{KE\sim} = E_K - I_{K\sim} R_K - I_{E\sim} R_3$ , оскільки в активному режимі  $I_{E\sim} \approx I_{K\sim}$ ,  $U_{KE\sim} = E_K - I_{K\sim} (R_K + R_3)$ .

Тому **рівняння вихідної навантажувальної прямої для постійної складової струму транзистора** має вигляд (пряма 1 на рисунку)

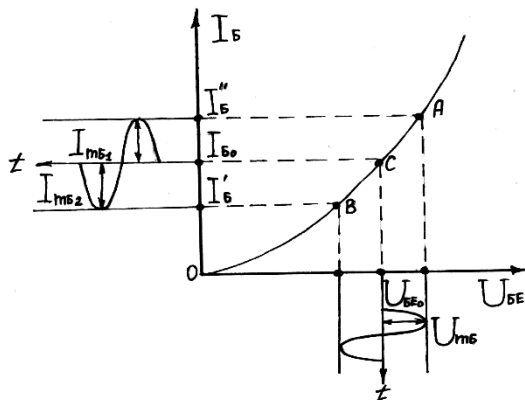
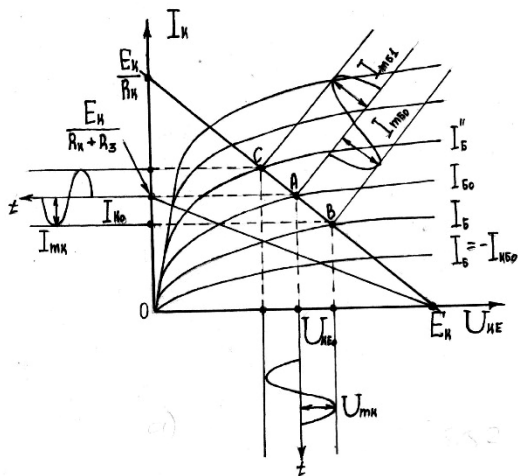
$$I_{K\sim} = \frac{E_K - U_{KE\sim}}{R_K + R_3}$$

• Змінна складова струму  $I_{E\sim}$  через резистор  $R_3$  не проходить. Тому **рівняння вихідної навантажувальної характеристики для змінного струму** має вигляд

$$I_{K\sim} = \frac{E_K - U_{KE\sim}}{R_K}$$

• Для **каскаду з температурною стабілізацією** розрахунок параметрів підсилювального режиму вимагає застосування навантажувальної прямої **саме для змінного струму** за рівнянням, що наведене вище

– пряма 2 на рисунку.



До графоаналітичного визначення параметрів режиму підсилення транзисторного каскаду

# ГРАФОАНАЛІТИЧНИЙ СПОСІБ ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ РЕЖИМУ ПІДСИЛЕННЯ

- 2. Будується вихідна навантажувальна характеристика каскаду, яка практично збігається з вхідною характеристикою БТ:  $I_B = f(U_{BE})$  при  $U_{KE} \neq 0$ .
- 3. На вхідній і вихідній навантажувальних характеристиках відмічається положення початкової робочої точки режиму спокою ( $U_{BE0}$ ,  $I_{B0}$ ,  $U_{KE0}$ ,  $I_{K0}$ ), яку або задають, або вибирають з міркувань проектування.
- 4. Розгортаючи змінну напругу  $U_{BE}$  з амплітудою  $U_{mB}$  відносно постійного рівня  $U_{BE0}$ , знаходять відповідну зміну струму  $I_B$  відносно струму спокою  $I_{B0}$ . Знаходять амплітуду  $I_{mB}$  (у разі потреби, усереднюючи верхню і нижню амплітуди:  $I_{mB} = (I_{mB1} + I_{mB2})/2$ ).
- 5. Перенесенням точок В і С на вихідну навантажувальну пряму визначають на ній робочу ділянку струму бази, а також відповідні до цієї ділянки зміни колекторної напруги  $U_{KE}$  відносно постійного рівня  $U_{KE0}$  і струму  $I_K$  відносно рівня  $I_{K0}$ . За допомогою усереднення визначають амплітуди  $U_{mK}$  та  $I_{mK}$ .
- 6. Використовуючи знайдені амплітуди  $U_{mB}$ ,  $I_{mB}$ ,  $U_{mK}$ ,  $I_{mK}$ , за формулами (плакат 64), розраховують параметри режиму підсилення.

*Існує також спосіб визначення параметрів режиму підсилення за допомогою h-параметрів.*

Для найпростішого транзисторного підсилювача на низьких частотах маємо:

$$K_U = - \frac{h_{21} R_H}{h_{11} + R_H (h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21})}, \quad K_I = - \frac{h_{21}}{1 + R_H h_{22}},$$

$$R_{ex} = - \frac{h_{11} + R_H (h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21})}{1 + R_H h_{22}}, \quad R_{вих} = - \frac{h_{21} + R_\Gamma}{h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21} + R_\Gamma h_{22}},$$

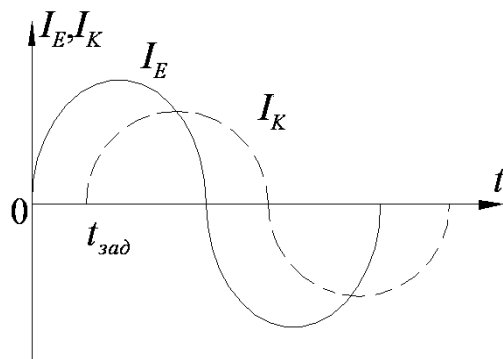
- У наведених формулах  $R_H$  - опір навантаження;  $R_\Gamma$  - опір джерела вхідного сигналу.

# ЧАСТОТНІ ВЛАСТИВОСТІ БТ

•Залежність параметрів БТ від частоти зумовлена інерційністю процесів дифузії неосновних носіїв у базі, а також впливом ємностей переходів і розподіленого опору бази. Ці обставини обмежують *частотний діапазон транзисторів*. Наприклад, *робочі частоти сплавних транзисторів не перевищують 20 - 30 МГц*.

•*На низьких частотах* період зміни напруги на ЕП значно більший за час прольоту неосновних носіїв через базу. Внаслідок цього градієнти концентрацій носіїв у базі біля емітера і колектора змінюються одночасно, і тому струми  $I_E$ ,  $I_K$  та  $I_B$  синфазні, а *коефіцієнти передачі струму  $h_{21Б}$  і  $h_{21Е}$  є дійсними величинами*.

•*При зростанні частоти* період зміни напруги на ЕП зменшується і стає сумірним з часом дифузії неосновних носіїв через базу. Це призводить до того, що *струм колектора  $I_K$  відставатиме від струму емітера  $I_E$  за фазою* (рис.). Крім того, оскільки впродовж півперіоду прямої напруги на ЕП максимальний згусток інжектованих до бази неосновних носіїв не встигає досягти колектора, то наступного півперіоду концентрація цих носіїв і градієнт їх концентрації біля емітера будуть меншими, ніж у будь-якому іншому місці бази. У базі виникає градієнт концентрації неосновних носіїв, який викликає їх рух у бік емітера і зменшення колекторного струму (рис.). Отже, *на високих частотах коефіцієнти передачі струму  $h_{21Б}$  та  $h_{21Е}$  набирають комплексного характеру і зменшуються за модулем при збільшенні частоти*.



Струм  $I_E$  та  $I_K$  БТ на високих частотах



# ЧАСТОТНІ ВЛАСТИВОСТІ БТ

• Для ССБ коефіцієнт передачі струму емітера

$$h_{21Б}(\omega) = I_K/I_E = h_{21Б}(\omega)e^{-i\omega h_{21Б}(\omega)}$$

де  $h_{21Б}(\omega)$  – комплексний коефіцієнт передачі струму емітера;

$I_K, I_E$  – комплексні амплітуди струму емітера і колектора.

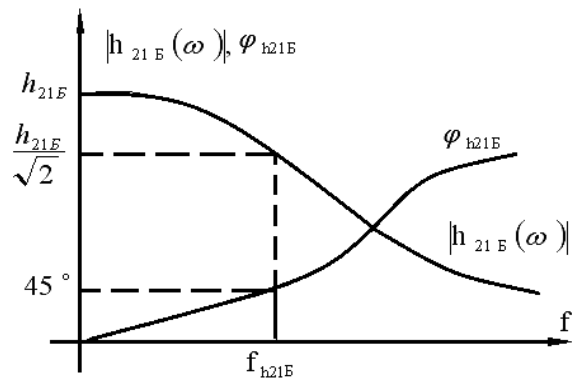
• Модуль колекторного коефіцієнта передачі БТ у ССБ

$$|h_{21Б}(\omega)| = \frac{h_{21Б}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{h21Б}}\right)^2}}$$

де  $h_{21Б}$  – значення коефіцієнта передачі струму на низьких частотах.

Фазове зміщення дорівнює  $\text{tg}(\varphi_{h21Б}) = \left(\frac{f}{f_{h21Б}}\right)$ ,  $\varphi_{h21Б} = -\text{arctg}\left(\frac{f}{f_{h21Б}}\right)$ .

• З формули випливає, що на частоті  $f = f_{h21Б}$ ,  $h_{21Б}(\omega) = \frac{h_{21Б}}{\sqrt{2}}$ . Частота, на якій модуль коефіцієнта передачі струму зменшується в  $\sqrt{2}$  раза, називається **граничною частотою БТ**. З формули бачимо, що на граничній частоті зсув фаз між вхідним і вихідним струмом дорівнює  $45^\circ$ . Частотні характеристики БТ у ССБ показано на рис.



Частотні характеристики БТ у ССБ та ССЕ

Величину  $\tau_{h21Б} = 1/(2\pi f_{h21Б})$  називають сталою часу БТ у ССБ, і вона приблизно дорівнює середній тривалості дифузії неосновних носіїв через базу:  $\tau_{h21Б} = \tau_p(1 - h_{21Б})$ ,

де  $\tau_p$  - середня тривалість життя дірок у базі.

Для ССЕ коефіцієнт передачі струму бази

$$|h_{21Е}(\omega)| = \frac{h_{21Е}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{h21Е}}\right)^2}}, \quad \text{Фазове зміщення } \varphi_{h21Е} = -\text{arctg}\left(\frac{f}{f_{h21Е}}\right)$$

Частота  $f_{h21Е}$  - це гранична частота БТ у ССЕ, при якій модуль комплексного коефіцієнта передачі струму бази зменшується в  $\sqrt{2}$  раз.

Частотні характеристики БТ у ССБ та ССЕ

# ЧАСТОТНІ ВЛАСТИВОСТІ БТ

• При цьому граничні частоти транзистора при підключенні зі спільною базою і спільним емітером мають такий зв'язок:

$$f_{h_{21E}} = f_{h_{21B}} (1 - h_{21B}) \quad \text{або} \quad f_{h_{21E}} = f_{h_{21B}} / h_{21E}$$

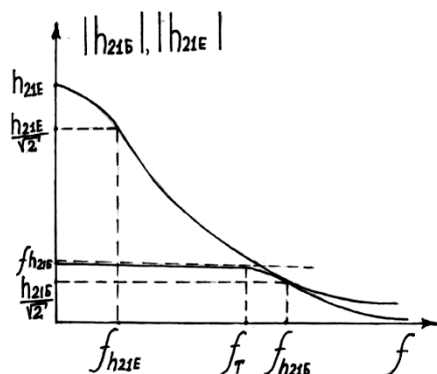
• З останніх формул випливає, що **частотні властивості БТ у схемі зі спільним емітером значно гірші, ніж у схемі зі спільною базою**. Для порівняння на рисунку 1 зображено частотні характеристики обох схем увімкнення.

• Причина зменшення  $h_{21E}$  в ССЕ при збільшенні частоти порівняно з ССБ є не тільки зменшення коефіцієнта  $h_{21B}$ , а і насамперед різке збільшення зміщення фаз між струмом  $I_E$  та  $I_K$ . На низьких частотах струм  $I_E$  та  $I_K$  приблизно збігається за фазою (рис. 2 а), і струм малий. На високих частотах збільшується зсув фаз між струмом  $I_E$  та  $I_K$ , зростає струм бази  $I_B$  (рис. 2 б), і тому зменшується коефіцієнт передачі  $h_{21E}$ .

• З рисунка 1 бачимо, що для схеми зі спільним емітером існує так звана **частота зрізу  $f_T$** , на якій модуль  $h_{21E}$  дорівнює одиниці:  $f_T = f_{h_{21E}} h_{21E} = f_{h_{21B}} h_{21B}$ .

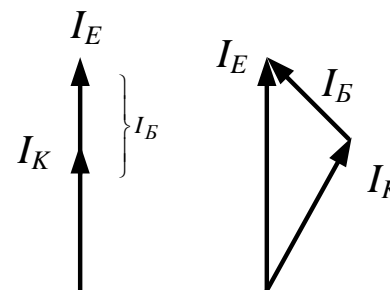
• БТ має цікаву властивість: **при частотах  $f > (3-4) f_{h_{21E}}$  добуток модуля  $h_{21E}$  і частоти, при якій вимірюється модуль  $h_{21E}$ , є величина стала і дорівнює частоті зрізу**

$$h_{21E}(\omega) f = f_T$$



Частотні характеристики БТ у ССБ та ССЕ

Векторні діаграми, що пояснюють зменшення модуля коефіцієнта передачі струму бази



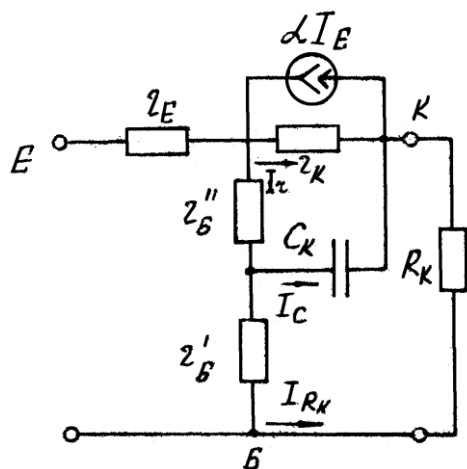
# ВПЛИВ ЄМНОСТЕЙ ПЕРЕХОДІВ І РОЗПОДІЛЕНОГО ОПОРУ БАЗИ НА ЧАСТОТНІ ВЛАСТИВОСТІ БТ

• *Фізична еквівалентна схема БТ у ССБ на високих частотах показана на рисунку.* На ній враховано вплив бар'єрної ємності КП  $C_K$  на роботу транзистора. Дифузійна ємність увімкненого в прямому напрямі ЕП не враховується, тому що малий опір  $r_E$  звичайно в десятки тисяч разів менший за опір КП  $r_K$ , і тому опір  $r_E$  шунтує ємність ЕП до дуже високих частот.

• Змінна складова струму, створеного джерелом  $E$ , розгалужується на три гілки: через опір КП  $r_K$ , через бар'єрну ємність КП  $C_K$  і через опори  $r_B$  та  $R_K$ . Оскільки  $r_K$  великий, то струм через нього незначний. На низьких частотах реактивний опір ємності  $C_K$  також великий, і струм через ємність майже не протікає. Але при збільшенні частоти опір ємності  $C_K$  зменшується, і все більша частка струму від джерела  $E$  проходить через ємність. Для зменшення шунтувальної ємності треба зменшувати опір робочого кола  $r_B + R_K$ , щоб виконувалась умова  $R_K + r_B \ll 1/\omega C_K$

• У граничному випадку вважаємо, що  $R_K = 0$ , і тоді  $r_B \ll 1/\omega C_K$  або  $r_B C_K \ll 1/\omega$

• З формули видно, **що чим менший добуток  $r_B C_K$ , тим на більш високих частотах може працювати БТ.** Тому величина  $r_B C_K$  є важливим частотним параметром транзистора і подається в довідниках.



Фізична еквівалентна схема БТ зі спільною базою на високих частотах

# ОСОБЛИВОСТІ СХЕМ ВКЛЮЧЕННЯ ТРАНЗИСТОРІВ

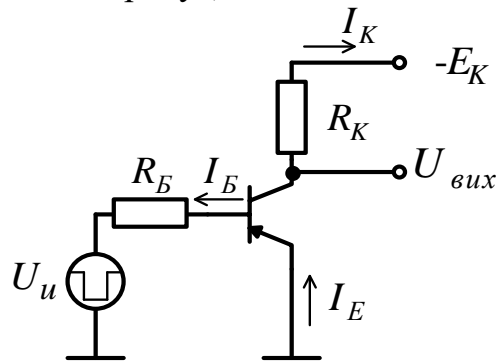
Параметр	ССБ	ССЕ	ССК
Коефіцієнт передачі струму, $h_{21}$	$h_{21} \leq 1,$ $h_{21Б} = \zeta \xi \gamma$	$h_{21} = 10 \cdot 10^3$ $h_{21Е} = h_{21Б} / (1 - h_{21Б})$	$h_{21} = 10 \cdot 10^3$ $h_{21К} = 1 / (1 - h_{21Б})$
Коефіцієнт передачі напруги, $1/h_{12}$	$10 \cdot 10^3$	$10 \cdot 10^3$	$\leq 1$
Коефіцієнт підсилення потужності	$10^2 \cdot 10^3$	$10^3 \cdot 10^5$	$10 \cdot 10^2$
Вхідний опір, $h_{11}$ (Ом)	$10 \cdot 10^2$	$\geq 10^2$	$> 10^4$
Вхідний опір, $h_{22}$ (Ом)	$\geq 10^5$	$\geq 10^4$	$10^4 \cdot 10^5$
Зміна фази струму/напруги	0	$\pi$	$\pi$
Температурна стійкість	Найбільша	Найнижча	Середня
Інтервал робочих частот	Найбільший	Найменший	Середній
Фактор зворотного зв'язку	Позитивний за струмом	Від'ємний за струмом	Від'ємний за напругою

# РОБОТА БТ У КЛЮЧОВОМУ РЕЖИМІ

• Дуже поширеними в електроніці є імпульсні схеми, в яких транзистор працює в **ключовому (імпульсному) режимі**. У цьому режимі на вхідний електрод БТ подається імпульсна напруга (струм) великої амплітуди, і тоді транзистор працює як комутатор, що має два граничні положення – **замкнене** (режим насичення) і **розімкнене** (режим відсічки).

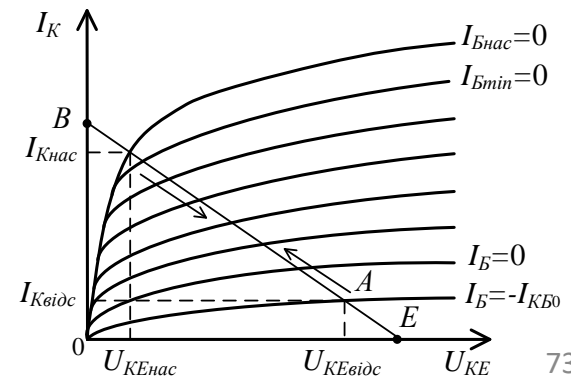
• Розглянемо нормально розімкнений електронний ключ на БТ, схему якого показано на рисунку. **Цей ключ призначено для замикання і розмикання кола навантаження за допомогою імпульсів, що надходять від генератора сигналів керування**. Опір  $R_K$  вибирається з розрахунку, щоб вихідна навантажувальна пряма перетинала круту ділянку вихідних статичних характеристик (точка В на рисунку). **Опір  $R_B$  в базовому колі керування, як правило, значно більший за вхідний опір транзистора**. Внаслідок цього струм у базовому колі практично не залежить від величини вхідного опору транзистора (опору ЕП і розподільного опору бази  $r_B$ ), і з **великою точністю можна вважати, що керування роботою ключа здійснюється за допомогою струму бази**.

• **За відсутності імпульсу керування під дією джерела  $E$  транзистор перебуває у режимі відсічки, тобто у закритому стані, і робоча точка знаходиться на динамічній характеристиці (рис.2) у положенні А**. При цьому струм бази  $I_B = -(I_{EB0} + I_{KB0}) \sim -I_{KB0}$ , струм колектора  $I_K = I_{KB0}$ , напруга на колекторі  $U_{KE} = E_K - I_{KB0}R_K \sim E_K$ . Коло навантаження розірване, тому в такому стані довільний вхідний сигнал  $U_{вх}$  може без спотворення і послаблення пройти на вихід схеми, тобто транзистор не шунтує (не закорочує) цей сигнал на корпус.



Нормально розімкнений ключ на транзисторі

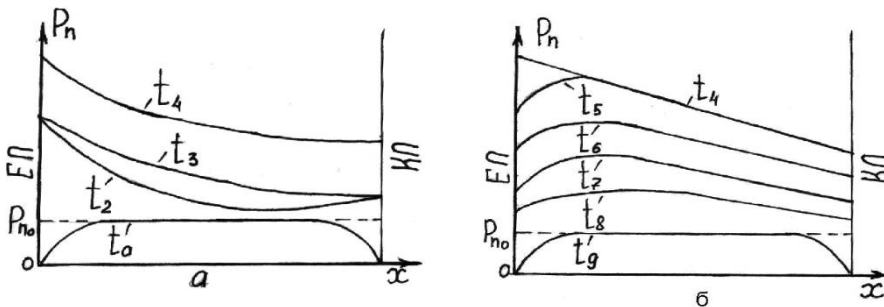
Переміщення робочої точки в ключовому (імпульсному) режимі транзистора



# РОБОТА БТ У КЛЮЧОВОМУ РЕЖИМІ

• Розподіл концентрації дірок у базі БТ у цьому режимі показано на рисунку а кривою для моменту  $t_0$ . Концентрація неосновних носіїв у базі мала, опір бази і всього БТ великий.

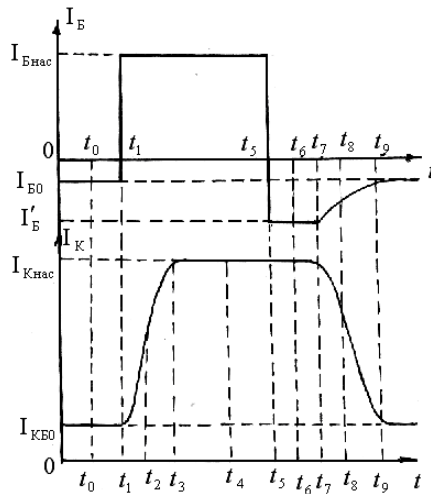
• У момент  $t_1$  у базу БТ подається негативний імпульс струму (рис.), ЕП вмикається в прямому напрямі, дірки з емітера інжектуються до бази. ЕП переходить до активного режиму роботи, робоча точка рухається вздовж навантажувальної прямої від т. А до т. В, наближаючись до області режиму насичення (РН). Струм бази в момент  $t_1$  різко зростає до значення  $I_{Бнас}$ , і концентрація дірок у базі біля ЕП збільшується. Але струм колектора починає змінюватися лише через деякий час задержки, який потрібно затратити діркам, щоб подолати відстань між емітером і колектором. Через певний час дифундуючі до колектора дірки заповнюють базу, градієнт їх концентрації біля КП збільшується, і струм колектора зростає (крива  $t_2$  на рисунку). У момент  $t_3$  транзистор наближається до РН, розподіл концентрації дірок у базі стає лінійним, наростання струму колектора сповільнюється (рис.1, крива  $t_3$ , рис. 2). Робоча точка транзистора переходить до точки В на навантажувальній прямій. Ця точка відповідає напрузі  $|U_{KE}| < |U_{BE}|$  ( $U_{KE} \ll E_K$ ) і струму  $I_{Кнас} = (E_K - U_{KE})/R_K \sim E_K/R_K$ . Напруга на КП  $U_{КБ} = U_{КЕнас} - U_{BE} > 0$ , і КП вмикається у прямому напрямі. Починається інтенсивна інжекція дірок з колектора до бази, їх концентрація біля КП зростає, стає більшою, ніж рівноважна (рис. 1, крива  $t_4$ ). Градієнт дірок у базі в РН залишається постійним, і струм колектора більше не наростає (рис. 2).



*Розподіл концентрації дірок у базі БТ у ключовому режимі*

# РОБОТА БТ У КЛЮЧОВОМУ РЕЖИМІ

• У момент  $t_5$  імпульс керування в базі БТ закінчується, і прилад поступово повертається до свого початкового стану. Починається процес розсмоктування дірок у базі за рахунок їх екстракції до областей емітера і колектора. Зміна знаку градієнта концентрації біля ЕП (крива  $t_5$  на рисунку 1) і перехід дірок до області емітера викликають зміну напрямку струму бази, який досягає значення  $I_B$  (рис. 2). За час розсмоктування неосновних носіїв (від моменту  $t_5$  до моменту  $t_7$ ) концентрація дірок у базі біля ЕП та КП зменшується таким чином, що градієнт їх концентрації залишається постійним (криві  $t_6$  і  $t_7$  на рисунку 1 б), і тому струм  $I_B$  та  $I_K$  не змінюється. Після того як концентрація дірок у базі біля КП і ЕП досягає рівноважного значення ( $p_{n0}$ ), градієнти їх концентрації починають зменшуватись, і це викликає зменшення струмів бази і колектора до початкових значень  $I_{B0} = -I_{KB0}$  та  $I_{K0} = -I_{KB0}$ , характерних для РВ.



На тривалість переднього і заднього фронтів вихідного імпульсу струму (рис. 2) суттєво впливають частотні властивості БТ. Чим вища гранична частота транзистора, тим вища його швидкодія в ключовому режимі. Крім того, швидкодія БТ у режимі перемикання збільшується при збільшенні коефіцієнта передачі струму  $h_{21E}$  (або збільшенні амплітуди імпульсу струму бази – імпульсу керування). *З метою підвищення граничної частоти транзистори виконують з малою ємністю переходів, а також, оскільки на швидкість розсмоктування впливає не лише екстракція, а й рекомбінація, зменшують середню тривалість життя неосновних носіїв шляхом введення до бази домішок, що прискорюють рекомбінацію* (наприклад, золото у кремнієвих БТ).

*Часові діаграми струму БТ у ключовому режимі*

# ДЕЯКІ РІЗНОВИДИ БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ

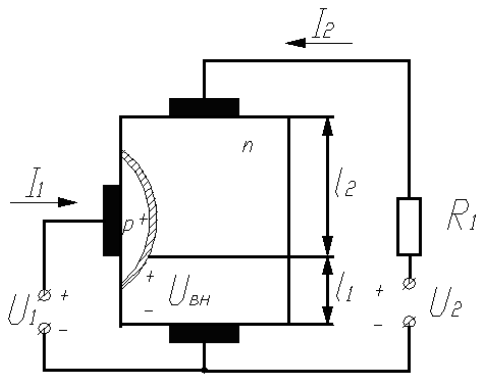
## Одноперехідний транзистор

**Одноперехідний транзистор**, або двобазовий діод (рис.), - це біполярний прилад, що працює в режимі перемикання.  $P-n$  – перехід, що відокремлює високолеговану область емітера від низьколегованої базової області, поділяє останню на дві частини: нижню з довжиною  $l_1$  і верхню базу з довжиною  $l_2$ . Струм емітера при прямому ввімкненні цього переходу містить здебільшого *лише діркову складову*, і тому перехід називається *інжектором*. Принцип дії приладу ґрунтується на зміні об'ємного опору бази під час інжекції. На омичні контакти верхньої і нижньої баз подається напруга, що викликає протікання через прилад струму  $I_2$ . Цей струм створює на опорі нижньої бази спад напруги  $U_{вн}$ , який вмикає  $p-n$  перехід у зворотному напрямі.

Через закритий перехід проходить його зворотний струм  $I_{10}$  (рис.). Під час прикладення до входу транзистора напруги  $U_1 < U_{вн}$  перехід не відкривається, і малий струм  $I_{10}$  залишається практично незмінним. Транзистор перебуває у закритому стані.

При  $U_1 > U_{вн}$  перехід вмикається прямо, і починається інжекція дірок до бази, внаслідок чого їх опори зменшуються. Це приводить до зменшення спаду напруги  $U_{вн}$ , подальшого відкривання переходу, збільшення струму  $I_1$ , подальшого зменшення опорів баз і т. ін. Починається лавинний процес перемикання транзистора, що супроводжується збільшенням емітерного струму  $I_1$  і зменшенням спаду напруги між емітером і нижньою базою ( $U_1$ ).

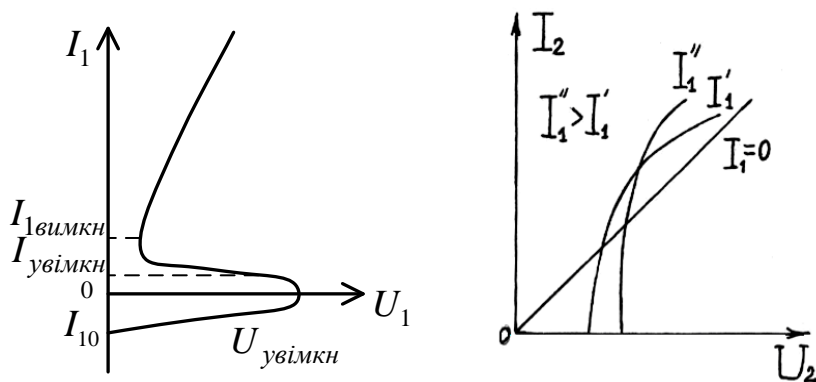
*Будова одноперехідного транзистора*





# ОДНОПЕРЕХІДНИЙ ТРАНЗИСТОР

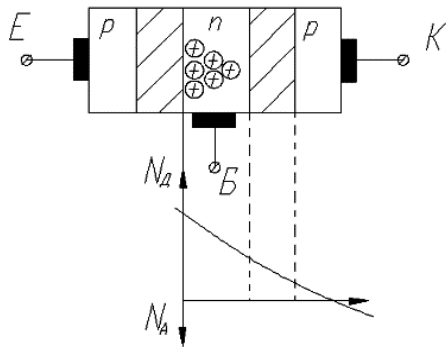
- На вхідній статичній характеристиці виникає ділянка з негативним диференціальним опором (рис. а). Внаслідок процесу перемикання транзистор переходить до відкритого стану. У цьому стані прилад перебуватиме доти, поки інжекція дірок через перехід буде підтримувати у базі надлишкову концентрацію носіїв, тобто поки струм  $I_1$  буде більшим за величину  $I_{1\text{вимкн}}$  (рис. а).
- На рисунку б показано вихідні характеристики одноперехідного транзистора  $I_2 = f(U_2) | I_1 = \text{const}$ . При  $I_1 = 0$  *вихідна характеристика лінійна, бо прилад діє як звичайний резистор*. При  $I_1 > 0$  вихідні характеристики набирають нелінійного характеру, оскільки результуюча напруга на переході змінюється при зміні вихідного струму  $I_2$ .
- Одноперехідні транзистори використовуються у різноманітних *імпульсних схемах* (генератори релаксаційних коливань, підсилювачі тощо).



Вхідна (а) і вихідна (б) статичні характеристики одноперехідного транзистора

# ВИСОКОЧАСТОТНІ МАЛОПОТУЖНІ ТРАНЗИСТОРИ

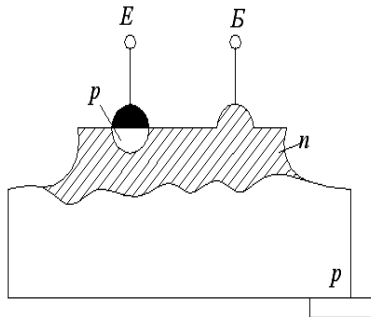
- Як відомо, частотний діапазон БТ має задовольнити вимогу  $r_B C_K \ll 1/\omega$ , з якої випливає, що для роботи на високих частотах **БТ повинен мати малий розподілений опір бази  $r_B$  і малу бар'єрну ємність КП  $C_K$** . При виготовленні високочастотних транзисторів сплавний спосіб не застосовують, оскільки він не дозволяє отримати вузьку базу (малий опір  $r_B$ ) і малу площу переходів. Тому **такі транзистори виготовляють за технологією дифузійного введення домішок**. Глибина проникнення атомів домішок у напівпровідниковий кристал залежить від тривалості процесу дифузії та виду дифундуючих домішок. При цьому в кристалі створюється нерівномірний розподіл домішок від поверхні до глибини. Це сприяє збільшенню концентрації домішок у базі біля ЕП і, як наслідок, зменшенню  $r_B$ . Відносне зменшення концентрації домішок біля КП приводить до зменшення його бар'єрної ємності за рахунок розширення переходу в бік бази, а також до збільшення пробивної напруги колектора.
- Прикладом транзисторів, виготовлених за дифузійною технологією, є **дрейфові транзистори**. У базах цих транзисторів **створюється експоненціальний розподіл донорних домішок**, концентрація яких зменшується від емітера до колектора (рис.).



Розподіл концентрації донорних домішок у базі дрейфового БТ

# ВИСОКОЧАСТОТНІ МАЛОПОТУЖНІ ТРАНЗИСТОРИ

- Внаслідок іонізації атомів домішок у базі виникає так зване вбудоване електричне поле, спрямоване від емітера до колектора. Це поле збільшує швидкість руху дірок через базу. Завдяки цьому усувається суттєвий недолік сплавних транзисторів з точки зору частотних властивостей, тобто зменшується час прольоту дірок через базу. Ємність КП у таких транзисторах мала, тому що він має велику товщину.
- Існують також *дифузійно-сплавні транзистори*, в яких області колектора і бази виготовляють шляхом дифузії домішок, а ЕП – вплавленням домішок. Розподіл концентрації донорів у базі таких транзисторів подібний до розподілу домішок у базі дрейфового транзистора. Різновидністю таких транзисторів є *мезатранзистори* із столоподібною структурою (рис.).
- Поширеним сучасним способом виготовлення *високочастотних транзисторів* є так звана планарна технологія, яка розглядатиметься докладно у розділі з мікроелектроніки.



Структура мезатранзистора

# ПОТУЖНІ ТРАНЗИСТОРИ

- Для потужних транзисторів ( $P > 1,5$  Вт) характерне проходження через їхні області великих струмів. Це приводить:
  - до зростання падіння напруги на  $r_B$ , внаслідок чого напруга  $U_{EB}$  буде лише частково прикладена до ЕП;
  - до того, що падіння напруги на ЕП виявляється нерівномірним, і це приводить до зростання густини емітерного струму біля краю емітера, в той час як середня частина емітера не працюватиме:
  - до зміни умов на випрямних контактах, що приводить до перерозподілу носіїв заряду в базі;
  - до перерозподілу товщини КП з боку бази ( $\delta_{КПБ}$ ) і з боку колектора ( $\delta_{КПК}$ ) -  $\delta_{КПБ} < \delta_{КПК}$ , що порушує нормальну роботу транзистора;
  - до того, що з метою нормального підсилення потужності такі БТ **необхідно розраховувати на більші напруги**;
  - до необхідності збільшення площ переходів;
  - до необхідності **ефективного тепловідведення** з причини підвищення небезпеки теплового пробою.
- При виготовленні потужних БТ використовується **сплавна, дифузійно – сплавна (у так званих конверсійних транзисторах), а також планарна технологія**. Конфігурація емітера таких транзисторів ускладнюється. З метою збільшення струмів збільшують площу ЕП, а для того щоб струм емітера не витіснявся до краю переходу, емітер виготовляють у формі кілець, смуг, зубців. Для забезпечення нормального тепловідведення використовують радіатори, корпус з'єднують з колектором (на противагу малопотужним БТ, у яких корпус з'єднують з базою

# ПОТУЖНІ ТРАНЗИСТОРИ

•Основним недоліком потужних високовольтних БТ є *низький коефіцієнт передачі струму* ( $h_{21E} < 10$ ). Тому для одержання потужних ключових елементів застосовують *складений транзистор* (схема Дарлінгтона) – рис. 1. Для такої транзисторної структури загальний коефіцієнт передачі струму бази

$$h_{21EC} \sim h_{21E1} h_{21E2}$$

Завдяки цьому можна одержати коефіцієнт передачі струму до сотні.

•Потужні складені транзистори виготовляються на одному кристалі (рис. 2).

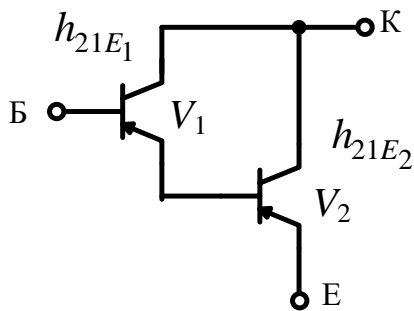
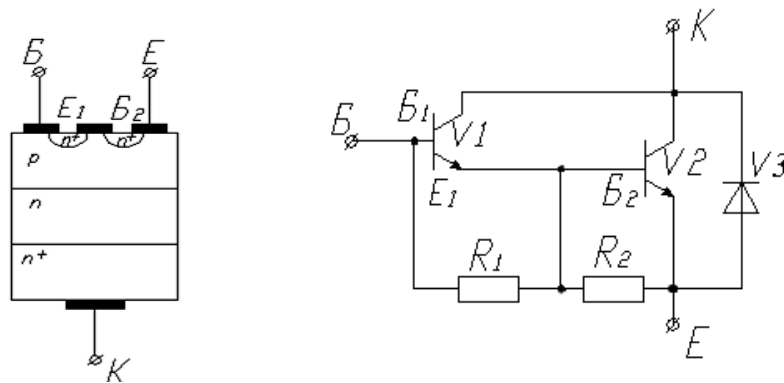


Схема складеного транзистора



Структура однокристалового складеного транзистора (а) та його електрична схема (б)

**ДЯКУЮ ЗА УВАГУ**

# “ТВЕРДОТІЛЬНА ЕЛЕКТРОНІКА”

**Лектор проф. Опанасюк Анатолій Сергійович**

*Метою вивчення дисципліни* є формування у студентів знань у області напівпровідникових приладів та особливостей їхнього застосування в електронних схемах.

У результаті вивчення дисципліни студенти повинні:

розширити свій науково-технічний кругозір в області елементів електронної техніки; придбати знання, необхідні інженеру, що займається експлуатацією пристроїв і систем промислової електроніки.

**Після засвоєння матеріалу навчальної дисципліни студент повинен:**

**ЗНАТИ:**

- фізичні принципи роботи приладів твердотіЛЬНОї електроніки що є основою їх функціонування;
- параметри і характеристики різних напівпровідникових приладів і елементів інтегральних мікросхем, необхідні для забезпечення їх штатних режимів роботи;
- експлуатаційні особливості та можливі застосування;
- типові аналогові та цифрові схемотехнічні рішення.

# РЕГЛАМЕНТ 2023 р.

Курс викладається 2 семестри: модульних циклів – 4 (2/2)

Структура навчальної дисципліни: 300 год./10 кредитів (5/5)

Всього 128 год. (64 год./64 год.),

Лк. – 32 год./32 год., практ. – 16 год./16 год., лаб. роб. – 16 год./16 год.

ПМК - 1 семестр, ДСК - 2 семестр

РГР – 1 сем.; КР - 2 сем. (30 год. – 1 кредит)

Шкала оцінювання: R=100 балів

## **Нарахування балів:**

**робота на лекції**  $16 \cdot 0,5 = 8$  балів

**практичні заняття** 8 пр.  $\cdot 2$  бали/пр.=16 балів

(з них 0,5 балів за присутність на практичному занятті та 2,5 бали за виконання завдань)

**лабораторні заняття:** 8 лаб. зан.  $\cdot 3$  бали/лаб. = 24 балів

(0,5 балів за присутність на лабораторній роботі та 2,5 бали за захист лабораторної роботи)

**модульні контролі:**  $2 \cdot 20 = 40$  балів

РГР - 12 балів

*Додаткові бали за наукову роботу від 2 до 10 балів*



# ШКАЛА ОЦІНЮВАННЯ ЗНАНЬ СТУДЕНТІВ

Сумма балів	Оцінка ESTS	Оцінка за національною шкалою	
		ДСК або ПСК	залік
90-100	A	відмінно	зараховано
82-89	B	добре	
74-81	C		
64-73	D	задовільно	
60-63	E		
35-59	FX	незадовільно	не зараховано
1-34	F		

# ЛІТЕРАТУРА

1. Твердотільна електроніка: підручник / О. В. Борисов, Ю. І. Якименко; за заг. ред. Ю. І. Якименка. – Київ: НТУУ «КПІ», 2018. – 484 с.
2. Бондаренко І.М. Твердотільна електроніка: навч. посібник для студентів ЗВО / І.М. Бондаренко, О.В. Бородін, О.Б. Галат, В.П. Карнаушенко. – Харків: ХНУРЕ, 2020. – 236 с.
3. Болюх В. Ф., Данько В. Г. Основи електроніки і мікропроцесорної техніки: Навч. посібник. – Харків: НТУ «ХПІ», 2011. – 257 с.
4. Papadopoulos C. Solid-State Electronic Devices: An Introduction / C. Papadopoulos. - Springer Science, 2014. – 287 p.
5. Streetman B. Solid State Electronic Devices 7th Edition / B. Streetman, S. Banerjee/ - University of Texas at Austin, 2016. – 212 p.
6. Твердотільна електроніка, навч. посіб. / О.А. Борисенко, О.М. Кобяков, А.І. Новгородцев та ін. - Суми: СумДУ, 2013. – 271 с.
7. Методичні вказівки до самостійної роботи студентів з дисципліни «Твердотільна електроніка» / укладачі Кобяков О.М., Опанасюк А.С. - Суми: Сумський державний університет, 2021. – 45 с.
8. Методичні вказівки до лабораторних робіт із дисципліни «Твердотільна електроніка» / укладачі: А. С. Опанасюк, А. І. Новгородцев, О. А. Любивий, О. В. Д'яченко. – Суми : Сумський державний університет, 2022. – 84 с.

# ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ

• **Польові транзистори (ПТ)** – це напівпровідникові прилади, в яких проходження струму зумовлене дрейфом основних носіїв заряду під дією поздовжнього електричного поля, а керування величиною цього струму здійснюється за допомогою поперечного електричного поля, яке змінює електропровідність струмопровідної ділянки напівпровідника. Це поле створюється напругою, яка прикладена до керувального електрода.

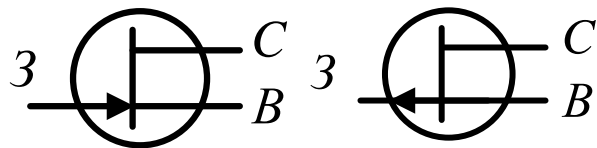
• Існують два типи ПТ: **польові транзистори з керувальним  $p-n$  переходом (ПТКП)** і **польові транзистори з ізолюваним затвором**, що мають структуру метал – діелектрик – напівпровідник (метал-оксид-напівпровідник) і називаються скорочено МДН (МОН) – транзисторами.

• Другий елемент позначення ПТ – літера “П”.

## Польові транзистори з керувальним $p-n$ переходом

• ПТ з керувальним  $p-n$  переходом (ПТКП) виготовляються з кремнієвого кристалу  $n$  - або  $p$  - типу. Схемні позначення ПТКП показано на рисунку.

• До таких транзисторів належать прилади: КП 101, КП 102, КП 103, КП 201 – транзистори з  $p$  - каналом; КП 302, КП 303, КП 307, КП 312 – транзистори з  $n$  - каналом. Як бачимо з позначень, **низькочастотні ПТКП мають канал  $p$  - типу, високочастотні – канал  $n$  - типу**. Справа у тому, що в  $p$  - каналі основні носії – дірки, а їх рухливість менша, ніж у електронів, які є основними носіями в каналах  $n$  - типу.



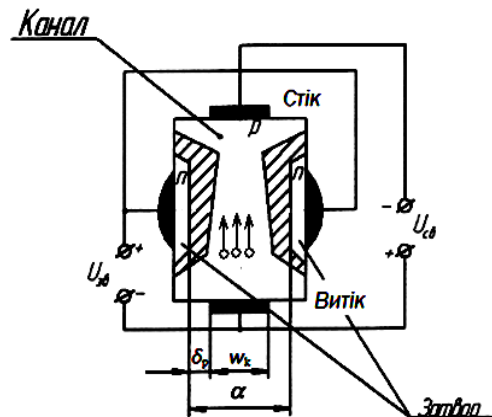
Схемні позначення ПТКП з  $n$  - каналом (а) і з  $p$  - каналом (б)

# ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ

•Схематично будова ПТКП з *p* - каналом показана на рис.1. Транзистор складається з напівпровідникової області *p* - типу і двох областей *n* - типу. Останні з'єднуються разом і утворюють *керувальний електрод – затвор*. На межах поділу *n* - областей та *p* - області виникають високоомні запірні шари – керувальний *p–n* перехід. *Частина p - області між запірними шарами називається каналом*.

Під дією джерела напруги  $U_{CB}$  у каналі утворюється поздовжнє електричне поле, яке примушує дірки рухатися до “-” в напрямі *від електрода, що називається виток*, до електрода, який називається *сток*. Отже, в каналі і в зовнішньому колі стоку проходить струм  $I_c$  під дією напруги на стоці *відносно виток*  $U_{CB}$ . На затвор *відносно виток* подається напруга  $U_{ЗВ}$ , яка зміщує *p–n* переходи в зворотному напрямі. У колі затвора проходить малий струм  $I_з$ .

Принцип дії ПТКП розглянемо за допомогою схематичного зображення приладу наведеному на рис. *При збільшенні напруги  $U_{ЗВ}$  яка вмикає p-n перехід в зворотному напрямі, шари збіднення розширюються*. Товщина *p–n* переходу зростає у бік каналу, оскільки у ПТКП області затвора завжди високолеговані, а сам канал має низьку концентрацію домішок ( $N_{дз} > N_{ак}$  для транзистора з *p* - каналом). *Розширення керувального p–n переходу приводить до зменшення ширини каналу, зниження його електропровідності та зменшення струму  $I_c$  через нього при незмінній напрузі  $U_{CB}$* .



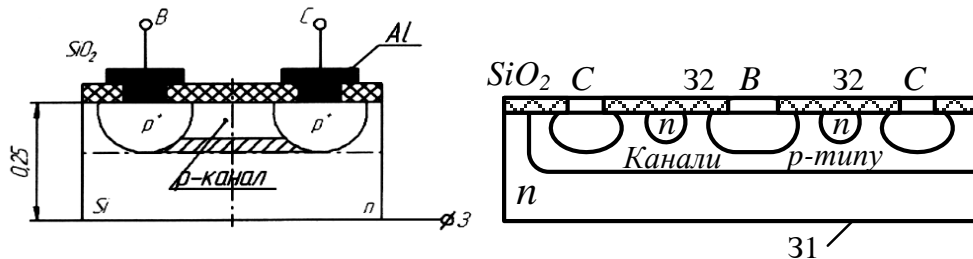
Схематична будова польового транзистора з керувальним переходом (ПТКП)

# ПРИНЦИПИ РОБОТИ ПТ

•Отже, змінюючи напругу на затворі  $U_{зв}$ , тобто змінюючи поперечне електричне поле, можна ефективно керувати зміною струму стоку  $I_3$  (величиною внутрішнього опору транзистора). Це найважливіша властивість польового транзистора в режимі підсилення вхідних сигналів. Саме вона зумовлює суттєву **відмінність ПТ від біполярних транзисторів**, яка полягає в наступному. При зміні вхідної напруги ПТ  $U_{зв}$  змінюється лише поперечне поле, що керує інтенсивністю потоку носіїв через канал. Вхідний струм транзистора – струм затвора  $I_3$  – практично не змінюється як струм насичення  $p$ - $n$  переходу при зворотному вмиканні. Отже, внаслідок слабкої зміни  $I_3$  при зміні затворної напруги, а також із причини великого вхідного опору ПТ (малого струму  $I_3$ ) вважають, що керування вихідним струмом приладу  $I_C$  відбувається не за рахунок зміни вхідного струму, як у БТ, а внаслідок зміни вхідної напруги, як у вакуумному триоді. **Великий вхідний опір усіх ПТ порівняно з біполярними – це суттєва перевага польових приладів.**

•Приклади конструкції МДН транзисторів зображені на рис. а (КП 102) та рис. б (КП 103). У рамках планарної технології (рис. а) засобом дифузії в приповерхневому шарі кремнієвого кристала  $n$ -типу створюються вузька область  $p$  типу (канал) і дві високолеговані області  $p^+$  - типу (витік і стік). На ці області наноситься тонка плівка з алюмінію, до якої припаюються відводи витоку і стоку. Поверхня кристала покривається захисним шаром оксиду кремнію ( $SiO_2$ ). Затвором служить кристал-підкладка, до якого припаюється відвід керувального електрода. Уся конструкція розміщується в герметичному металевому або пластмасовому корпусі.

•Польові транзистори типу КП 103, на відміну від попередніх, мають п'ять паралельних каналів, біля кожного з яких розміщений додатковий затвор 32 (першим затвором 31 є підкладка) – рис. Наявність п'яти каналів і додаткових затворів дозволяє збільшити струм стоку, а також підвищити ефективність керування товщиною каналу, оскільки перекриття каналу відбувається з боку затвора і зверху, і знизу.



Конструкція МДН (МОН) – транзисторів КП 102 та КП 103 з індукованим каналом  $p$  – типу

# ШИРИНА КАНАЛУ ПТ

• *Нехай стокова напруга  $U_{CB} = 0$ . Тоді при зміні  $U_{ЗВ}$  можна досягти повного перекриття каналу внаслідок змикання запірних шарів. Канал у цьому випадку має дуже великий опір, а напруга, при якій це відбувається, називається **напругою відсікання ( $U_{ЗВвідс}$ )**. Напруга  $U_{ЗВвідс}$  є важливим параметром ПТКП. Оцінимо її, а також дослідимо вплив напруги  $U_{ЗВ}$  на товщину каналу  $\omega_K$*

Товщина  $p-n$  переходу, як відомо з першого розділу конспекту, дорівнює

$$d = \sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0}{e} \left( \frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right) (U_k \pm U)}$$

Оскільки  $N_{D3} \gg N_{Ak}$ , то  $d \approx d_p$ , і тоді для зворотної напруги затвора

$$d = \sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0(U_k + U_{ЗВ})}{eN_A}}$$

• Ширину каналу можна визначити згідно з рис.1 за формулою

$$\omega_K = a - 2d = a - 2\sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0(U_k + U_{ЗВ})}{eN_A}}$$

де  $a$  - відстань між  $n$  - областями затвора.

• Як було зазначено, при  $U_{ЗВ} = U_{ЗВвідс}$  канал перекривається ( $\omega_K = 0$ ). Для цього випадку з останньої формули випливає, що

$$U_k + U_{ЗВвідс} = \frac{ea^2N_A}{8\epsilon\epsilon_0}$$

• Наприклад, для ПТКП з  $N_A = 8 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$  і  $a = 2 \cdot 10^{-4} \text{ см}$  маємо

$$U_k + U_{ЗВвідс} = 6 \text{ В.}$$

# ШИРИНА КАНАЛУ ПТ

- Оскільки контактна різниця потенціалів  $U_k \leq 0,3 \text{ В}$ , то можна вважати, що  $U_{3Ввідс} \gg U_k$ , і тоді

$$U_{3Ввідс} = \frac{ea^2 N_A}{8\epsilon\epsilon_0}$$

- Використовуючи останні вирази, можна одержати аналітичну залежність ширини каналу  $\omega_K$  від напруги на затворі  $U_{3В}$ :

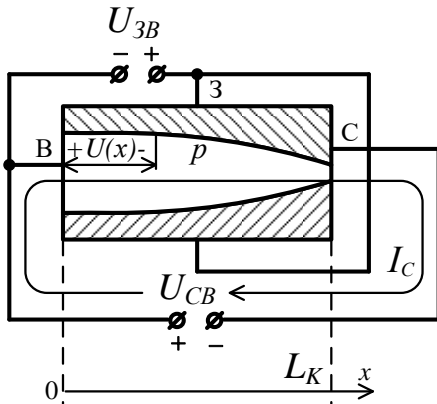
$$\omega_K = a \left( 1 - \sqrt{\frac{U_{3В}}{U_{3Ввідс}}} \right)$$

- Оскільки *опір каналу обернено пропорційний до його ширини* ( $R = \rho \frac{l}{S} \sim 1/\omega_K$ ), то існує така залежність:

$$R_K(U_{3В}) = \frac{R_{K0}}{a \left( 1 - \sqrt{\frac{U_{3В}}{U_{3Ввідс}}} \right)}$$

де  $R_K(U_{3В})$  – опір каналу при цій напрузі затвора;  $R_{K0}$  – опір каналу при  $U_{3В} = 0$ .

- **Тепер нехай  $U_{CB} \neq 0$ .** Напруга, що діє на стоці ПТКП, викликає проходження через канал і в зовнішньому колі струму  $I_C$ . Струм стоку, проходячи через ненульовий розподілений опір каналу, створює на ньому падіння напруги (рис.). На цьому рисунку вибрано переріз каналу на відстані  $x$  від витоку. Падіння напруги  $U(x)$  пропорційне величині опору ділянки каналу і струму стоку  $I_C$ . Таким чином, у перерізі  $x$  напруга на  $p$ - $n$  переході  $U_{3В} + U(x)$ , оскільки напруга  $U(x)$  має той самий напрям, що й напруга  $U_{3В}$ , і її дія на  $p$ - $n$  перехід еквівалентна дії додаткової зворотної напруги.



До пояснення конфігурації каналу ПТКП при  $U_{CB} \neq 0$ .

# ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ

• На основі цього можна одержати залежність ширини каналу від координати  $x$ , тобто від величини напруги  $U(x)$ :

$$\omega_K(x) = a \left( 1 - \sqrt{\frac{U_{3B} + U(x)}{U_{3B\text{відс}}}} \right).$$

• Очевидно, що падіння напруги при проходженні струму через канал залежить від координати  $x$ . Так, біля витоку ( $x = 0$ )  $U(x) = 0$ . Біля стоку ( $x = L_K$ , де  $L_K$  - довжина каналу)  $U(x) = U(L_K) = U_{CB}$ . З цього приводу можна вважати, що **при ненульовій стоковій напрузі ширина каналу зменшується в напрямі від витоку до стоку** згідно з формулою. **Біля стоку ширина каналу мінімальна**, оскільки  $U(x)_{\text{max}} = U_{CB}$ :

$$\omega_K(x) = a \left( 1 - \sqrt{\frac{U_{3B} + U_{CB}}{U_{3B\text{відс}}}} \right).$$

• З формули випливає, що **при проходженні через канал ПТКП струму стоку  $I_C$  опір каналу, а також струм через нього залежить і від напруги  $U_{3B}$ , і від напруги  $U_{CB}$** .

• Розглянемо **статичні характеристики ПТКП**, які знімають за допомогою схеми наведеної на рисунку.

На цій схемі транзистор, що досліджується має канал  $p$ -типу. Не потрібно забувати, що **під час дослідження транзистора з каналом  $n$ -типу полярності підключення джерел живлення і вимірювальних приладів треба змінити на зворотні**.

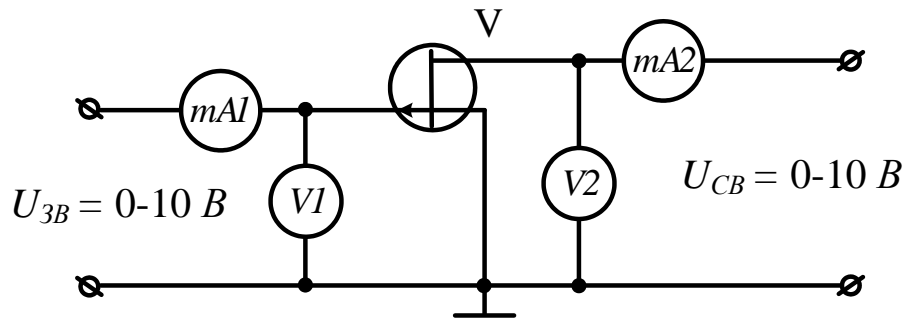


Схема для експериментального зняття характеристик ПТКП



# СТАТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПТ

## Статичні вхідні характеристики

• **Це залежність  $I_3 = f(U_{3B}) | U_{CB} = const$**  (рис.1). Вхідні характеристики повністю визначаються властивостями  $p-n$  переходу ПТКП і тому являють собою ВАХ цього переходу. **Оскільки на струм  $I_3$  практично не впливає стокова напруга  $U_{CB}$ , то залежності  $I_3 = f(U_{3B})$  для різних значень  $U_{3B}$  майже не відрізняються одна від одної і подаються у довідниках у вигляді однієї характеристики.** **Вмикати керувальний перехід ПТКП під пряму напругу, що перевищує 0,5 В, ЗАБОРОНЕНО!!!**

## Статичні прохідні (стокозатворні) характеристики

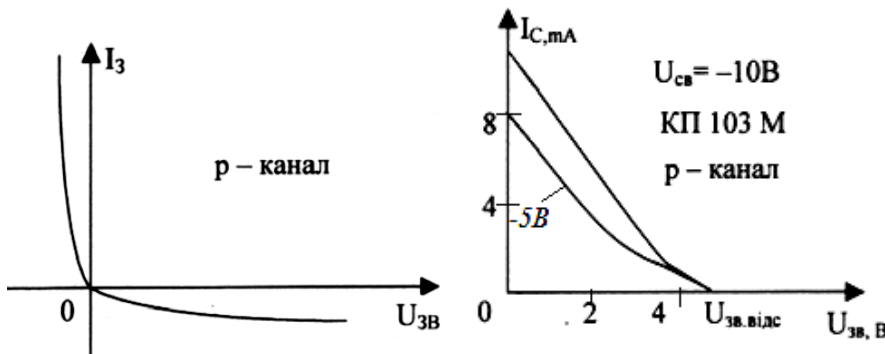
• **Це залежності  $I_C = f(U_{3B}) | U_{CB} = const$ .** На рис.2 показані стокозатворні характеристики польового транзистора КП 103 М. Їх вигляд пояснюється розглянутим принципом роботи ПТКП. **При збільшенні стокової напруги зростає струм стоку, і тому прохідна характеристика зміщується вгору.**

Стокозатворна характеристика може бути апроксимована формулою

$$I_C = I_{C\text{поч}} \left(1 - \frac{U_{3B}}{U_{3B\text{відс}}}\right)^2,$$

де  $I_{C\text{поч}}$  - початковий струм стоку (при  $U_{3B} = 0$ ).

• При напрузі відсікання  $U_{3B\text{відс}}$  (у КП 103 М вона приблизно дорівнює 5 В) струм стоку  $I_C \approx 0$ . Точно дорівнювати нулю він не буде, оскільки навіть при повному перекритті каналу через транзистор проходить зворотний струм  $p-n$  переходу  $I_3$ .



*Вхідна (затворна) характеристика ПТКП  
Статичні прохідні характеристики ПТКП*

# СТАТИЧНІ ВИХІДНІ (СТОКОВІ) ХАРАКТЕРИСТИКИ

• *Це залежності  $I_C = f(U_{CB}) | U_{3B} = const.$*

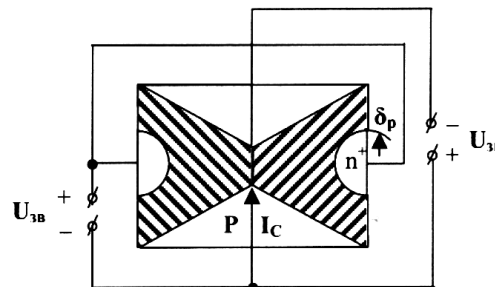
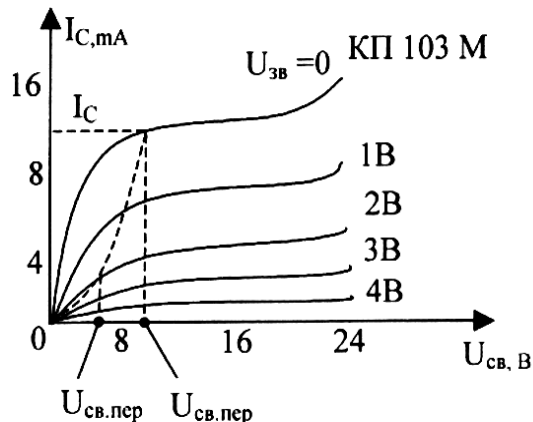
• *Вихідні характеристики польового транзистора КП 103 М показані на рисунку.*

• Розглянемо спочатку стокову характеристику, зняту при  $U_{3B} = 0$ . Якби опір каналу не залежав від струму, що через нього проходить, залежність  $I_C = f(U_{CB})$  була б лінійною. Але вже при невеликій напрузі  $U_{CB}$  на крутій ділянці характеристики зростання  $I_C$  при збільшенні  $U_{CB}$  сповільнюються, тому що *канал поступово зменшується за шириною внаслідок зростання заірної щодо p-n переходу напруги  $U(x)$ .*

• При деякій напрузі на стоці  $U_{CB} = U_{CBпер}$  (напрузі перекриття) канал змикається біля стоку. З формули

$\omega_K = a(1 - \sqrt{\frac{U_{3B} + U_{CB}}{U_{3Bвідс}}})$  випливає, що  $U_{CBпер} = U_{CBвідс}$ . Подальший хід характеристики відзначається зміною крутої

ділянки на пологую, на якій зростання напруги  $U_{CB}$  майже не приводить до зростання струму  $I_C$ . Деяке зростання струму стоку на пологій ділянці пояснюється наступним чином. Після перекриття каналу біля стоку подальше збільшення напруги  $U_{CB}$  приводить до збільшення довжини перекритої частини каналу і його опору. Якби довжина перекритої частини каналу лінійно залежала від напруги  $U_{CB}$ , то при її зростанні збільшувався б пропорційно загальному опору каналу, і струм через канал мав би постійну величину. Але насправді довжина перекритої частини каналу залежить від напруги  $U_{CB}$  оскільки глибина проникнення заірного шару до каналу  $d_p$  (рис.).



*Статичні вихідні (стокові) характеристики ПТКП*

*Змикання каналу під дією струму стоку*

# СТАТИЧНІ ВИХІДНІ (СТОКОВІ) ХАРАКТЕРИСТИКИ

•Враховуючи, що  $d = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0(U_k + U_{3B})}{eN_A}}$ , отримуємо  $d_p = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0(U_k + |U_{3B}| + |U_{CB}|)}{eN_A}}$ ,

*тобто довжина зімкненої (перекритої) частини каналу і його опір пропорційні  $\sqrt{U_{CB}}$  і збільшуються при збільшенні цієї напруги повільніше ніж за лінійним законом.* Тому на пологій ділянці при зростанні  $U_{CB}$  струм  $I_C$  також дещо зростає. При деякій великій напрузі  $U_{CB\text{проб}}$  виникає пробій ділянки  $p-n$  переходу між затвором і стоком (оскільки саме між цими електродами прикладається максимальна напруга). *Збільшуючи напругу на затворі відносно нуля, спостерігають зміщення вихідних характеристик донизу, оскільки струм стоку при цьому, згідно з принципом дії ПТКП, зменшується.* Напруга перекриття  $U_{CB\text{пер}}$  для кожної наступної характеристики також зменшується. Це пояснюють сумісною дією на  $p-n$  перехід обох напруг  $U_{CB}$  і  $U_{3B}$ ,

$$|U_{CB\text{пер}}| + |U_{3B}| + |U_{3B\text{відс}}| = \text{const}.$$

•З цієї формули зрозуміло, що при збільшенні  $U_{3B}$  повинна зменшуватися напруга перекриття  $U_{CB\text{пер}}$ . Пологі ділянки на сім'ї характеристик рисунка зумовлені тими самими процесами, що й відповідна ділянка на характеристиці при  $U_{3B} = 0$ .

Оскільки внаслідок принципу дії ПТКП напруга пробою між стоком і затвором

$$U_{C3} = (|U_{3B}| + |U_{CB}|)_{\text{проб}} = \text{const},$$

то **при збільшенні напруги на затворі пробій відбудеться при меншій напрузі стоку**, як це показано на вихідних характеристиках (див. рис.).

•**Круті ділянки вихідних характеристик називають омічними.** Диференціальний опір ПТКП на цих ділянках залежить від затворної напруги  $U_{3B}$ . Тому ці ділянки є **робочими в режимі, коли ПТКП використовують як електронно-керований змінний резистор.**

**На пологих ділянках ПТКП працює як підсилювальний елемент.**

# ДИФЕРЕНЦІАЛЬНІ ПАРАМЕТРИ ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРІВ

- 1. *Крутизна прохідної характеристики* визначає нахил цієї характеристики в довільній точці:

$$S_{\text{ПТ}} = \left. \frac{dI_c}{dU_{3B}} \right|_{U_{CB} = \text{const}},$$

тобто засвідчує, на скільки міліампер зміниться струм стоку при зміні напруги на затворі на 1 В при  $U_{CB} = \text{const}$ . Значення  $S_{\text{ПТ}}$  лежить у межах від 0,5 до кількох мА/В і *може бути одержане графоаналітично за стокозатворними характеристиками.*

- 2. *Внутрішній (диференціальний) опір*

$$r_{i\text{ПТ}} = \left. \frac{dU_{CB}}{dI_{CB}} \right|_{U_{3B} = \text{const}},$$

Становить від кількох десятків до сотень кОм. *Може бути визначений за вихідними характеристиками ПТ.*

- 3. *Статичний коефіцієнт підсилення напруги*

$$\mu_{\text{ПТ}} = \left. \frac{dU_{CB}}{dU_{3B}} \right|_{I_C = \text{const}},$$

Коефіцієнт може бути визначений за формулою

$$\mu_{\text{ПТ}} = S_{\text{ПТ}} \cdot r_{i\text{ПТ}},$$

Величина становить сотні одиниць.

- 4. *Диференціальний вхідний опір*

$$r_{3B} = \left. \frac{dU_{3B}}{dI_3} \right|_{U_{CB} = \text{const}},$$

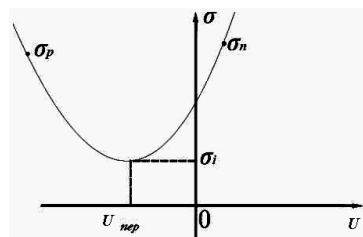
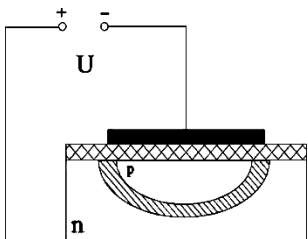
Значення  $r_{3B}$  лежить у межах від кількох сотень кОм до одиниць МОм. *Воно може бути розраховане за статичними вхідними (затворними) характеристиками.*

# МДН - ТРАНЗИСТОРИ

## Ефект поля

•В основу роботи ПТ з ізольованим затвором (МДН - або МОН - транзисторів) покладене явище, яке називають **ефектом поля**. Суть цього явища полягає у такому. Нехай до напівпровідникового кристала  $n$ -типу приєднано металеву пластину (рис.), яка не має гальванічного зв'язку з кристалом, оскільки відділена від останнього ізолюючою діелектричною плівкою. Якщо до металевої пластини і до кристала (підкладки) припаяти електроди і подати напругу плюсом до металевої пластини і мінусом до підкладки, то в кристалі виникає електричне поле. **Під дією цього поля електрони з глибини напівпровідника дрейфують до поверхні, збагачуючи основними носіями приповерхневий шар і внаслідок цього збільшуючи його електронну провідність** (див. праву гілку графіка рис., позначену  $\sigma_n = en\mu$ ).

•Якщо тепер змінити полярність підключення напруги  $U$  (як це показано на рис.), то поле змінить свій напрям, і **електрони від поверхні кристала дрейфуватимуть вглиб матеріалу**. Приповерхневий шар кристала збіднюється на основні носії за рахунок відтоку електронів і припливу власних дірок з глибини напівпровідника. Електронна питома провідність шару біля поверхні зменшується до величини власної питомої провідності  $\sigma_i$  (див. ділянку від  $U=0$  до  $U=U_{пор}$  у другому квадранті графіка рис.). При пороговій напрузі устанавлення власної питомої провідності  $\sigma_i$  шару означає, що концентрація електронів дорівнює концентрації дірок:  $n_i = p_i$ . Якщо на металевій пластині збільшувати негативну напругу відносно підкладки далі, то дірок у приповерхневому шарі стає більше, ніж електронів,  $p_n > n_n$ , шар набирає провідності  $p$ -типу, і між шаром і рештою кристала виникає  $p$ - $n$  перехід (рис.). Це явище називають **інверсією типу електропровідності** приповерхневого шару. Подальше збільшення негативної напруги на металі приводить до збагачення інвертованого шару на дірки – зростає діркова питома провідність (гілка  $\sigma_p$  на характеристиці (рис.)).



До пояснення ефекту поля в напівпровіднику

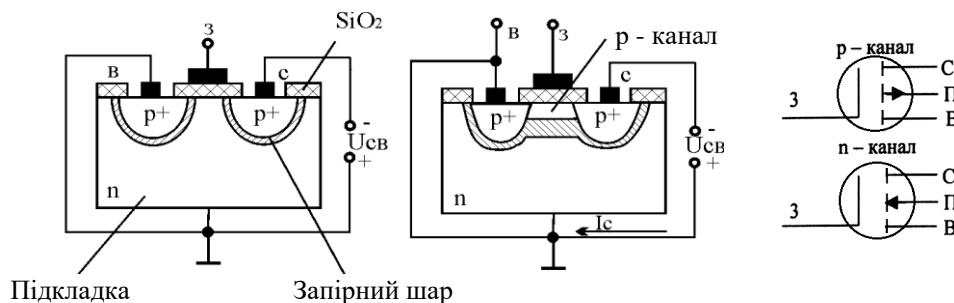
# МДН - ТРАНЗИСТОРИ З ІНДУКОВАНИМ КАНАЛОМ

•Будова МДН (МОН) - *транзистора з індукованим каналом p – типу* зображена на рисунку. У напівпровіднику n-типу (підкладці) дифузійним способом створені дві збагачені p<sup>+</sup>- області, які не мають між собою електричного зв'язку, бо відділені одна від одної зустрічними p–n переходами. Одна з цих областей є *витоком*, друга – *стоком*. Металева пластина, відділена від поверхні підкладки ізолювальним шаром двоокису кремнію, відіграє роль *затвора*.

•При  $U_{зв} = 0$  і ненульовій напрузі стоку (рис. а) між витоком і стоком проходить малий зворотний струм p–n переходу. *Транзистор закритий*.

•Якщо тепер до металевого затвора *прикласти відносно підкладки негативну напругу*, то під дією електричного поля починається дрейф електронів від поверхні вглиб кристала. При пороговій напрузі  $U_{зв} = U_{зв} = U_{звпор}$  відбувається інверсія типу електропровідності приповерхневого шару і *виникає канал p – типу, що з'єднує електрично області витоку і стоку* (рис. б).

•При ненульовій напрузі стоку через канал і в зовнішньому колі почне йти струм  $I_C$ , який у каналі зумовлений рухом дірок від витоку до стоку. Оскільки струм  $I_C$ , що проходить через канал, створює на його опорі падіння напруги  $U(x)$ , як у ПТКП, то електричне поле біля витоку стає більшим, ніж біля стоку, і тому *канал біля витоку ширший*.



*Будова МДН - транзистора з індукованим каналом: а)  $U_{зв}=0$ ; б)  $U_{зв}<0$ ; в) схемні позначення*

# МДН - ТРАНЗИСТОРИ З ІНДУКОВАНИМ КАНАЛОМ

• При збільшенні негативної напруги на затворі глибина проникнення інверсного шару в напівпровідник збільшується, канал розширюється, його провідність і струм стоку зростають. Цей режим, коли збільшення за модулем напруги  $U_{ЗВ}$  приводить до зростання струму стоку  $I_C$ , називають **режимом збагачення**.

• Очевидно, що при прикладанні до затвора позитивної напруги струм стоку буде складати мізерну величину, як струм  $p-n$  переходу в зворотному ввімкненні, оскільки каналу не існуватиме.

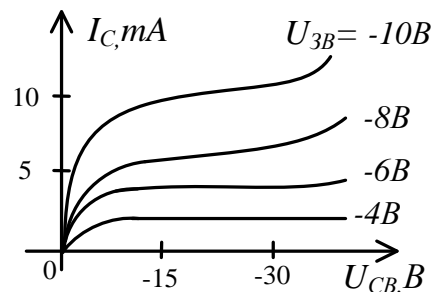
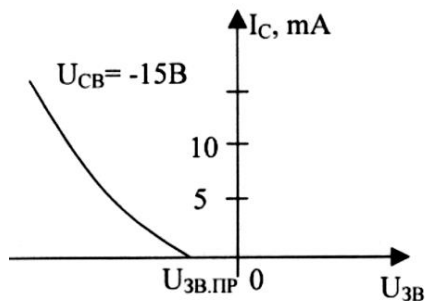
• **Статична стокозатворна характеристика МДН – транзистора** показана на рис. 1.

• Форма характеристики відповідає принципу дії МДН – транзистора з індукованим каналом.

• **Стокові (вихідні) характеристики МДН - транзистора з індукованим каналом** показані на рисунку 2.

За формою вони аналогічні до вихідних характеристик ПТКП і зумовлені подібними процесами у каналі. Зміщення вихідних характеристик угору при збільшенні негативної напруги  $U_{ЗВ} > U_{ЗВпер}$  зумовлене розширенням каналу і зменшенням його електричного опору (зростанням струму стоку).

• МДН – транзистори з індукованим каналом, крім їх використання як дискретних приладів (КП 301, КП 304 з  $p$  - каналом, КП 350 з  $n$  - каналом), використовують у мікроелектроніці в так званих **КМОН - структурах**.



Вихідна характеристика МДН - транзистора збагаченого типу

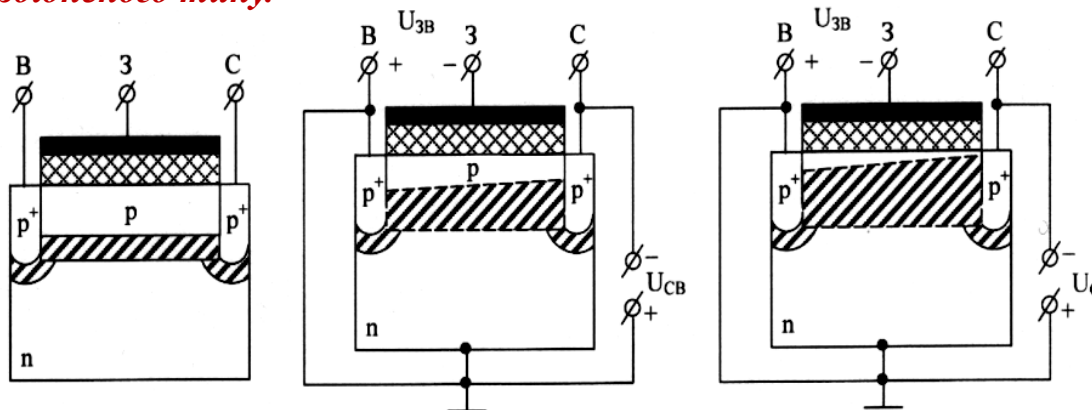
Стокозатворна характеристика МДН - транзистора з індукованим  $p$  - каналом

# МДН - ТРАНЗИСТОРИ ІЗ ВБУДОВАНИМ КАНАЛОМ

• У МДН - транзисторах із вбудованим каналом **канал створюється конструктивно, на стадії виготовлення, а не виникає внаслідок інверсії типу електропровідності приповерхневого шару, як у транзисторах з індукованим каналом.** Тому в таких транзисторах при нульовій напрузі на затворі і при напрузі між стоком та виток, відмінній від нуля, через канал проходить деякий струм, який називається **початковим струмом стоку** (рис.). У МДН – транзисторах з вбудованим каналом  $p$  - типу збільшення негативної напруги на затворі приводить до розширення каналу і збільшення струму стоку  $I_{Cноч}$  (рис. б). Збільшення на затворі такого транзистора позитивної напруги (рис. в) спричиняє надходження електронів з товщі напівпровідника до приповерхневого шару. Ширина каналу, його електропровідність, а також струм стоку зменшуються.

• При деякій позитивній напрузі на затворі ( $U_{зв відс}$ ) відбувається інверсія типу провідності каналу, і області стоку і витоку розділяються областю  $n$  - типу. Струм стоку зменшується до значення зворотного струму  $p$ – $n$  переходу.

• Режим роботи транзистора, коли збільшення напруги  $U_{зв}$  за модулем приводить до зменшення струму стоку, називають **режимом збіднення**. Оскільки лише МДН – транзистори з вбудованим каналом, крім **режиму збагачення**, мають ще і **режим збіднення**, то вони називаються **польовими транзисторами збідненого типу**.



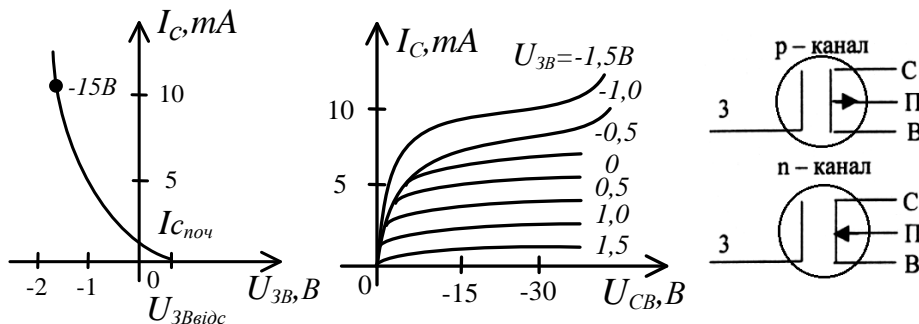
Будова МДН - транзистора з вбудованим каналом



# МДН - ТРАНЗИСТОРИ ІЗ ВБУДОВАНИМ КАНАЛОМ

• **Статичні характеристики** МДН – транзистора з *вбудованим каналом р-типу* наведені на рис. Вигляд їх подібний до вигляду характеристик інших польових транзисторів. Однак ці характеристики, на відміну від попередніх, *мають область позитивних затворних напруг (область збіднення) і область негативних затворних напруг (область збагачення)*.

• **Переваги польових транзисторів** – високий вхідний опір і, як наслідок, дуже мале споживання енергії в керувальному колі, високий порівняно з БТ коефіцієнт підсилення потужності. Ще більший, ніж ПТКП, коеф. підсилення мають МДН – транзистори. Та обставина, що металевий затвор у цих приладах ізольований від напівпровідникової підкладки тонким шаром діелектрика, зумовлює те, *що вхідний опір МДН – транзисторів у десятки – сотні разів вищий, ніж у ПТКП, і досягає десятків МОм*, тобто затворний струм  $I_3$  не перевищує одиниць нА. До того ж, *ця властивість польових транзисторів з ізольованим затвором зумовлює збільшення завадостійкості і надійності роботи електронних схем, у яких вони використовуються*. Але у таких приладів **є суттєвий недолік**. Відомо, що шар діелектрика товщиною 1 мкм пробивається напругою (500 - 600) В. У МДН - транзисторах ізолююча плівка має товщину 0,10 – 0,15 мкм, і тому *її пробивна напруга не перевищує кількох вольтів*. Внаслідок цього *МДН-транзистори є дуже чутливими до статичної електрики, навіть до тієї, що накопичується на людському тілі*. Тому в довідниках рекомендовано паяння і згинання відводів цих транзисторів здійснювати не ближче 3 мм від корпусу. **Під час транспортування, зберігання і монтажу відводи приладів повинні закорочуватись, а руки оператора і паяльник потрібно заземляти!!!!** Прикладами МДН – транзисторів з вбудованим каналом є малопотужні прилади: КП 305, КП 306, КП 313. Усі ці транзистори високочастотні і тому мають провідність каналу *n* - типу. До потужних МДН - транзисторів із вбудованим *n* - каналом належать транзистори КП 901.



Статичні характеристики МДН-транзисторів з вбудованим *p* - каналом: а) стокозатворні; б) стокові; в) схемні позначення

# ЗАЛЕЖНІСТЬ ХАРАКТЕРИСТИК ПТ ВІД ТЕМПЕРАТУРИ

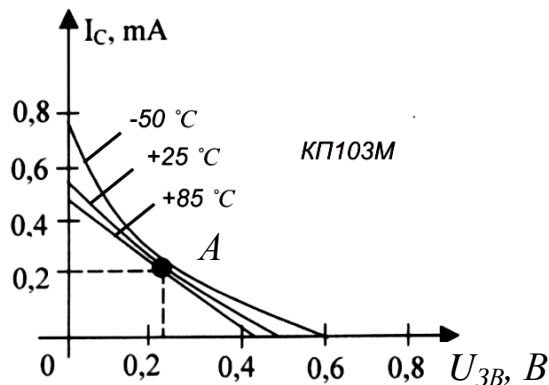
- У ПТКП зміна температури приводить до зміни контактної різниці потенціалів  $U_K$  на  $p-n$  переході, зворотного струму через перехід, а також до зміни рухливості основних носіїв заряду.
- Зміна  $U_K$  супроводжується, зміною глибини проникнення  $p-n$  переходу до каналу, а це дещо змінює напругу відсічення  $U_{ЗВвідс}$ . Наприклад, при збільшенні температури на  $1^\circ\text{C}$  вона зменшується на 2 мВ, товщина  $p-n$  переходу зменшується, а напруга відсічення зростає, причому  $\Delta U_{ЗВвідс} = \Delta U_K$ . Зменшення товщини  $p-n$  переходу спричиняє розширення каналу, тобто збільшення струму  $I_C$ .
- Водночас залежність рухливості основних носіїв у каналі від температури може бути виражена формулою

$$\mu_{T2} = \mu_{T1} \left( \frac{T_1}{T_2} \right)^n,$$

де  $\mu_{T2}$ ,  $\mu_{T1}$  - рухливість носіїв при температурі  $T_1$  і  $T_2$  відповідно;  $n$  - деякий коефіцієнт.

- З формули випливає, що при збільшенні температури рухливість основних носіїв зменшується, опір каналу внаслідок цього збільшується, струм стоку  $I_C$  зменшується.

**Отже, зміна  $U_K$  і рухливості основних носіїв у каналі при зміні температури протилежно впливають на опір каналу та струм стоку  $I_C$ . За певних умов дія цих факторів взаємно компенсується, і при деякій напрузі на затворі струм стоку  $I_C$  не залежатиме від температури (рис.).**



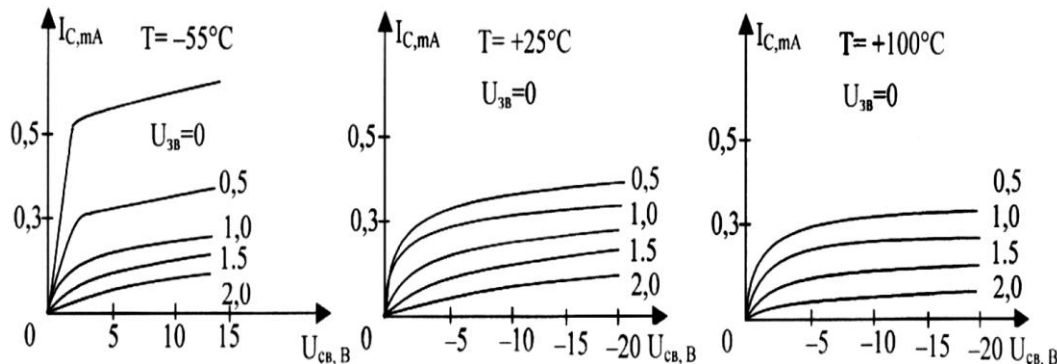
Температурний дрейф стокотворних характеристик ПТКП

# ЗАЛЕЖНІСТЬ ХАРАКТЕРИСТИК ПТ ВІД ТЕМПЕРАТУРИ

•Точку *A* на стокозатворній характеристиці ПТКП КП 103М (рис.), в якій струм  $I_C$  не залежить від температури, називають **термостабільною точкою**. Лівіше від цієї точки струм  $I_C$  зі збільшенням температури зменшується, правіше – збільшується. При цьому збільшення температури приводить до деякого збільшення напруги відсічення. Але на основній ділянці роботи ПТКП (лівіше т. А) струм стоку і крутизна зменшуються при зростанні температури. Ця обставина зумовлює істотну перевагу ПТ перед БТ, у яких внаслідок явища самоперегріву зростання колекторного струму при нагріванні може призвести остаточно до теплового пробою. Вплив температури на хід стокових характеристик ПТКП показаний на рис. Разом з тим збільшення температури приводить до зростання зворотного (теплового) струму керувального  $p-n$  переходу, тобто вхідного струму ПТКП  $I_3$  (приблизно у 2 рази при збільшенні температури на  $10^\circ\text{C}$ ). Тому при збільшенні температури вхідний опір ПТКП зменшується.

•У МДН - транзисторах температурна залежність **напруги відсічення (порогової напруги)** визначається зміною положення рівня Фермі, об'ємного заряду в збідненому шарі  $p-n$  переходу між каналом та підкладкою, а також залежністю величини заряду в діелектрику від температури. Величина порогової напруги в МДН – транзисторах змінюється на 4-10 мВ при зміні температури на 1 градус (залежно від типу приладу). **Температурні зміни характеристик і параметрів МДН – транзисторів більші, ніж у ПТКП.**

•Робочий діапазон температур ПТ менший, ніж у кремнієвих БТ (від  $-60^\circ\text{C}$  до  $+125^\circ\text{C}$ , як у КП 305, КП 306).



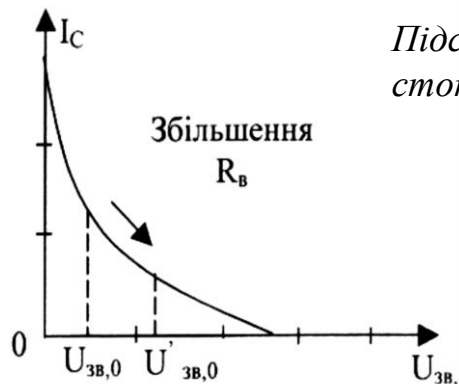
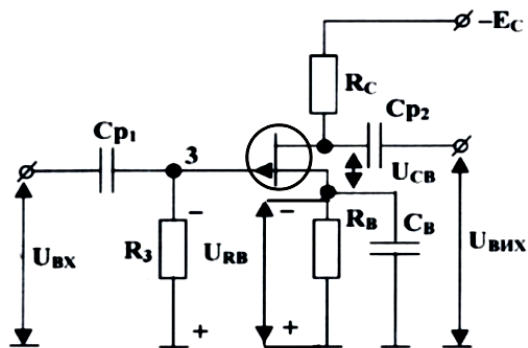
*Вплив температури на стокові характеристики ПТКП*

# ДИНАМІЧНИЙ РЕЖИМ РОБОТИ ПТ

• У динамічному режимі на вхід ПТ надходить змінна напруга, яка викликає зміну вихідного струму. З метою виділення корисного сигналу до вихідного кола транзистора вмикають навантаження. Транзистор при цьому можна вмикати зі спільним витоком, спільним затвором або зі спільним стоком. Найбільше поширення має схема зі спільним витоком. Розглянемо деякі різновиди схем каскадів на ПТ зі спільним витоком.

## Каскад на ПТ: розрахунок у статиці та динаміці

• Найпростіша схема підсилювального каскаду на ПТКП зображена на рис а. Підсилювач містить у собі ПТ, увімкнений зі спільним витоком, резистор навантаження  $R_C$ , коло автоматичного зміщення  $R_B, C_B$  і резистор  $R_3$ , який забезпечує подачу на затвор напруги зміщення з електричного кола  $R_B, C_B$ , і напруги вхідного сигналу, а також роздільні конденсатори  $C_{p1}$  і  $C_{p2}$ . При  $U_{вх}=0$  в колі стоку і витоку проходить струм спокою  $I_{c0}$ , який створює на резисторі  $R_B$  напругу зміщення керувального  $p-n$  переходу  $U_{зв0}=I_{c0}R_B$ . Опір резистора дорівнює  $R_B = U_{зв0}/I_{c0}$ . Резистор  $R_B$  - це елемент негативного зворотного зв'язку за постійним струмом. Збільшення опору цього резистора приводить до збільшення стабільності параметрів підсилювача і разом з тим до зменшення струму стоку і до зміщення робочої точки на ділянку стокозатворної характеристики з меншою крутизною  $S_{ПТ}$  (рис. б).



Підсилювальний каскад на ПТКП (а) та стокозатворна характеристика транзистора (б)

# КАСКАД НА ПТ: РОЗРАХУНОК У СТАТИЦІ ТА ДИНАМІЦІ

•Зменшення крутизни  $S_{ПТ}$  викликає **зменшення коефіцієнта підсилення каскаду**, а наближення робочої точки до напруги відсічення зменшує допустиму амплітуду вхідної напруги і збільшує нелінійні спотворення вихідної напруги. Тому **для того, щоб при збільшенні опорів резистора  $R_B$  не зменшувався струм  $I_{c0}$ , до кола затвора потрібно або ввімкнути додаткове джерело напруги живлення, або ввімкнути затвор до подільника напруги з резисторів  $R_1$  і  $R_2$**  (рис. ).

•Завдяки цьому досягається часткова компенсація падіння напруги на опорі  $R_B$ , опір цього резистора може бути вибраний більшим, ніж у схемі рисунку а, і спад напруги  $U_{RB} = I_{c0}R_B > U_{3B0}$ .

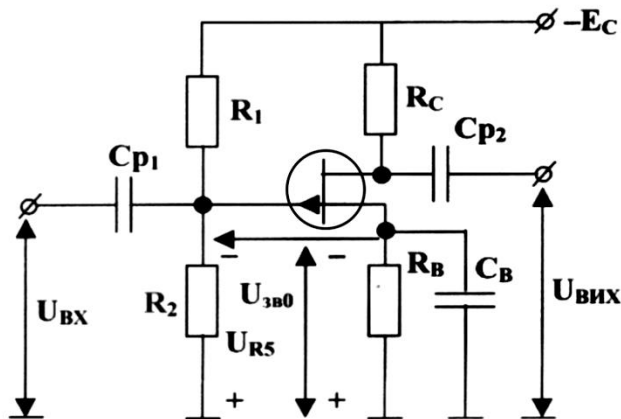
•У цьому випадку 
$$R_B = U_{RB} / I_{c0}$$

•Для контуру, створеного резисторами  $R_B, R_2$  та ділянкою затвор-витік ПТКП (рис.), можна записати

$$U_{R2} + U_{3B0} - U_{RB} = 0.$$

•Звідки 
$$U_{R2} = U_{RB} - U_{3B0} = 0$$

•Величину опорів  $R_2$  вибирають на основі вимог **забезпечення заданого значення вхідного опору каскаду**. Для створення на цьому резисторі напруги за формулою наведеною вище необхідно забезпечити проходження через подільник  $R_1, R_2$  струму, що дорівнює 
$$I_n = U_{R2} / R_2 = (U_{RB} - U_{3B0}) / R_2.$$



# КАСКАД НА ПТ: РОЗРАХУНОК У СТАТИЦІ ТА ДИНАМІЦІ

- Опір резистора  $R_C$  визначають з рівняння

$$R_C + R_B = (E_C - U_{CB0}) / I_{C0}.$$

де  $U_{CB0}$  - напруга на стоці в режимі спокою.

- З урахуванням того, що  $R_B = U_{RB} / I_{C0}$

остаточно знаходимо

$$R_C = (E_C - U_{CB0} - U_{RB}) / I_{C0}.$$

Опір резистора  $R_I$  дорівнює

$$R_I = (E_C - U_{R2}) / I_n.$$

- **Властивості підсилювача на ПТ оцінюються такими параметрами динамічного режиму:**

- **динамічною крутизною**

$$S_d = \left. \frac{dI_c}{dU_{3B}} \right|_{R_C = \text{const}; E_C = \text{const}}.$$

- **динамічним коефіцієнтом підсилення**

$$K = \left. \frac{dU_{RC}}{dU_{3B}} \right|_{R_C = \text{const}; E_C = \text{const}} \quad K = \left. \frac{dU_{CB}}{dU_{3B}} \right|_{R_C = \text{const}; E_C = \text{const}}$$

Ці параметри розраховують або **аналітично** за формулами:

$$S_d = \frac{S_{ПТ}}{1 + R_C / r_{iПТ}}, \quad K = \frac{\mu_{ПТ}}{1 + r_{iПТ} / R_C},$$

де  $S_{ПТ}$ ,  $r_{iПТ}$ ,  $\mu_{ПТ}$  - статичні диференціальні параметри ПТ (див. раніше), або за допомогою **графоаналітичного способу**.

# КАСКАД НА ПТ: РОЗРАХУНОК У СТАТИЦІ ТА ДИНАМІЦІ

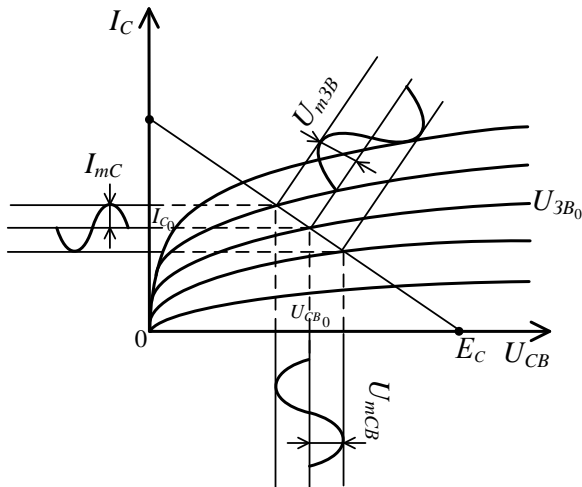
•Останній дуже подібний до графоаналітичного способу розрахунку параметрів режиму підсилення БТ і полягає в наступному. *На сім'ї стокових (вихідних) характеристик будують навантажувальну характеристику для змінного струму. Оскільки змінна складова струму  $I_C$  через резистор  $R_B$  не проходить, то рівняння навантажувальної характеристики набирає вигляду*

$$I_C = (E_C - U_{CB}) / R_C.$$

•Перетин цієї прямої зі статичною вихідною характеристикою, знятою при вибраній напрузі спокою  $U_{ЗВ0}$  (рис.), *визначає положення початкової **робочої точки***, яка характеризується струмом спокою  $I_{C0}$  та напругою спокою  $U_{CB0}$ . Після визначення цієї точки на навантажувальній прямій за даною амплітудою вхідної напруги  $U_{mЗВ}$  розраховують параметри режиму підсилення:

$$S_d = \frac{2I_{mC}}{2U_{mЗ}} = \frac{I''_C - I'_C}{2U_{mЗ}}, \quad K = \frac{U_{mCB}}{2U_{mЗВ}} = \frac{U''_{CB} - U'_{CB}}{2U_{mЗВ}}.$$

•Оскільки вхідний опір ПТКП великий, то вхідний *опір підсилювального каскаду (рис.) визначається опором подільника напруги  $R_1R_2/(R_1+R_2)$* .

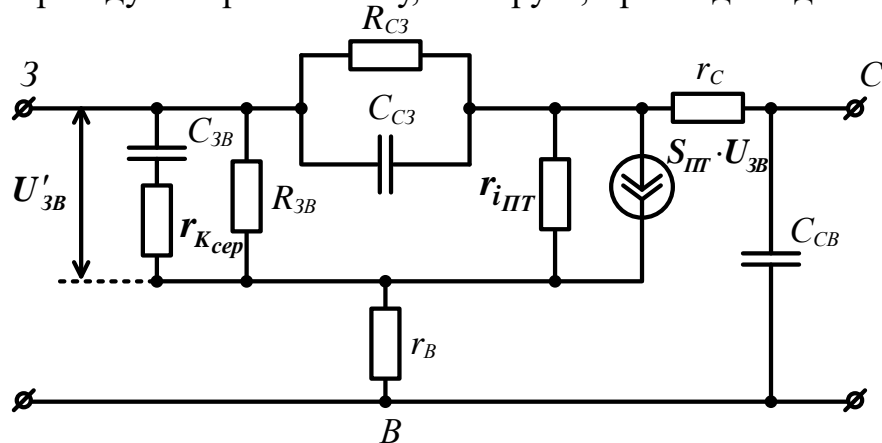


*До розрахунку параметрів режиму підсилення каскаду на ПТКП*

# ЧАСТОТНІ ВЛАСТИВОСТІ ПТ

Для аналізу поведінки польових транзисторів на різних частотах використовують *еквівалентну схему* рис. У цій схемі враховано, що підкладка в ПТКП з'єднується із затвором, а в МДН – транзисторах – з витоком. Елементи  $r_C$  та  $r_B$  - це опори ділянки напівпровідника, які знаходяться між омичними контактами стоку, витоку і затвора. Елемент  $r_{Kcep}$  - це середній розподілений опір каналу, через який заряджається і розряджається ємність між затвором і витоком  $C_{3B}$ . Елементи  $R_{C3}$  і  $R_{3B}$  - це опори ввімкнених у зворотному напрямі керувальних  $p-n$  –переходів у ПТКП або опори між стоком і затвором, затвором і витоком у МДН – транзисторах. Джерело струму  $S_{ПТ}$  відображає процес керування вихідним струмом ПТ за допомогою вхідної напруги  $U'_{3B}$ ,  $r_{ПТ}$  - внутрішній опір ПТ. Опори  $r_C$  та  $r_B$  у ПТКП становлять десятки Ом, у МДН – транзисторів – частки Ом. Опори  $R_{C3}$  і  $r_{Kcep}$  великі та для ПТКП становлять сотні кілоомів, а для МДН – транзисторів досягають значень Ом. Значення ємностей  $C_{3B}$  і  $C_{CB}$  становлять (3 - 20) пФ, а ємність  $C_{C3}$  не перевищує 10 пФ.

•**Частотні властивості ПТКП визначаються здебільшого ділянкою затвор - витік** (фрагмент схеми (рис.) з елементами  $C_{3B}$ ,  $r_{Kcep}$ ,  $R_{3B}$ ). Вхідна змінна напруга  $U_{3B}$  розподіляється між ємністю  $C_{3B}$  і середнім опором каналу  $r_{Kcep}$ . Безпосередньою **керувальною напругою**, під дією якої змінюються товщина –  $p-n$  переходу і ширина каналу, є напруга, прикладена до ємності  $C_{3B}$ .



Еквівалентна схема польового транзистора



# ЧАСТОТНІ ВЛАСТИВОСТІ ПТ

• При збільшенні частоти реактивний опір ємності  $C_{3B}$  зменшується, що приводить до перерозподілу напруги  $U_{3B}$  на елементах  $C_{3B}$  та  $r_{Kcep}$  і до зменшення керувальної напруги  $U_{C3B}$ . Отже, **при збільшенні частоти вхідної напруги підсилювальний ефект транзистора зменшується**. Частоту, на якій  $r_{Kcep} = \frac{1}{C_{3B}\omega}$ , називають **граничною частотою ПТКП**  $\omega_3$  (частотою затвора).

• Тобто 
$$\omega_3 = \frac{1}{C_{3B}r_{Kcep}}.$$

З формули випливає, що **гранична частота ПТКП залежить від напруги зміщення  $U_{3B0}$ , оскільки від цієї напруги залежить товщина p-n-переходу, тобто  $C_{3B}$  і  $r_{Kcep}$** .

• Крім швидкості перезарядження ємності  $C_{3B}$  (тобто сталої часу кола затвора  $\tau_3 = C_{3B}r_{Kcep} = 1/\omega_3$ ), на частотні властивості ПТКП впливає час прольоту носіїв заряду через канал. Якщо час прольоту виявиться сумірним з періодом вхідного сигналу, то зміна струму стоку не встигає слідкувати за зміною керувальної напруги на затворі, і динамічна крутизна ПТ зменшується. Але в реальних ПТКП довжина каналу дорівнює 5-10 мкм. Тому час прольоту виявляється значно меншим від сталої часу затвора  $\tau_3$  і його можна не враховувати.

• **Граничну частоту МДН - транзисторів визначають за формулам для циклічної та лінійної частот**

$$\omega_{cp} = \frac{S_d}{C_{3B}} \quad \text{або} \quad f_{cp} = \frac{S_d}{2\pi C_{3B}},$$

де  $S_d$  - крутизна характеристики приладу.

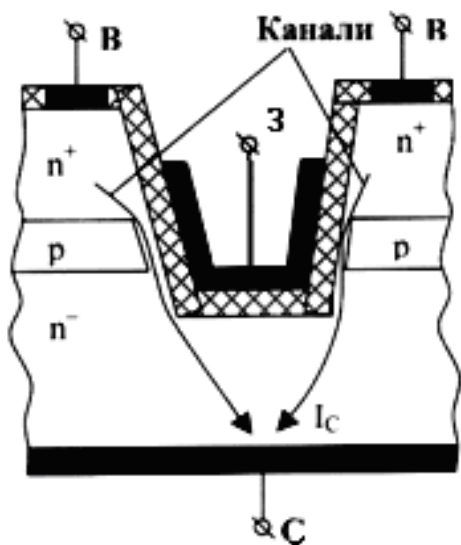
• Для МДН - транзистора, у якого  $C_{3B} = 5$  пФ і  $S_d = 5$  мА/В, гранична частота  $f_{cp} = 160$  МГц.

# ПОТУЖНІ ПТ

- **Потужні польові транзистори** в ключовому і підсилювальному режимах повинні забезпечувати високий ККД.
- У ключовому режимі потрібно намагатися, щоб **опір транзистора у відкритому стані був мінімальним**, тоді втрати потужності в приладі  $P=I_C^2 r_{кан}$  також будуть мінімальними.
- У підсилювальному режимі великий опір каналу ПТ приводить до зменшення крутизни за рахунок перегріву, а також із причини виникнення негативного зворотного зв'язку через опір витоку  $r_B$ .
- Тому **головною вимогою до потужних ПТ є зниження опору каналу**. З цією метою у приладі використовують велику кількість паралельно з'єднаних каналів або створюють короткий канал завдяки переходу від традиційних горизонтальних (планарних) структур до вертикальних, у яких напрям струму перпендикулярний до поверхні струму.
- Необхідно пропускати великі струми і розсіювати значні потужності, що робить необхідним збільшення площі структури потужних ПТ; це викликає збільшення паразитних ємностей і, як наслідок, зменшення швидкодії ПТ. Тому створення потужного і разом з тим швидкодіючого (високочастотного) ПТ – це важлива проблема напівпровідникової електроніки.

# ПОТУЖНІ МДН – ТРАНЗИСТОРИ

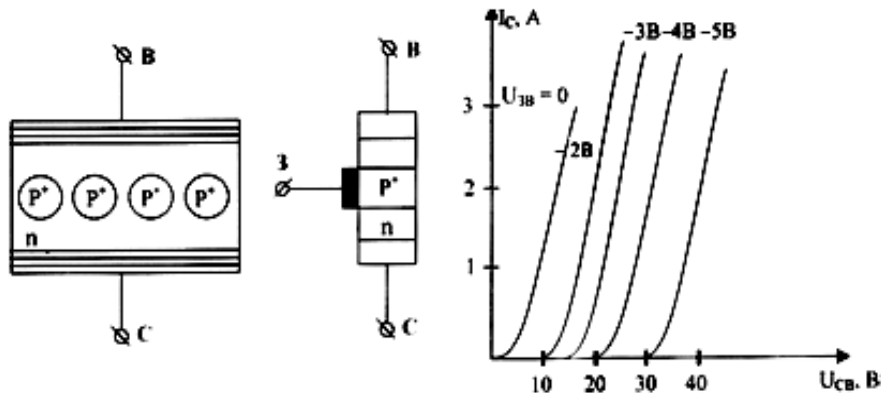
- Такі транзистори мають короткий канал, який забезпечує *низький опір відкритого транзистора у ключовому режимі,  $S$  високу крутизну у підсилювальному режимі* (рис.).
- У цих приладах багатоканальність поєднується з вертикальністю структури.  $V$  - подібні затвори таких ПТ сприяють збільшенню багатоканальності приладу, оскільки кожний затвор “обслуговує” два витоки і два канали.
- Основні особливості приладу (рис.) – це *зменшення довжини каналу і використання високоомної стокової - області, через яку відбувається дрейф носіїв заряду струму стоку*. Просте укорочення каналу призвело б до зниження пробивної напруги між стоком і затвором. Уведення додаткової дрейфової області дозволяє зберегти значення пробивної напруги транзистора.



Фрагмент структури багатоканального потужного МДН – транзистора

# ТРАНЗИСТОРИ ЗІ СТАТИЧНОЮ ІНДУКЦІЄЮ

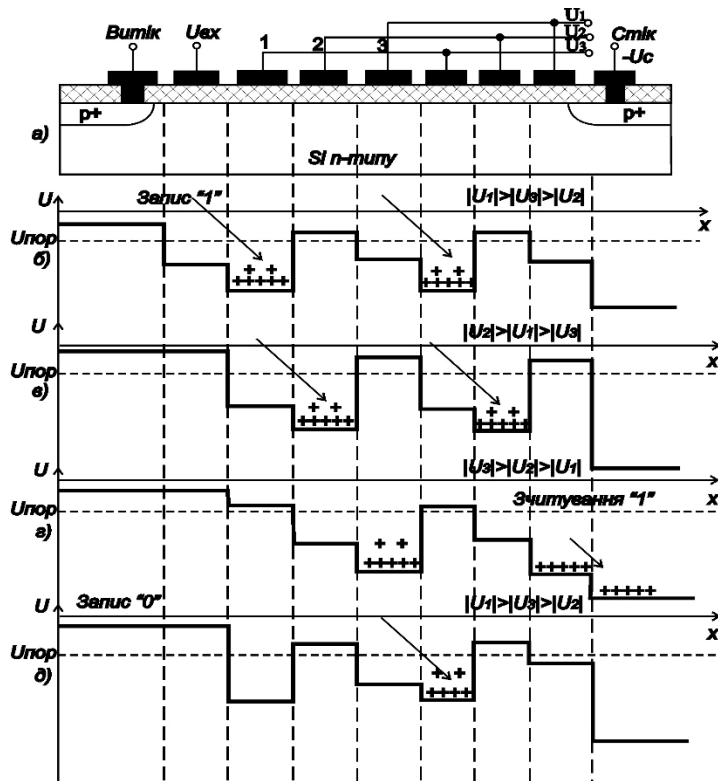
- Це різновид потужних ПТКП зі структурою, показаною на рисунку.
- *Вихідні характеристики ПТКП зі статичною індукцією не мають пологих ділянок, тобто вихідний опір приладів досить малий.*
- *Транзистори мають дуже короткий канал і малу відстань від витоку до затвора (приблизно 10 мкм). Підвищення їх потужності забезпечується багатоканальною будовою і малими розмірами областей затвора, циліндричних за формою (діаметр приблизно дорівнює 25 мкм).*
- При збільшенні напруги  $U_{CB}$  наростає струм стоку, обмеження якого не відбувається внаслідок того, що канал (область між затворами) короткий, затвор малий, і збільшення  $U_{CB}$  приводить до зменшення результуючої напруги на затворі відносно витоку. Збільшення негативної напруги на затворі приводить до необхідності збільшення напруги  $U_{CB}$  для компенсації запірної дії  $U_{ЗВ}$ , і тому вихідні характеристики при збільшенні  $U_{ЗВ}$  зсуваються вправо.



Структура ПТКП зі статичною індукцією (а); вигляд структури збоку (б); вихідні характеристики (в)

# ПОЛЬОВІ ПРИЛАДИ ІЗ ЗАРЯДОВИМ ЗВ'ЯЗКОМ

- **Польовий прилад із зарядовим зв'язком (ПЗЗ)** – це напівпровідниковий прилад, у якому можуть здійснюватися накопичення неосновних носіїв заряду під електродами МДН-структур (під електродами затворів) і переміщення цих носіїв від одного електрода до іншого.
- Принцип дії ПЗЗ ґрунтується на зберіганні заряду неосновних носіїв у потенціальних ямах, що утворюються біля поверхні НП під дією зовнішнього поля, і на переміщенні цього заряду вздовж поверхні за рахунок зсуву потенціальних ям. **ПЗЗ - це МДН-транзистор, що має кілька затворів.**



Прилад із зарядовим зв'язком був винайдений в 1969 р. Уїллардом Бойлом і Джорджем Смітом в Лабораторії Белла (AT & T Bell Labs). У 1970 р. дослідники Bell Labs навчилися знімати зображення за допомогою простих лінійних пристроїв.

Структура ПЗЗ з тритактним живленням затворів секції перенесення (а) і пояснення принципу його дії (б, в, г, д): б) запис логічної одиниці за допомогою інжекції пакета дірок до потенціальної ями під першим затвором секції перенесення; в) перенесення пакета дірок до наступних потенціальних ям при зміні потенціалів на електродах затвора; г) зчитування логічної одиниці на виході приладу під час екстракції дірок з потенціальної ями в  $p^+$  - область стоку; д) запис логічного нуля за відсутності негативного потенціалу на електроді затвора

# ПОЛЬОВІ ПРИЛАДИ ІЗ ЗАРЯДОВИМ ЗВ'ЯЗКОМ

Розглянемо ПЗЗ, який виконує функцію *триактного регістра зсуву* (рис. а). Цей прилад має три секції. Вхідна секція складається з  $p^+$  - області витоку і вхідного затвора, що відіграє роль ключа для керування рухом дірок з дифузійної  $p^+$  - області витоку до першої потенціальної ями. Друга секція (секція перенесення) має кілька затворів, які керують потенціалом приповерхневого шару НП. Ці затвори з'єднані між собою через два. *Напруга на затворах секції має форму імпульсів різної амплітуди, що циклічно змінюють один одного* (рис. б-д). *При такій зміні напруги на затворах потенціальні ями переміщуються до виходу приладу, захоплюючи із собою пакети носіїв заряду – дірок*. Третя секція ПЗЗ – вихідна секція – являє собою  $p$ - $n$ - перехід стоку, ввімкнений у зворотному напрямі, напруга на якому буде змінюватися при надходженні пакета носіїв заряду – дірок (рис. г).

- Нехай під час першого такту роботи на вхідний затвор подається напруга  $U_{\text{вх}}$ , достатня для утворення провідного каналу під вхідним затвором ( $U_{\text{вх}} > U_{\text{пор}}$ ). Якщо при цьому на першому затворі секції перенесення існує досить велика негативна напруга, тобто під цим затвором створена потенціальна яма для дірок, то дірки будуть виходити з витоку, проходити через канал під вхідним затвором і накопичуватися у потенціальній ямі під першим затвором.

- На початку наступного такту дія напруги на вхідному затворі  $U_{\text{вх}}$  припиняється. Внаслідок цього зникає провідний канал під вхідним затвором. Отже, відбувається запис інформації, наприклад логічної одиниці, оскільки під першим затвором секції перенесення залишився пакет дірок (для запису логічного нуля під час першого такту роботи ПЗЗ на вхідний затвор не повинна подаватися негативна напруга).

- Після зміни напруг на затворах секції перенесення найбільша негативна напруга діятиме на другому затворі секції перенесення, і тому пакет дірок пересунеться до потенціальної ями під другим затвором (рис. в). Під час наступних тактів зміни напруги на затворах секції перенесення відбувається подальше пересування пакета дірок у напрямі вихідної секції (рис. г, д).

- Якщо у потенціальних ямах, що підходять до  $p$ - $n$  – переходу стоку, немає дірок, то струм стоку не змінюватиметься. Лише у тому разі, коли до стоку підійде потенціальна яма, яка містить у собі дірки, у колі стоку діятиме імпульс струму, оскільки дірки з потенціальної ями екстрагуюватимуть до області стоку через  $p$ - $n$ - перехід у зворотному ввімкненні.

# ПОЛЬОВІ ПРИЛАДИ ІЗ ЗАРЯДОВИМ ЗВ'ЯЗКОМ

•*До основних параметрів польових ПЗЗ належать такі:*

1. *Нижня гранична тактова частота*, яка зв'язана з процесом накопичення дірок у пустих потенціальних ямах за рахунок термогенерації впродовж десятків мілісекунд. Це призводить до спотворення рівня логічного нуля, записаного у потенціальній ямі. Для запобігання цьому *нижня гранична частота вибирається у діапазоні одиниць – десятків кГц.*

2. *Верхня гранична тактова частота*, що визначається часом перетікання заряду з однієї потенціальної ями до іншої. Досягає *десятків МГц.*

3. *Ефективність передачі заряду*  $\eta = (Q_1 - Q_0)_{i+1} / (Q_1 - Q_0)_i$

що показує, *яка частка заряду переноситься з однієї потенціальної ями  $i$  до іншої  $i+1$ .* Для якісних ПЗЗ коефіцієнт  $\eta$  наближається до одиниці.

•Але втрата заряду  $i$ , отже, інформації неминуче трапляється за рахунок захоплення дірок поверхневими енергетичними рівнями «пастками», тобто внаслідок дії поверхневої рекомбінації. Тому *достатня величина вихідного сигналу може бути одержана при передачі заряду на невелику кількість тактів (не більше сотні) і впродовж малого часу.* З метою усунення цього недоліку *використовують схеми регенерації*, що реалізуються за допомогою підсилювачів. Зчитуваний з ПЗЗ сигнал підсилюється, формуються його рівні («1» або «0»), а потім здійснюються перезапис цього сигналу в ПЗЗ. *Для тривалого зберігання інформації ланцюжок ПЗЗ замикають у кільце.* Регенерація інформаційного заряду, як правило, супроводжується виводом інформації, тобто реалізується ПЗЗ з неруйнівним зчитуванням інформації.

•*Напівпровідникові польові ПЗЗ застосовуються у запам'ятовувальних пристроях ЕОМ, у пристроях перетворення оптичного зображення в електричний сигнал (у телебаченні), в лініях затримки аналогових сигналів тощо.*

# ТИРИСТОРИ

## *Будова, принцип дії та режими роботи тиристора*

• *Тиристором називають електроперетворювальний напівпровідниковий прилад з трьома або більше р-п-переходами, ВАХ якого має ділянку негативного диференціального опору і який використовують для перемикання.* Назва тиристор походить від двох слів: thyra (гр.) – двері та (re) sistor (англ.) – опір. Залежно від кількості зовнішніх виводів *розрізняють двохелектродний прилад – диністор, трьохелектродний – триністор і чотирьохелектродний – біністор.* У двох останніх, крім *анода і катода*, є ще *вхідні електроди* (відповідно один у триністора і два у біністора).

• *Система позначень тиристорів (крім силових) складається з 6 елементів.*

• *Перший елемент* – літера або цифра, що означає матеріал виготовлення.

• *Другий елемент* – літера, що визначає різновид тиристора: Н – діодні тиристори (диністори), У – тріодні тиристори (триністори).

• *Третій елемент* – цифра, що визначає призначення тиристора згідно з таблицею.

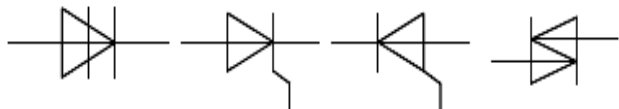
• *Четвертий, п'ятий і шостий* елементи аналогічні до відповідних елементів у позначеннях діодів і транзисторів.

• Умовні позначення тиристорів на схемах наведено на рис. З точки зору застосування *тиристор – це напівпровідниковий ключ, тобто прилад, основне призначення якого полягає в замиканні та розмиканні кола навантаження під дією зовнішніх сигналів.*

• Подібно до транзисторних ключів *тиристор має два статичні стани – закритий, з високим внутрішнім опором, і відкритий, з малим опором.* У кожному стані тиристор може перебувати як завгодно довго. *Перехід від одного стану до іншого відбувається швидко (лавиноподібно) під дією короткочасного зовнішнього сигналу.*



*Радянські тиристори.  
Зліва направо: T-15, T-10,  
KY-202B, KY-101E*



*Умовні позначення тиристорів на електронних схемах:*

*а) диністор; б) триністор з керуванням по катоду;*

*в) триністор з керуванням по аноду;*

*г) симетричний тиристор (симістор)*



# ПОЗНАЧЕННЯ ТИРИСТОРІВ

## *Третій елемент*

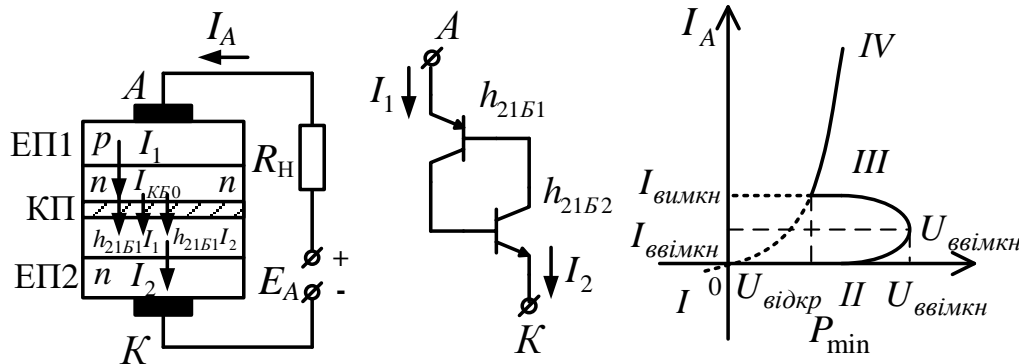
Потужність	Диністор	Триністор		
		незапирний	запирний	симетричний
Малої потужності, $I_A \leq 0,3 \text{ A}$	1	1	3	5
Середньої потужності, $0,3 \text{ A} \leq I_A \leq 10 \text{ A}$	2	2	4	6

# ДИНІСТОРНИЙ РЕЖИМ

Структура диністора показана на рисунку а. На рисунку диністор увімкнено до кола разом із джерелом напруги  $E_A$  і навантаженням  $R_H$ . Будемо вважати, що верхня  $p$ -область чотиришарової структури диністора з'єднана з електродом, що називається **анодом**, а нижня  $n$ -область з'єднана з **катодом**. Області тиристора називатимемо (зверху донизу)  **$p$ -емітер**,  **$n$ -база**,  **$p$ -база**,  **$n$ -емітер**.

• При прикладанні зовнішньої напруги мінусом до анода і плюсом до катода емітерні переходи ЕП1 та ЕП2 вмикаються у **зворотному напрямі**, і через прилад проходить малий зворотний струм двох послідовно з'єднаних – переходів (ділянка I на ВАХ рис. в).

• Якщо змінити полярність джерела напруги, то **переходи ЕП1 та ЕП2 вмикаються у прямому напрямі, а середній, колекторний, перехід КП – у зворотному**. Через емітерні переходи здійснюється інжекція дірок (через ЕП1) та електронів (через ЕП2) у відповідні бази. Майже вся зовнішня напруга спадає на великому опорі КП. Збільшення цієї напруги приводить до подальшого зменшення потенціальних бар'єрів ЕП1 та ЕП2 і збільшення інжекції через переходи. Дірки, інжектуючись через ЕП1, дифундують через  $n$ -базу, екстрагуються прискорювальним полем КП до області  $p$ -бази і накопичуються там, тому що подальша їх дифузія затримується гальмівним полем ЕП2. Аналогічне відбувається і з електронами, які інжектуються через ЕП2 до  $p$ -бази. Таким чином, у  $p$ -базі накопичується надлишковий позитивний заряд, а в  $n$ -базі – надлишковий негативний заряд.



Структура (а), транзисторна схема заміщення (б) та ВАХ тиристора у диністорному режимі (в)

# ДИНІСТОРНИЙ РЕЖИМ

- *Процеси у тиристорі* свідчать про появу внутрішнього позитивного зворотного зв'язку. Механізм його дії полягає у такому. Збільшення інжекції дірок до  $n$ -бази через ЕП1 приводить до накопичення цих дірок у  $p$ -базі. Зростання позитивного заряду  $p$ -бази приводить до подальшого прямого зміщення ЕП2 і збільшення інжекції електронів через нього.
- Це явище, у свою чергу, сприяє зростанню негативного заряду  $n$ -бази і додатковому прямому зміщенню ЕП1. Внаслідок цього інжекція дірок з  $p$ -емітера через ЕП1 ще більше зростає і т.п.
- При прямій напрузі  $U_A < U_{\text{ввімкн}}$  тиристор ще закритий, бо його опір – це фактично опір КП у зворотному вмиканні. Деяке зростання струму анода  $I_A$  при збільшенні анодної напруги  $U_A$  на ділянці II пояснюється збільшенням інжекції через переходи ЕП1 та ЕП2 при збільшенні на них прямої напруги, а також зменшенням потенціального бар'єра КП внаслідок накопичення надлишкового заряду в базах.
- При анодній напрузі  $U_A = U_{\text{ввімкн}}$  різниця потенціалів між  $p$ - та  $n$ - базою за рахунок попереднього накопичення зарядів дорівнює величині зовнішньої напруги на КП. На КП у цьому разі діє нульова результуюча напруга, і **перехід відкривається**. Відбуваються різке зменшення внутрішнього опору тиристора і зростання анодного струму, що супроводжується зменшенням прямої напруги на приладі. Це падіння напруги дорівнює сумі падінь напруги на трьох  $p$ - $n$  – переходах, увімкнених у прямому напрямі (приблизно 0,7 В), падіння напруги на  $n$  - базі (0,12 В) і падінь напруги на емітерах (приблизно 0,2 – 0,3 В). Таким чином, **сумарне падіння напруги на ввімкненому диністорі становить приблизно 1 В**.
- Отже, процес відкривання (ввімкнення) тиристора полягає в різкому зменшенні опору за рахунок прямого ввімкнення КП, збільшенні струму через прилад одночасно зі зменшенням спаду напруги. Це приводить до формування на ВАХ диністора ділянки з **негативним диференціальним опором** (ділянка III на рисунку в). Після закінчення процесу ввімкнення приладу робоча точка на ВАХ переходить на ділянку IV (рис. в).

# ДИНІСТОРНИЙ РЕЖИМ

•Щоб унаслідок багаторазового зростання струму  $I_A$  не відбулося руйнування кристалічної структури диністора, до кола послідовно з приладом і джерелом живлення **ОБОВ'ЯЗКОВО** вмикають навантаження. І тоді струм у колі з відкритим тиристором дорівнює  $I_A = E_A / R_H$ .

•Диністор у відкритому стані (ділянка IV на ВАХ) перебуває до того часу, поки струм, що проходить через нього, підтримує у базах надлишкові заряди, які, у свою чергу, забезпечують відкритий стан КП. Зниження струму  $I_A$  до величин  $I_{\text{вимкн}}$  приведе до того, що процес рекомбінації у базах почне відбуватися швидше, ніж процес накопичення, і КП знову ввімкнеться у зворотному напрямі.

•Диністор може бути поданим у вигляді системи двох біполярних транзисторів  $p-n-p$  – та  $n-p-n$  – типів (рис. Б, плакат 35). На ділянці II ВАХ диністора (рис. в) обидва транзистори перебувають у активному режимі. Збільшення зовнішньої напруги приводить до зростання емітерного струму  $I_1$   $p-n-p$  – транзистора, збільшення його колекторного струму, тобто зменшення його внутрішнього опору. Внаслідок цього зростає позитивний потенціал бази  $n-p-n$  – транзистора, що також збільшує емітерний і колекторний струми останнього і, отже, зменшує внутрішній опір  $n-p-n$  – транзистора. Тому на базі  $p-n-p$  – транзистора зростає негативний потенціал, і транзистор ще більше відкривається. У двотранзисторній схемі рис. б, яка є **схемою заміщення реального тиристора**, діє, таким чином, позитивний зворотний зв'язок. При деякій зовнішній напрузі ( $U_A = U_{\text{вимкн}}$ ) обидва транзистори переходять у режим насичення, і опір схеми значно знижується.

•Позначивши коефіцієнт передачі струмів цих транзисторів через  $h_{21Б1}$  та  $h_{21Б2}$ , одержимо, що через КП у стані зворотного ввімкнення проходить струм

$$I_2 = h_{21Б1} I_1 + h_{21Б2} I_3 + I_{КБ0}$$

де  $I_1, I_2, I_3$  – струми ЕП<sub>1</sub>, КП та ЕП<sub>2</sub> відповідно.

Оскільки всі переходи тиристора з'єднані послідовно, то  $I_1 = I_2 = I_3 = I_A$ . Тоді

$$I_A = \frac{I_{КБ0}}{1 - (h_{21Б1} + h_{21Б2})}$$

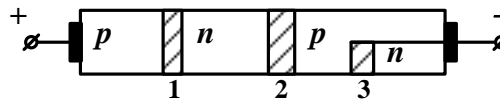
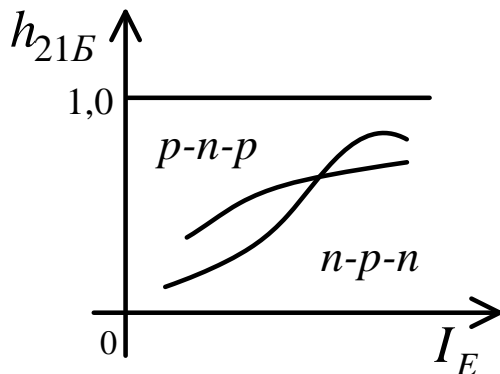
# ДИНІСТОРНИЙ РЕЖИМ

Значення коефіцієнтів  $h_{21B1}$  і  $h_{21B2}$ , як бачимо, залежать від струмів емітера  $I_1$  та  $I_2$  (рис. ).

Поки  $h_{21B1} + h_{21B2} < 1$ , диністор перебуває у **вимкненому стані** (ділянка II на ВАХ ). При  $U_A = U_{\text{ввімкн}}$  сума  $h_{21B1} + h_{21B2} = 1$ , і починається за формулою лавиноподібний процес збільшення струму  $I_A$ .

•Лавинний, стрибкоподібний процес ввімкнення тиристора спричиняється дією позитивного зворотного зв'язку. **Величина напруги  $U_{\text{ввімкн}}$  буде тим більша, чим меншими будуть початкові значення коефіцієнтів передачі струмів емітера  $h_{21B1}$  та  $h_{21B2}$ . Для зменшення початкових значень цих коефіцієнтів ширину однієї з баз роблять значно більшою від дифузійної довжини носіїв заряду. Крім того, щоб забезпечити досить велике значення  $U_{\text{ввімкн}}$  один з емітерних переходів шунтується розподіленим опором бази** (рис. ).

•У цьому випадку зменшення коефіцієнта передачі струму забезпечується таким чином. При малій напрузі на тиристорі майже весь струм проходить через шунтуючий опір бази, обминаючи правий  $p$ - $n$  – перехід. У відкритому стані диністора опір переходу 3 малий, і струм проходить через цей перехід, обминаючи шунтуючий опір бази. При цьому величина  $h_{21B2}$  різко зростає. **Наявність більш сильної залежності коефіцієнта передачі від струму анода приводить до підвищення стабільності параметрів ВАХ диністора.**



Залежності  $h_{21B1} = f(I_E)$ ,  $h_{21B2} = f(I_E)$

Диністор із зашунтованим емітерним переходом

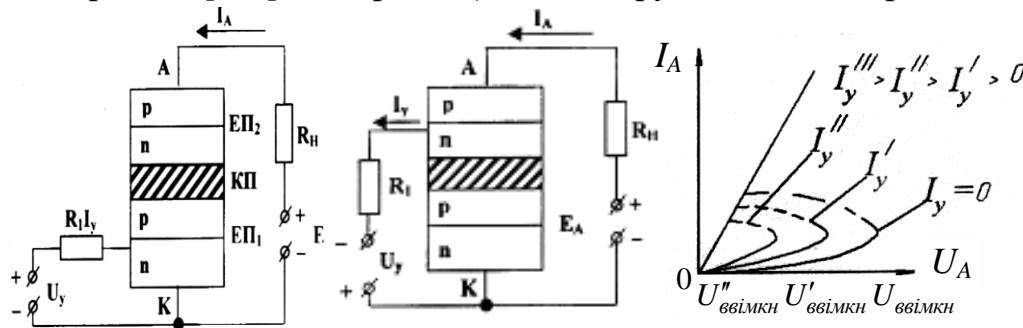
# ТРИНІСТОРНИЙ РЕЖИМ

• **Триністор** відрізняється від диністора наявністю третього виводу, з'єднаного з базовою областю. Це дозволяє керувати величиною напруги ввімкнення  $U_{\text{ввімкн}}$ , змінюючи струм у колі керувального електрода. **Керувальний електрод може з'єднуватися з будь-якою базою тиристора** (рис. а, б).

• Збільшуючи струм керування  $I_K$ , можна збільшити коефіцієнт передачі струму  $h_{21Б2}$  відповідного емітера, це приводить до того, що рівність  $h_{21Б1} + h_{21Б2} = 1$  виконуватиметься при меншій анодній напрузі, і **ввімкнення тиристора відбуватиметься при меншому значенні  $U_{\text{ввімкн}}$**  (рис. в). Фізично це означає, що **накопичення надлишкових зарядів у базах структури відбуватиметься швидше, ніж у випадку диністора, тому що джерело напруги керування у колі будь-якої з баз прискорює інжекцію через відповідний ЕП.**

• **Струм і напруга кола керування невеликі**, струм у анодному колі може досягати одиниць амперів (у тиристорах середньої потужності) або десятків – сотень амперів (у силових тиристорах) при анодних напругах від десятків – сотень вольтів до тисяч вольтів. Тому **триністори – це своєрідні підсилювачі потужності з коефіцієнтом підсилення  $10^4$ - $10^5$** .

• **Триністори серед інших тиристорних структур мають найбільше практичне застосування в електроніці.** Для більш зручного керування тиристором керувальний електрод з'єднують з базою, що має меншу ширину, оскільки коефіцієнтом передачі струму емітера саме такої транзисторної структури ( $n$ - $p$ - $n$  – на рис. а і  $p$ - $n$ - $p$  – на рис. б) легше керувати, ніж коефіцієнтом передачі транзистора з товстою базою.



Структура триністора: а) з керуванням по катоду; б) з керуванням по аноду; в) сім'я ВАХ триністора

# СИМІСТОРИ

• **Симетричний тиристор, або симістор**, - це тиристор, який має практично однакові гілки ВАХ при різних полярностях прикладеної напруги.

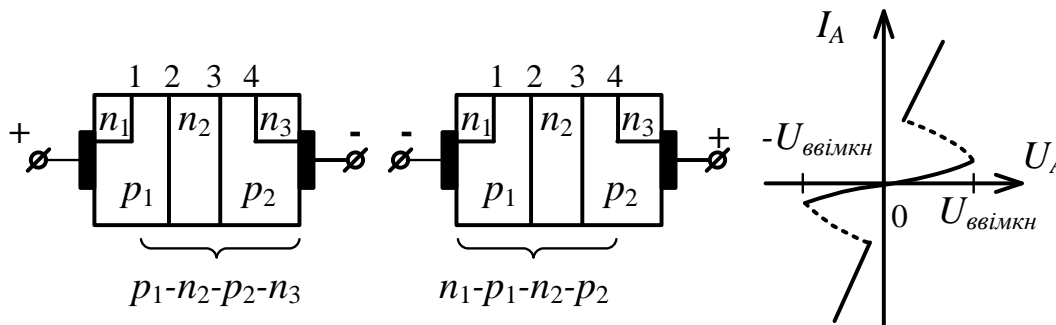
• Симістор являє собою багатошарову структуру  $n-p-n-p-n$  типу, що складається з п'яти напівпровідникових областей, типи провідності яких чергуються і утворюють чотири  $p-n$  переходи (рис.).

• Якщо до такого тиристора прикласти напругу плюсом до області  $n_1$ , а мінусом – до області  $n_3$  (рис. а), то перехід 1 ввімкнеться у зворотному напрямі, і струм, що проходить через нього, буде дуже малим. Робочою частиною у такому режимі буде  $p_1-n_2-p_2-n_3$  – структура, в якій проходять процеси, характерні для диністора.

• Якщо зовнішню напругу прикласти плюсом до області  $n_3$ , а мінусом – до області  $n_1$ , то в зворотному напрямі ввімкнеться перехід 4, і робочою частиною симістора буде диністор структури  $n_1-p_1-n_2-p_2$  (рис. б).

• Таким чином, **симістор може бути поданий у вигляді двох тиристорів, увімкнених паралельно і назустріч один одному.**

• ВАХ симістора показана на рис. в.



Структура (а, б) та ВАХ (в) симетричного тиристора

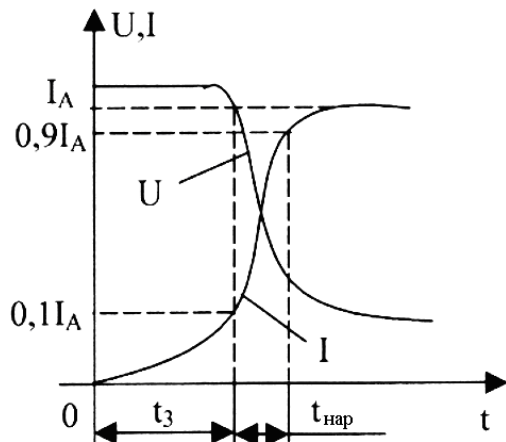
# СПОСОБИ КОМУТАЦІЇ ТИРИСТОРІВ

•Крім описаного раніше способу ввімкнення тиристора шляхом повільного збільшення анодної напруги до величини  $U_{\text{ввімкн}}$ , існують і інші способи.

## *Увімкнення за допомогою струму керування*

•Цей спосіб робить можливим ввімкнення тиристора у триністорному режимі у випадку, коли на аноді приладу є деяка напруга ( $U_A < U_{\text{ввімкн}}$ ). Тоді, збільшуючи струм  $I_K$ , можна ввімкнути тиристор. **Найбільш поширеним способом керування є імпульсний спосіб.** При цьому процес накопичення нерівноважних носіїв відбувається не миттєво, і тому для ввімкнення тиристора необхідно, щоб імпульс струму керування мав певну тривалість і амплітуду.

•Розглянемо **випадок керування по катоду**. Час перемикання тиристора можна розбити на два інтервали, що відповідають різним законам зміни струму через тиристор (рис.). Час затримки  $t_3$  визначається часом дифузії інжекттованих з  $n$ -емітера електронів через  $p$ -базу до КП. Струм через КП і, отже, через тиристор зростатиме відчутно лише тоді, коли інжекттовані електрони досягнуть КП. На діаграмі рис. – це проміжок часу, за який струм збільшиться до 0,1 від усталеного значення (або час, за який анодна напруга на тиристорі знизиться до 0,9 від свого початкового значення).



*Перехідні процеси струму і напруги при ввімкненні тиристора*



# СПОСОБИ КОМУТАЦІЇ ТИРИСТОРІВ

Час наростання  $t_{нар}$  зв'язаний з інерційністю процесу накопичення нерівноважних носіїв заряду в базах тиристора. За цей час струм анода різко зростає до величини  $0,9 I_A$ , а напруга на аноді зменшується від  $0,9 U_A$  до  $0,1 U_A$ . Цей інтервал часу відповідає перебуванню робочої точки на ділянці негативного диференціального опору (ділянка III на ВАХ рис. в), і тому процес перемикавання має регенеративний, лавиноподібний, нестійкий характер. Цей процес обов'язково закінчиться зміною стану приладу, навіть якщо в цей час припиниться дія імпульсу керування. Саме тому **тривалість імпульсу керування може вибиратись у межах  $t_3 < \tau_{IK} < t_3 + t_{нар}$** . Закінчення перемикавання тиристора відповідає моменту, коли знак напруги на КП зміниться на протилежний. Реальна тривалість імпульсу керування досягає 15-20 мкс. Після закінчення імпульсу тиристор перебуватиме у відкритому стані і надалі, якщо  $U_A > U_{відкр\min}$  або  $I_A > I_{вимкн}$  (див. ВАХ рис. в), тобто якщо робоча точка буде на IV ділянці ВАХ.

Процес відкривання тиристора за допомогою імпульсу струму керування має ще й інші особливості. **Спочатку відкривання КП відбувається у вузькому каналі біля керувального електрода**, оскільки більша частина амплітуди імпульсу керування спадає на розподіленому опорі бази, і тому інжекція через ЕП збільшується не на всій його площі, а на ділянці біля керувального електрода. Виникає струмопровідний “шнур”, який може призвести до локального перегріву тиристорної структури. Лише потім за рахунок дифузії носіїв канал розширюється на всю площу переходу.

•**При імпульсному керуванні по аноду** також спостерігається явище, коли напруга ввімкнення зменшується порівняно з напругою ввімкнення у неперервному режимі. **Тиристор вмикатиметься за допомогою імпульсу анодної напруги, амплітуда якого менша за величину  $U_{вимкн}$  у режимі, коли напруга на аноді тиристора зростає повільно**. Це явище зумовлене дією бар'єрної ємності КП, струм через яку під час перезаряду дорівнює

$$I_C = C_K \frac{dU_A}{dt}$$

і буде тим більшим, чим більша швидкість наростання анодної напруги на тиристорі (ефект  $\frac{dU_A}{dt}$ ). Цей струм, проходячи через емітерні переходи приладу, викликає збільшення коефіцієнтів передачі  $h_{21B1}$  та  $h_{21B2}$ , і тоді сума  $h_{21B1} + h_{21B2}$  дорівнює одиниці при меншій напрузі. Інакше кажучи, дія ємнісного струму КП  $I_C$  аналогічна до дії струму керування у триністорі.

# ВИМКНЕННЯ ТИРИСТОРІВ

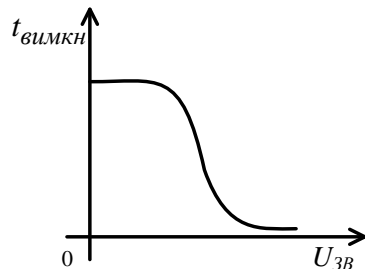
## *Вимкнення тиристора шляхом розриву анодного кола*

•Тиристор переходить до вимкненого стану тільки після розсмоктування нерівноважних носіїв заряду в базах. Якщо перед закінченням процесу вимкнення знову до тиристора прикласти анодну напругу, прилад опиниться у ввімкненому стані. Тому, оскільки процес розсмоктування носіїв відбувається не миттєво, **для вимкнення тиристора потрібен деякий час.**

•При вимкненні тиристора шляхом розриву анодного кола розсмоктування відбувається тільки внаслідок рекомбінації, і тому **час вимкнення тиристора великий** і залежить від тривалості життя носіїв заряду.

## *Вимкнення за рахунок зміни полярності анодної напруги*

•Очікуваний виграв часу при вимкненні тиристора цим способом відбудеться лише при великих зворотних напругах (рис.). Це зумовлено тим, що для прискорення процесу розсмоктування носіїв у базах треба забезпечити їх ефективну екстракцію через емітерні переходи. Для цього треба ввімкнути ЕП1 та ЕП2 у зворотному напрямі й значно підвищити їх потенціальні бар'єри. Зробити це одразу, в момент подачі на анод зворотної напруги, неможливо, тому що, поки носії у базах не розсмокталися, негативний заряд у  $n$ -базі та позитивний надлишковий заряд у  $p$ -базі підтримуватимуть емітерні переходи у відкритому стані. При помірних зворотних напругах практично відбувається підвищення потенціальних бар'єрів ЕП1 та ЕП2. Крім того, перезарядження бар'єрної ємності КП також заважає швидкій зміні стану тиристора. Саме тому, як правило, тиристор вимикають шляхом подачі великої зворотної напруги на анод.

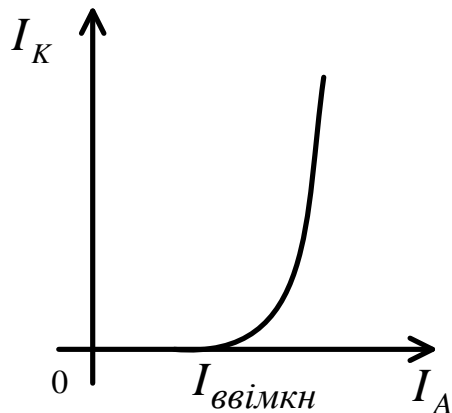


*Залежність часу вимкнення тиристора від величини зворотної напруги*

# ВИМКНЕННЯ ТИРИСТОРІВ

## *Вимкнення за допомогою подачі напруги на керувальний електрод (за допомогою струму керування)*

• Для вимкнення тиристора необхідно відвести нерівноважні носії заряду з бази, з'єднаної з керувальним електродом. Анодний струм, що проходить через ще відкритий тиристор, постійно поповнює кількість нерівноважних носіїв заряду в базах. Тому значення струму керування (викликаного напругою на керувальному електроді зворотної полярності), необхідне для вимкнення тиристора, залежить від значення анодного струму через тиристор (рис. ).



*Залежність зворотного струму керування, необхідного для вимкнення тиристора, від прямого анодного струму*

# БТ З ІЗОЛЮВАНИМ ЗАТВОРОМ

• У другій половині 80-х років з'явилася ідея створення *комбінованого силового біполярного транзистора з МОН - керуванням на вході*, названого в закордонних публікаціях IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), тобто БТІЗ - *біполярний транзистор з ізолюваним затвором*. Прообразом БТІЗ є схема складеного транзистора на комплементарних біполярних транзисторах – схема Шиклаї (рис.1). Тип провідності конструкції (рис. 1) у цілому визначається типом провідності VT1. Структурне ввімкнення транзистора у такому складанні і умовне його позначення, показані на рис. 2 а та 2 б, відповідно.

• *Комбінований транзистор* - електричне з'єднання двох або більше біполярних транзисторів, польових транзисторів або IGBT-транзисторів, з метою поліпшення їх електричних характеристик. До цих схем відносять так звану *пару Дарлінгтона, пару Шиклаї, каскодну схему включення транзисторів, схему так званого струмового дзеркала* та ін.

**Переваги:** а) Високий коефіцієнт посилення за струмом б) Схема Дарлінгтона виготовляється у вигляді інтегральних схем і при однаковому струмі робоча поверхня приладу менша, ніж у біполярних транзисторів. Дані схеми представляють великий інтерес при високій напрузі.

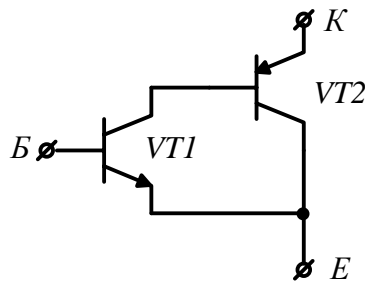


Схема Шиклаї

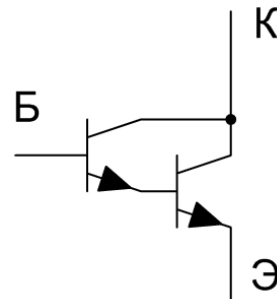
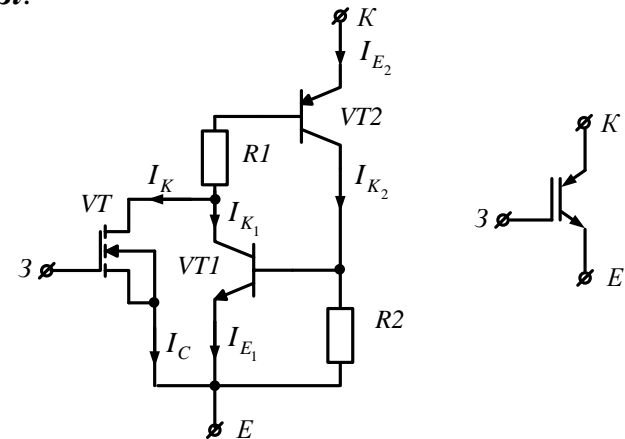


Схема Дарлінгтона



Транзистор БТІЗ: а) структурна схема, б) умовне позначення

# БТЗ ІЗОЛЮВАНІМ ЗАТВОРОМ

•Транзистори БТІЗ були виготовлені закордонними фірмами у 1992 році. БТІЗ - транзистор являє собою р-п-р- структуру, яка керується низьковольтним МОН транзистором з індукованим каналом. Отримана структура із транзисторів VT1 і VT2 має внутрішній позитивний зворотний зв'язок, оскільки струм колектора VT2 впливає на струм бази VT1 і навпаки. Коефіцієнти передачі струму емітера транзисторів VT1 і VT2 відповідно рівні  $\beta_1$  і  $\beta_2$ .

$$I_{K1} = I_{E1} \beta_1, I_{K2} = I_{E2} \beta_2, I_E = I_{K1} + I_{K2} + I_C.$$

•Таким чином, струм стоку польового транзистора

$$I_C = I_E (1 - \beta_1 - \beta_2).$$

•При  $\beta_1 + \beta_2 \sim 1$  еквівалентна крутизна ВАХ БТІЗ значно збільшується. Коефіцієнти  $\beta_1$  і  $\beta_2$  регулюються резисторами  $R_1$  і  $R_2$  на стадії виготовлення транзистора. На сьогоднішній день поки *ще немає відомостей про транзистори БТІЗ п-р-п – типу провідності.*

•Важливим позитивом БТІЗ (IGBT) є *значне зниження послідовного опору силового кола в відритому стані, що приводить до зниження теплових втрат на замкнутому ключі. **Перевантажувати IGBT транзистор по напрузі не допускається**, але за струмом він витримує 7-10 - кратне короткочасне перенавантаження.* Оскільки струм стоку низьковольтного МОН транзистора становить лише невелику частину струму навантаження (у вихідного біполярного транзистора  $I_H = I_3 = I_B + I_K$ ), то розміри його порівняно невеликі, і він має набагато менші відповідні ємності затвора, ніж МОН ПТ.

# БТЗ ІЗОЛЮВАНІМ ЗАТВОРОМ

•Пробивна вхідна напруга БТІЗ теоретично становить близько 80 В, але для забезпечення надійності роботи в довідкових даних практично всіх фірм виробників БТІЗ зазначене значення, що дорівнює 20 В. **При роботі із транзисторами необхідно стежити, щоб напруга «затвор-емітер» не перевищувала  $\pm 20$  В.**

•Ввімкнення транзистора БТІЗ (рис. а) виконується таким чином. Поки напруга «затвор-емітер» дорівнює нулю, транзистор закритий. Час початку відмикання транзистора збігається з моментом досягнення напругою на затворі порогового рівня. Напруга на затворі БТІЗ, при якому вхідний МОН - транзистор і вихідний біполярний починають відмикатися, **становить від 3,5 до 6,0 В**, і гарантована напруга, при якій транзистор повністю відкритий, тобто може пропускати максимально допустимий струм через колектор-емітерний перехід, **становить від 8 В до граничного значення 20 В.**

•У силу дії внутрішнього позитивного зворотного зв'язку, **транзистор різко, подібно компаратору, відкривається.** Процес закривання транзистора проходить не так швидко, як відкривання. Після подачі запірного імпульсу на затвор транзистор закривається не відразу, а з деякою затримкою, яка визначається часом «розсмоктування» неосновних носіїв у базі *p-n-p* – транзистора.

•**Максимальний струм, який можуть комутувати сучасні БТІЗ, 7-100 А, а допустимий імпульсний струм, як правило, в 2,5-3 рази перевищує максимальний.** Для більших потужностей випускають модулі, які складаються з декількох транзисторів. Граничні струми таких модулів до 1000 А. Пробивна напруга БТІЗ – 400-2500 В. Основні параметри деяких БТІЗ подані в табл. 1, модулів - у табл. 2, у яких взяті такі позначення:

$U_{KE}$  – напруга «колектор-емітер»;

$U_{KEN}$  – напруги «колектор-емітер» відкритого транзистора;

$I_K$  - постійний струм колектора;

$P$  - максимальна розсіювана потужність.

# БТ 3 ІЗОЛЬОВАНИМ ЗАТВОРОМ

Основні параметри деяких БТІЗ

Тип елемента	$U_{KE},$ В	$U_{KEH},$ В	$I_K,$ А при $T=25\text{ }^{\circ}\text{C}$	$I_K,$ А при $T=100\text{ }^{\circ}\text{C}$	$P,$ Вт
<b>IRG4BC30FD</b>	600	1,6	31	17	<b>100</b>
<b>IRGBC30MD2</b>	600	3,9	26	16	<b>100</b>
<b>IRG4PC30FD</b>	<b>600</b>	<b>1,6</b>	<b>31</b>	<b>17</b>	<b>100</b>

$I_K$

Напруга «колектор-емітер» відкритого транзистора 1,5-4 В, залежно від типу, струму і граничної напруги БТІЗ, в однакових режимах. Для різних типів приладів напруга на переході відкритого транзистора тим вища, чим вищі пробивна напруга і швидкість перемикавання.

Основні параметри деяких модулів

Тип елемента	$U_{KE},$ В	$U_{KEH},$ В	$I_K,$ А при $T=25\text{ }^{\circ}\text{C}$	$I_K,$ А при $T=100\text{ }^{\circ}\text{C}$	$P,$ Вт
<b>IRGDDN300M06</b>	<b>600</b>	<b>3,0</b>	<b>399</b>	<b>159</b>	<b>1563</b>
<b>IRGDDN400M06</b>	<b>600</b>	<b>3,0</b>	<b>599</b>	<b>239</b>	<b>1964</b>
<b>IRGDDN600M06</b>	<b>600</b>	<b>3,7</b>	<b>799</b>	<b>319</b>	<b>2604</b>

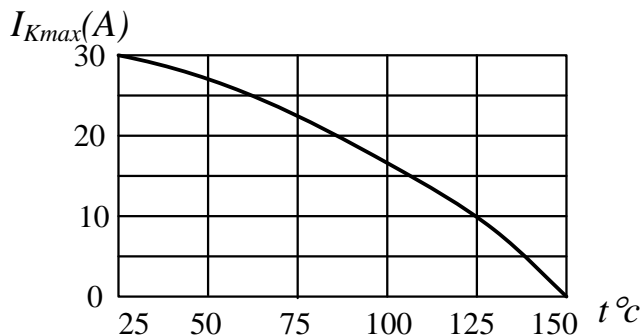
Унаслідок низького коефіцієнта підсилення вихідного біполярного транзистора БТІЗ захищений від вторинного пробую, і що особливо важливо для імпульсного режиму, він має прямокутну область безпечної роботи.

# БТЗ ІЗОЛЮВАНИМ ЗАТВОРОМ

•Зі зростанням температури напруга «колектор-емітер» транзистора збільшується, це дає можливість умикати прилади паралельно до загального навантаження і збільшувати сумарний вихідний струм. Залежність максимально допустимого струму колектора від температури корпусу БТІЗ транзистора показані на рисунку.

•Так само, як МОН ПТ, БТІЗ мають ємності «затвор-колектор», «затвор-емітер», «колектор-емітер». Величини цих ємностей, як правило, в 2-5 разів нижчі, ніж у МОН ПТ із аналогічними граничними параметрами. Це пов'язане з тим, що в БТІЗ на вході розміщений малопотужний МОН-транзистор, який потребує для керування в динамічних режимах меншу потужність.

•*Істотною перевагою БТІЗ є те, що біполярний транзистор у структурі не насичується, тому не має часу на розсмоктування.* Однак при зменшенні напруги на затворі струм через силові електроди ще проходить протягом від 80 - 200 нс до одиниць мікросекунд залежно від типу приладу. Зменшити ці тимчасові параметри неможливо, тому що база *p-n-p* – транзистора недоступна.



Залежність  $I_{Kmax}$  від температури корпусу для транзистора IRG4BC30F

БТІЗ порівняно з МОН ПТ мають **такі переваги**:

- економічність керування, пов'язана з меншою ємністю затвора, і, відповідно, динамічними втратами на керування;
- висока густина струму у колі між емітером і колектором така сама, як і у біполярному транзисторі;
- менші втрати в режимах імпульсних струмів;
- практично прямокутна область безпечної роботи;
- можливість паралельного сполучення транзисторів з загальним навантаженням;
- динамічні характеристики останніх транзисторів наближаються до МОН ПТ.



# БТЗ ІЗОЛЮВАНИМ ЗАТВОРОМ

•БТІЗ транзистори *класифікуються за наступними категоріями:*

W – (warp speed) – 75...150 кГц;

U – (ultra fast speed) – 10...75 кГц;

F – (fast speed) – 3...10 кГц;

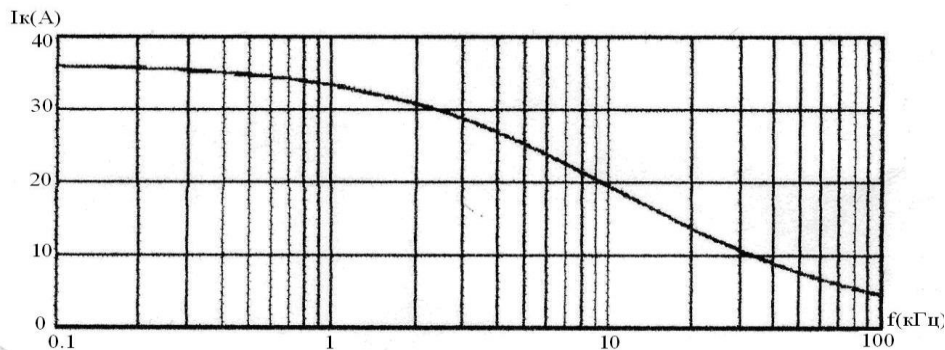
S – (standart speed) – 1...3 кГц.

•Наприклад, залежність струму колектора БТІЗ від частоти для транзистора IRGPC5OUD2 показана на рис.

•Як бачимо з рисунка, на частотах роботи транзисторів більше 10 кГц струм колектора зменшується більш ніж удвічі.

•*Основним недоліком БТІЗ є великий час вимикання, що обмежує частоти перемикання до 40 – 100 кГц навіть найбільш швидкодіючих транзисторів, крім того, зі зростанням частоти необхідно зменшувати струм колектора. МОН ПТ і БТІЗ транзистори - прилади, які керуються напругою.*

•Фірми-виробники силових напівпровідників випускають драйвери керування, які узгоджують малопотужну схему керування з вихідними транзисторами верхнього і нижнього плечей силового інвертора. Вихідні каскади цих драйверів виконуються, як правило, у вигляді двотактних підсилювачів потужності на польових транзисторах, що забезпечують імпульсний вихідний струм до 2 А.



*Залежність струму колектора від частоти*

# ПОЗНАЧЕННЯ ЕЛЕКТРОННИХ ЕЛЕМЕНТІВ

Fixed resistor  
Резистор постійний



Potentiometer (variable resistor)  
Резистор змінний



Rheostat (variable resistor)  
Реостат



Trimmer potentiometer  
Резистор підстроєчний



Preset (trimmer rheostat)  
Реостат підстроєчний



Fixed capacitor  
Конденсатор постійної ємності



Polarized electrolytic capacitor  
Конденсатор електролітичний поляризований



Trimmer capacitor  
Конденсатор підстроєчний



Variable capacitor  
Конденсатор змінної ємності



Inductor  
Катушка індуктивності



Inductor with core  
Катушка індуктивності з магнітопроводом



Transformer  
Трансформатор



Diode  
Діод



Diode bridge  
Діодний міст



Zener diode  
Стабілітрон, стабілор



Thyristor, Silicon-controlled rectifier (SCR)  
Тирістор, тирістор



Light-emitting diode (LED)  
Світлодіод



PNP transistor  
Транзистор p-n-p



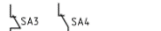
NPN transistor  
Транзистор n-p-n



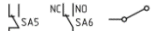
N.O. contact (SPST)  
Контакт замикаючий (выключатель)



N.C. contact  
Контакт розмикаючий



Changeover contact (SPDT)  
Контакт перемикаючий



Reed switch  
Геркон



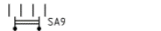
Switch 3P2T (3 pole, 2 throw)  
Перемикачель 2ПЗН (2 положення, 3 напрямки)



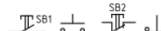
Switch 1P6T  
Перемикачель 6ПН



Switch 2P3T with neutral position  
Перемикачель 3ПЗН з нейтральним положенням



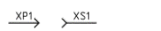
Push-button switches with self-reset  
Выключатель и переключатель кнопочные без фиксации



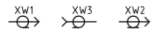
Push-button switches with self-reset  
Выключатель и переключатель кнопочные с возвратом повторным нажатием



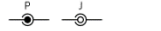
Male and female contacts  
Штырь и гнездо разъёмного соединителя



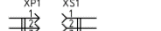
Coaxial cable with male and female contacts  
Штырь и гнездо разъёмного соединителя коаксиального



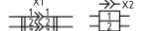
Plug and jack symbols  
Обозначения штекера и гнезда



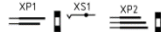
Plug and jack connectors  
Вилка и розетка разъёмного соединителя



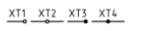
Plug/jack connector  
Разъёмный соединитель



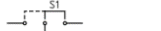
Telephone plug and jack (TS, TRS)  
Штексель и гнездо телефонные



Demountable and permanent joint  
Разборное и неразборное соединения



Jumper  
Перемычка контактная



Relay  
Реле электромагнитное



Wires joined  
Соединение



Shielded transmission lines  
Экранированные линии связи



Coaxial cable  
Кабель коаксиальный



Twisted pair  
Линия связи, выполненная скрученным проводом



Flexible cable  
Линия связи, выполненная гибким проводом



Common wire  
Соединение с общим проводом, корпусом



Ground  
Заземление



Antenna  
Электрическая антенна



Electrochemical cell / rechargeable cell  
Элемент гальванический / аккумуляторный



Battery  
Батарея элементов



Fuse  
Предохранитель



Incandescent light bulb  
Лампа накаливания осветительная



Incandescent signal lamp  
Лампа накаливания сигнальная



Microphone: 1-2 Common, 3 Condenser, 4 Piezoelectric, 6 Dynamic.



Микрофон: 1-2 Общий символ, 3 Конденсаторный, 4 Пьезоэлектрический, 6 Динамический



Earphone: 1-2 Common, 3 Dynamic, 4 Magnetic, 5 Headphone, 6 Stereo



Telephone: 1-2 Общий символ, 3 Динамический, 4 Электромагнитный, 5 Головной телефон, 6 Стерео



Speaker  
Головка громкоговорителя



Integrated circuit voltage regulator  
Микросхемный стабилизатор напряжения



# ПОЗНАЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

	Общее обозначение (диоды выпрямительные, универсальные, импульсные и т.п.)		Варикап
	Стабилитрон односторонний		Варикапная сборка (два варикапа с общим выводом катода)
	Стабилитрон двусторонний (двуханодный стабилитрон)		Двунаправленный диод
	Ограничитель напряжения односторонний		Светодиод
	Ограничитель напряжения двусторонний		Фотодиод
	Диод туннельный	Нестандартные обозначения	
	Диод обращенный		Диод Шоттки
			Двусторонний ограничитель напряжения

Транзисторы

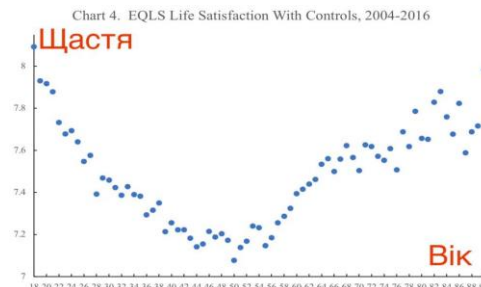
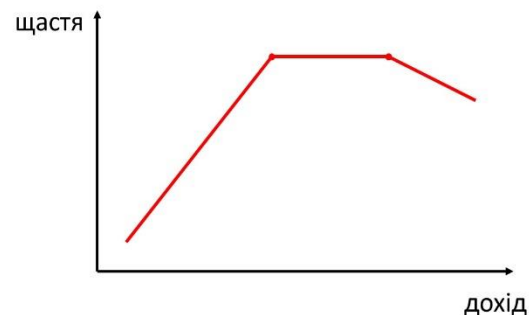
биполярный	биполярны...	одноперехо...	одноперехо...	двухбазовый	двухбазовы...	полевой	полевой*
полевой с изолирова...	полевой с изолирова...	полевой с двумя изо...	полевой с двумя изо...	биполярный с изолиров...	биполярный с изолиров...		

TD-VISIO.RU

# ЯК СТАТИ УСПІШНИМ

УСПЕШНЫЕ ЛЮДИ	НЕУСПЕШНЫЕ ЛЮДИ
Читают книги	Смотрят телевизор
Поддерживают	Критикуют
Открыты новому	Боятся перемен
Прощают других	Копят недовольство
Обсуждают идеи	Обсуждают людей
Обучаются новому	Все знают
Ответственны за других	Обвиняют других
Благодарны	Требовательны
Имеют план	Не ставят целей

• Як дохід впливає на щастя людини? Дослідження показують, що емоційний стан (щастя) людини та задоволеність життям зростають зі зростанням доходу. Але в певний момент цей ріст припиняється. Нещодавно проведене дослідження, яке базується на даних світового опитування Gallup, виявило, що як тільки ця точка досягнута, подальше збільшення доходів пов'язане зі зниженням (не збільшенням!) задоволеності життям та зниженням рівня щастя. **Коли у вас багато грошей, то “за гроші щастя не купиш.”** Цікаве запитання – де ця магічна точка для доходу? Для американців ця магічна точка приблизно у 2-3 рази перевищує середній дохід в США.



<https://www.facebook.com/photo.php?fbid=10157134679797549&set=a.10150500205492549&type=3&theater>

**ДЯКУЮ ЗА УВАГУ**

# “ТВЕРДОТІЛЬНА ЕЛЕКТРОНІКА”

**Лектор проф. Опанасюк Анатолій Сергійович**

*Метою вивчення дисципліни* є формування у студентів знань у області напівпровідникових приладів та особливостей їхнього застосування в електронних схемах.

У результаті вивчення дисципліни студенти повинні:

розширити свій науково-технічний кругозір в області елементів електронної техніки; придбати знання, необхідні інженеру, що займається експлуатацією пристроїв і систем промислової електроніки.

**Після засвоєння матеріалу навчальної дисципліни студент повинен:**

**ЗНАТИ:**

- фізичні принципи роботи приладів твердотільної електроніки що є основою їх функціонування;
- параметри і характеристики різних напівпровідникових приладів і елементів інтегральних мікросхем, необхідні для забезпечення їх штатних режимів роботи;
- експлуатаційні особливості та можливі застосування;
- типові аналогові та цифрові схемотехнічні рішення.

# ЛІТЕРАТУРА

1. Хорунжий В.А. Функціональна мікроелектроніка. Опто- і акустoeлектроніка / В.А. Хорунжий – Харків: Основа, 1995. – 131 с.
2. Мікроелектронні сенсори фізичних величин. Науково-навчальне видання В 3 томах. Т.3 Книга 1/ за редакцією З.Ю. Готри. – Львів: Ліга-Прес, 2007. – 249 с.
3. Галат О.Б., Гордієнко Ю.О., Старжинський М.Г. Оптоелектроніка. – Харків: Компанія СМІТ, 2010. – 198 с.
4. Болюх В. Ф., Данько В. Г. Основи електроніки і мікропроцесорної техніки: Навч. посібник. – Харків: НТУ «ХП», 2011. – 257 с.
5. Papadopoulos C. Solid-State Electronic Devices: An Introduction / C. Papadopoulos. - Springer Science, 2014. – 287 p.
6. Streetman B. Solid State Electronic Devices 7th Edition / B. Streetman, S. Banerjee/ - University of Texas at Austin, 2016. – 212 p.
7. Твердотільна електроніка, навч. посіб. / О.А. Борисенко, О.М. Кобяков, А.І. Новгородцев та ін. - Суми: СумДУ, 2013. – 271 с.
8. Методичні вказівки до самостійної роботи студентів з дисципліни «Твердотільна електроніка» / укладачі Кобяков О.М., Опанасюк А.С. - Суми: Сумський державний університет, 2021. – 45 с.
9. Методичні вказівки до лабораторних робіт із дисципліни «Твердотільна електроніка» / укладачі: А. С. Опанасюк, А. І. Новгородцев, О. А. Любивий, О. В. Д'яченко. – Суми : Сумський державний університет, 2022. – 84 с.

# РЕГЛАМЕНТ 2022 р.

Курс викладається 2 семестри: модульних циклів – 4 (2/2)

Структура навчальної дисципліни: 300 год./10 кредитів (5/5)

Всього 128 год. (64 год./64 год.),

Лк. – 32 год./32 год., практи. – 16 год./16 год., лаб. роб. – 16 год./16 год.

ПМК - 1 семестр, ДСК - 2 семестр

РГР – 1 сем.; КР - 2 сем. (30 год. – 1 кредит)

Шкала оцінювання: R = 100 балів

## **Нарахування балів 5-й семестр:**

робота на лекції 16 лек. · 0,5 бал/лек. = 8 балів

практичні заняття 8 пр. · 2 бали/пр. = 16 балів

лабораторні заняття: 8 лаб. зан. · 2 бали/лаб. = 16 балів

(0,5 балів за присутність на лабораторній роботі та 1,5 бали за захист лабораторної роботи)

модульні контролі: 2 · 10 = 20 балів (ФЕ -10 балів)

РГР - ФЕ - 10 балів

ДСК 40 балів.

*Додаткові бали за наукову роботу від 2 до 10 балів,  
присутність на всіх лекціях 3 бали*



# ШКАЛА ОЦІНЮВАННЯ ЗНАНЬ СТУДЕНТІВ

Сумма балів	Оцінка ESTS	Оцінка за національною шкалою	
		ДСК або ПСК	залік
90-100	A	відмінно	зараховано
82-89	B	добре	
74-81	C		
64-73	D	задовільно	
60-63	E		
35-59	FX	незадовільно	не зараховано
1-34	F		

**Студенти, що навчаються на оцінку задовільно, для її отримання повинні у кінці семестру надати викладачу власний конспект лекцій. Оцінка не виставляється без відпрацювання лабораторного практикуму та задачі КР (РГР)**

# ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ

Сучасна електроніка не можлива без передавання інформації від одного приладу до іншого через радіохвилі чи іншим способом. Для цього використовують **амплітудну, частотну або фазову модуляцію** несучої хвилі.

**Амплітудна модуляція (АМ)** являє собою метод модуляції, який використовується найчастіше в електронному зв'язку, для передачі інформації через радіохвилі. При амплітудній модуляції **амплітуда (потужність сигналу) несучої хвилі змінюється пропорційно амплітуді сигналу повідомлення, що передається**. Сигнал повідомлення є, наприклад, функцією звуку, відтвореного гучномовцем, або інтенсивності пікселів світла телевізійного екрану. Ця техніка контрастує з **частотною модуляцією (ЧМ)**, в якій змінюється частота несучого сигналу, і **фазовою модуляцією (ФМ)**, при якій змінюється його фаза. АМ була найбільш раннім методом модуляції, яка використовувалася для передачі голосу з використанням радіо. Вона була розроблена протягом першого кварталу двадцятого століття Ленделла де Моура і Фессенденом (1906 р.) і як раніше використовується сьогодні в багатьох формах спілкування; наприклад, вона використовується в портативних раціях, УКХ радіо літаків, громадянському радіодіапазоні, а також в комп'ютерних модемах. Крім радіомовлення, АМ застосовувалася також в дротовому мовленні (трьохпрограмного мовлення) для передачі за дводровою лінією декількох програм одночасно. Таким чином **для передачі інформації потрібні прилади що генерують електромагнітні коливання і хвилі**.

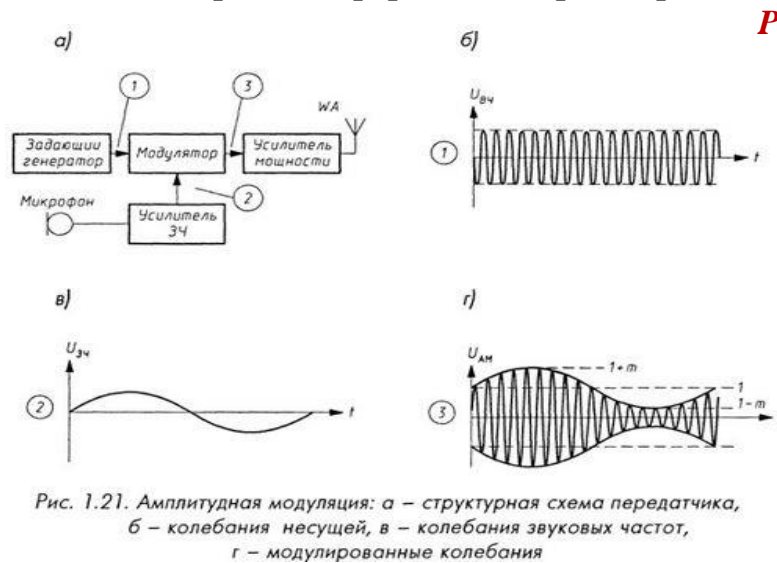


Рис. 1.21. Амплитудная модуляция: а – структурная схема передатчика, б – колебания несущей, в – колебания звуковых частот, г – модулированные колебания

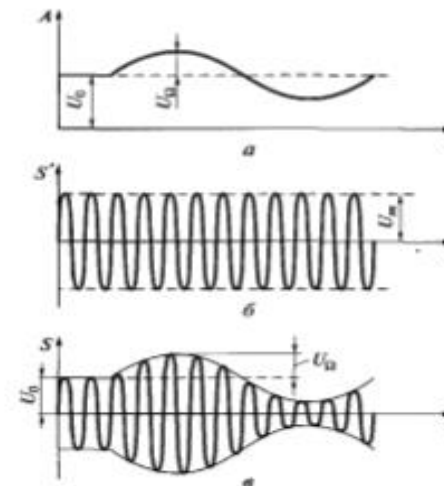


Рис. 4.1. Временные диаграммы, иллюстрирующие амплитудную модуляцию: а – первичный сигнал; б – высоочастотное несущее колебание; в – модулированный сигнал

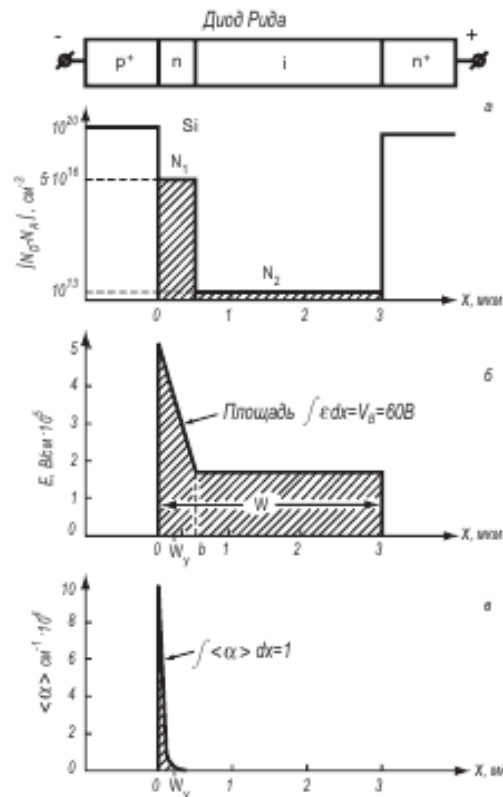
# ЛАВИННО-ПРОЛІТНІ ДІОДИ

- Нагальна необхідність мініатюризації апаратури надвисоких частот (НВЧ), підвищення її економічності і надійності викликала швидке зростання робочих частот напівпровідникових приладів. Поряд з великими успіхами в технології транзисторів цьому сприяло відкриття *нових фізичних явищ в напівпровідниках*.
- Одним з перших явищ такого роду було виявлення НВЧ *випромінювання при ударній іонізації в р-п - переходах*, яке послужило основою для створення нових приладів – *лавинно-пролітних діодів (ЛПД)*.
- *Лавинно-пролітний діод - напівпровідниковий діод, що має негативний диференціальний опір в НВЧ-діапазоні внаслідок розвитку так званої лавинно-пролітної нестійкості. Остання обумовлена ударною іонізацією та дрейфом носіїв заряду в р-п – переході, що працює в режимі зворотного зміщення.*
- Теоретичні розробки з описом ідеї створення ЛПД вперше були викладені *У. Рідом* в 1958 році, тому *базовий варіант лавинно-пролітного діода на основі асиметричного р-п-переходу зазвичай називають діодом Ріда*.
- Генерація НВЧ коливань в таких германієвих (Ge) структурах вперше спостерігалася в 1959 році *Тагером А.С.*, а потім в 1965 році на кремнієвих (Si) діодах *Р. Л. Джонсоном*.
- Виникнення негативного опору в ЛПД обумовлено *двома фізичними процесами*, що мають кінцеві часи протікання в *області просторового заряду (ОПЗ) р-п-переходу* в режимі лавинного множення. *Перший процес пов'язаний з часом наростання лавинного струму, а другий процес пов'язаний з проходженням носіїв через пролітну область. Їх суперпозиція приводить до виникнення фазового зміщення між струмом і напругою на відводах діода. Одним з основних критеріїв, необхідним для роботи ЛПД, є приблизна рівність між періодом коливань НВЧ поля і характерним часом прольоту носіїв через ОПЗ.*
- *В наш час ЛПД є одним з найбільш потужних джерел НВЧ-випромінювання в електроніці.*
- Основними представниками сімейства ЛПД є *діод Ріда, асиметричний різкий р-п-перехід, симетричний р-п-перехід* (діод з двома дрейфовими областями), *діод з двошаровою базою, діод з тришаровою базою (модифікований діод Ріда) і р-і-п-діод*.
- Для виготовлення ЛПД у наш час використовують кремній (Si) та арсенід галію (GaAs).

# БУДОВА І ЗОННА ДІАГРАМА

•Розглянемо будову і параметри ЛПД на основі класичного діода Ріда зі структурою  $p^+ - n - i - n^+$  (рис.). Діод складається з **сильно легованого  $p^+$  - емітера і неоднорідно легованої  $n$ -бази** (рис. 1, а). Вузкий шар  $n$ -бази легований досить сильно ( $n$ -шар), інша частина бази легована слабо ( $i$ -шар). Розподіл поля в такій структурі для зворотної напруги  $U_0$ , більшої, ніж напруга пробою  $U_i$ , показано на рис. 1 (б). При цьому **напруженість поля в області  $p$ - $n$ -переходу перевищує поле ударної іонізації  $E_i$  і поблизу  $p$ - $n$ -переходу генеруються електронно-діркові пари (область розмноження носіїв)**. Дірки швидко проходять до електрода крізь вузький сильно легований емітер, не здійснюючі істотного впливу на роботу приладу. Електрони, покинувши область множення, пролітають потім протягну слабок леговану  $n$ -область (область дрейфу).

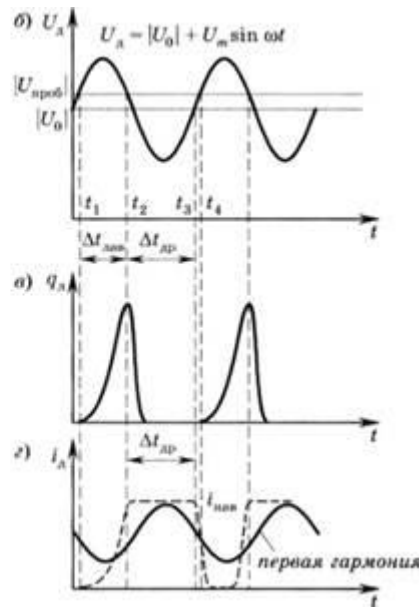
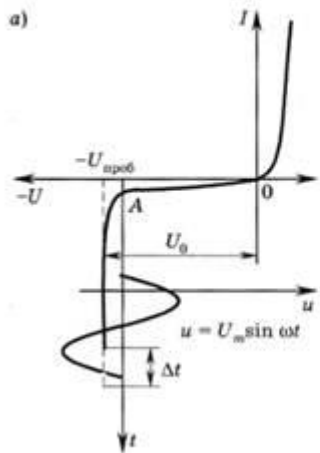
В області множення і в області дрейфу **електрони рухаються з однією і тією ж дрейфовою швидкістю**, що не залежить від напруженості поля - **швидкістю насичення  $v_s$** . Значення поля  $E_s$ , при якому дрейфова швидкість електронів насичується, становить для електронів в Si і GaAs величину  $10^4$  В/см, що значно менше значення поля в області множення  $(3-5) \cdot 10^5$  В/см. Характерне значення  $v_s \sim 10^7$  см/с.



Схема, зонна діаграма, розподіл концентрації легуючої домішки  $N$ , електричного поля  $E$  та коефіцієнта ударної іонізації  $\alpha$  в діоді Ріда при напрузі, близькій до напруги лавинного пробою

# ПРИНЦИПИ ГЕНЕРАЦІЇ

• Нехай крім постійної напруги  $U_0$  до діода **прикладена змінна напруга  $U$  частотою  $f$**  (рис. а). З ростом напруги  $U$  відбувається різке збільшення концентрації носіїв в області множення внаслідок експоненціального характеру залежності коефіцієнта ударної іонізації від поля. Однак оскільки швидкість росту концентрації електронів  $dn/dt$  **пропорційна вже наявній в області множення концентрації  $n$** , момент, коли  $n$  досягає максимуму, запізнюється відносно моменту, коли максимуму досягає напруга на діод (рис. б). В умовах, коли  $v_s$  не залежить від поля, струм провідності в області множення  $I_c$  пропорційний концентрації  $n$ :  $I_c = env_s S$  ( $e$  - заряд електрона,  $S$  - площа діода). Тому крива на рис. б являє собою також і залежність струму  $I_c$  в області множення від часу.



ВАХ та залежність напруги (а), концентрації носіїв (б) та струму (в) на ЛПД від часу

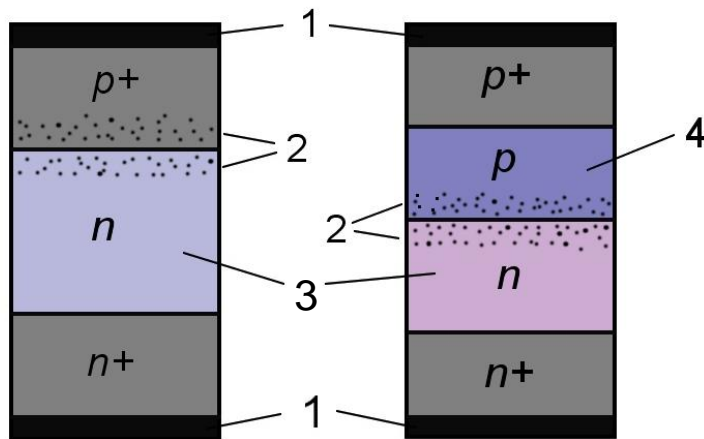
Коли напруга на діоді спадає і концентрація носіїв в області множення різко зменшується, струм на електродах приладу  $I$  (повний струм) залишається постійним (рис. в). Згусток електронів, що сформувався в області множення, рухається через область дрейфу з постійною швидкістю  $v_s$ . **Поки згусток електронів не увійде у контакт, струм через діод залишається постійним (теорема Рамо - Шоклі)**. З порівняння рис. а і в видно, що **напруга, яка подається на ЛПД, коливається практично в протифазі зі струмом, таким чином має місце від'ємний диференціальне опір (ВДО)**. Цей опір є частотно-залежним. Час прольоту носіїв через область дрейфу,  $t = L/v_s$ , де  $L$ -довжина області дрейфу, практично дорівнює повній довжині діода. **Зміщення фаз між струмом і напругою може бути реалізоване тільки на частоті  $f = 1/t$  (і на гармоніках)**. Більш точний розрахунок встановлює таке співвідношення між  $f$  і  $L$ :

$$f = \pi v_s / L.$$

# ТИПОВА КОНСТРУКЦІЯ ЛПД

•Механізм виникнення від'ємного диференціального опору *є малосигнальним*: коливання спонтанно наростають в резонаторі, налаштованому на відповідну частоту, при подачі на діод досить великого постійного зміщення.

•На рис.1 і 2 показана типова структура та конструкція ЛПД із структурою  $p^+-n-n^+$ , змонтованого на тепловідводній пластині.



Однопролётный ЛПД

Двухпролётный ЛПД



Структура лавинно-пролітного діода

- 1 - контактний шар;
- 2 – область утворення лавини ( $p-n$ -перехід);
- 3 – область дрейфу електронів;
- 4 - область дрейфу дірок

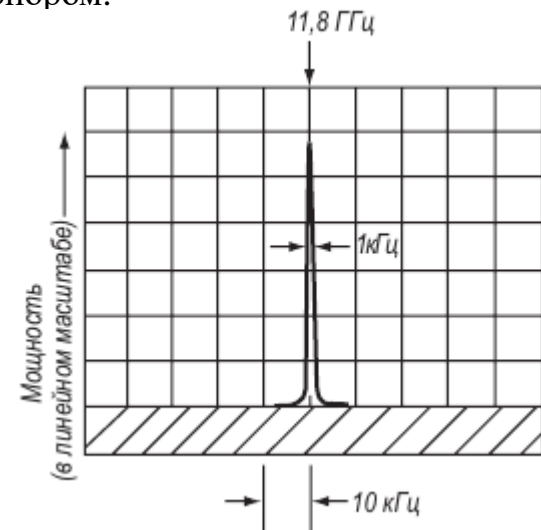
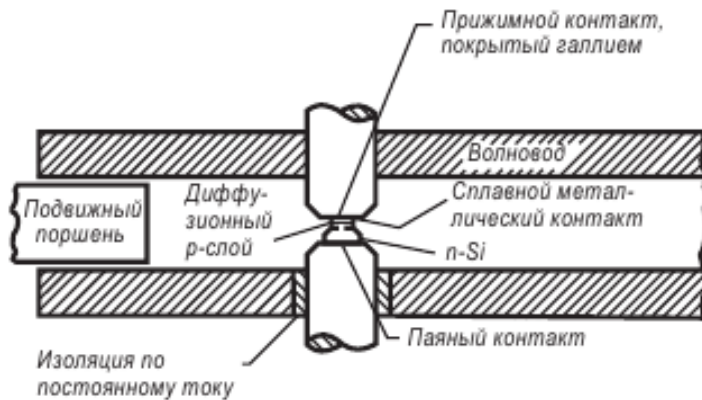
Конструкція лавинно-пролітного діода з мезаструктурою, змонтованої на тепловідводі:

- 1 - омичний контакт;
- 2 - сильно легований шар з електронною провідністю ( $n^+$ -шар);
- 3 - слабо легований шар з електронною провідністю ( $n$ -шар);
- 4 - сильно легований шар з дірковою провідністю ( $p^+$  - шар);
- 5 - тепловідводна металізована пластина



# ВИКОРИСТАННЯ ЛПД ДЛЯ ГЕНЕРАЦІЇ НВЧ-КОЛИВАНЬ

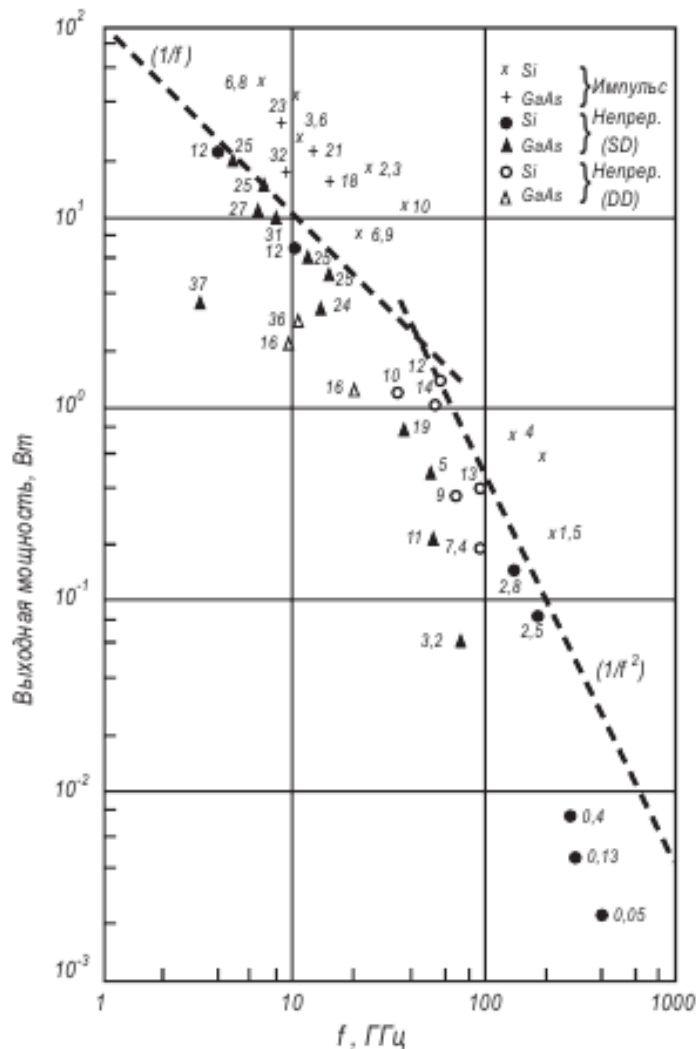
•Напівпровідникова ЛПД структура зазвичай монтується в типовий НВЧ корпус. Як правило, діод кріпиться дифузійною областю або металевим електродом на мідний або алмазний тепловідвід для забезпечення ефективного охолодження  $p-n$ -переходу під час роботи. *Для роботи на частотах, що відповідають резонансній частоті власного контуру діода, достатньо помістити його в розріз коаксіального контуру. При роботі на частотах, відмінних від частоти власного контуру діода, останній розміщують у зовнішньому резонаторі.* На рис.1 показана типова схема НВЧ резонатора для вимірювання спектра НВЧ коливань, що генеруються ЛПД, а на рис.2 - спектр НВЧ коливань, що генеруються ЛПД в режимі лавинного множення з негативним опором.



*НВЧ - резонатор для ЛПД міліметрового діапазону довжин хвилі*

*Спектр коливань, що генеруються р-і-n-діодом ( $U = 54 \text{ В}$ )*

# ПАРАМЕТРИ ЛПД



• ЛПД широко застосовується для генерування і посилення коливань в діапазоні частот  $f = (1-400)$  ГГц. Найбільша вихідна потужність діапазону  $P_{\text{вих}} = (1-3)$  ГГц отримана в приладах із захопленим об'ємним зарядом лавини, становить **сотні Ват** в імпульсі. Для безперервного режиму області сантиметрового діапазону найбільше значення вихідної потужності і ККД досягнуте на ЛПД з модифікованою структурою Ріда на основі GaAs і становить  $P_{\text{вих}} = 15$  Вт на частоті 6 ГГц.

• На рис. наведено характерні параметри різних типів ЛПД (вихідна потужність, частота і коефіцієнт корисної дії), як для імпульсного, так і для безперервного режиму НВЧ генерації.

Характеристики ЛПД. Поруч у експериментальними точками вказані значення ККД в процентах. SD - одна область дрейфу; DD - дві області дрейфу

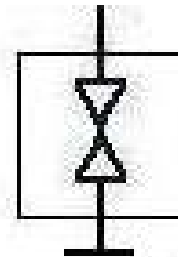
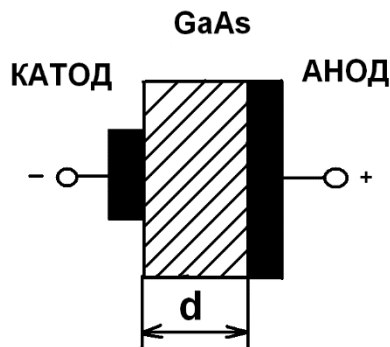


# ДІОДИ ГАННА

• **Діод Ганна** - напівпровідниковий діод, що складається з однорідного напівпровідника, який генерує високочастотні коливання при прикладанні до нього постійного електричного поля.

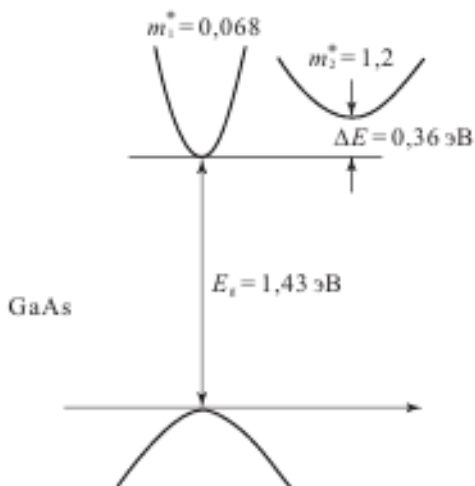
• Фізичною основою, що дозволяє реалізувати такі властивості в діоді, є **ефект Ганна**, який **полягає в генерації високочастотних коливань електричного струму в однорідному напівпровіднику з N-подібною вольт-амперною характеристикою**.

• Ефект Ганна виявлений американським фізиком **Дж. Ганном** (J. Gunn) в 1963 р. в кристалах арсеніду галію (GaAs) з електронною провідністю. Ганн виявив, що **при прикладанні постійного електричного поля  $E$  ( $E_{пор} \geq 2-3$  кВ/см) до однорідних зразків з арсеніду галію n-типу в них виникають спонтанні коливання струму**. Пізніше він встановив, що при  $E > E_{пор}$  у зразку, зазвичай у катода, виникає невелика ділянка сильного поля - «**домен**», який дрейфує від катода до анода зі швидкістю  $\sim v_s = 10^6$  м/с і зникає на аноді. Потім у катода формується новий домен, і процес періодично повторюється. **Моменту виникнення домену відповідає падіння сили струму, що проходить через зразок. Моменту зникнення домену у анода - відновлення первинної величини струму. Період коливань струму приблизно дорівнює прогонному часу, тобто часу, за який домен дрейфує від катода до анода.**



# ЗОННА СТРУКТУРА МАТЕРІАЛУ

- **Ефект Ганна** спостерігається головним чином у **дводолінних напівпровідниках**, зона провідності яких складається з однієї нижньої долини і кількох верхніх долин. Для того, щоб при переході електронів між долинами виникав **від'ємний диференціальний опір**, повинні виконуватися наступні вимоги:
  - **середня теплова енергія електронів ( $E = kT$ ) повинна бути значно меншою енергетичного зазору між побічною та нижньою долинами зони провідності**, щоб за відсутності прикладеного зовнішнього електричного поля більша частина електронів перебувала у нижній долині зони провідності;
  - **ефективні маси і рухливості електронів у нижній і верхніх долинах повинні бути різними**. Електрони нижньої долини повинні мати **високу рухливість  $\mu_1$ , малу ефективну масу  $m_1^*$**  і низку густину станів. У верхніх побічних долинах електрони повинні мати **низьку рухливість  $\mu_2$ , більшу ефективну масу  $m_2^*$**  і високу густину станів;
  - **енергетичний зазор між долинами повинен бути меншим, ніж ширина забороненої зони напівпровідника ( $\Delta E < E_g$ )**, щоб лавинний пробій не настував до переходу електронів в верхні долини.
  - З вивчених і таких що знайшли застосування напівпровідникових матеріалів **переліченим вимогам найбільше відповідає арсенід галію (GaAs) n-типу**.



Розглянемо міждолинний перехід електронів в GaAs. Прикладемо до однорідного зразку електричне поле. **Якщо напруженість поля в зразку мала, то всі електрони перебувають у нижній долині зони провідності (в центрі зони Бріллюена)**. Оскільки середня теплова енергія електронів значно менша енергетичного зазору між дном верхньої та нижньої долин зони провідності, вони не переходять в верхню долину (рис. ).

Схематична діаграма (закон дисперсії), що показує енергію електрона в залежності від хвильового числа в області мінімумів зони провідності арсеніду галію n-типу

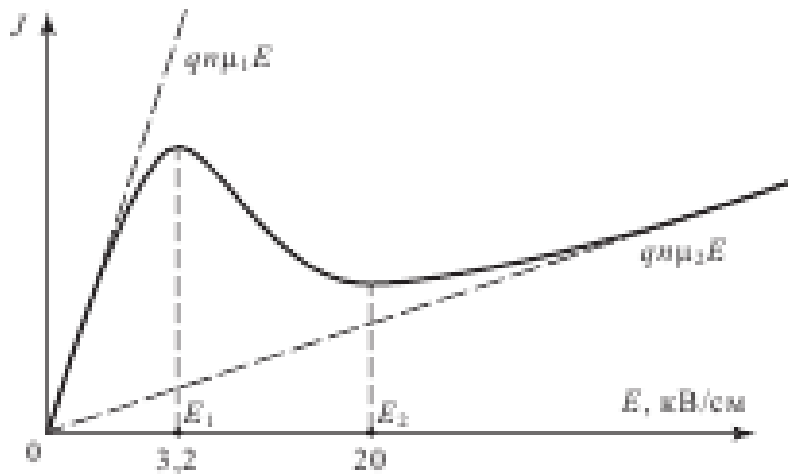
# МЕХАНІЗМ ГЕНЕРАЦІЇ

• Електрони нижньої долини мають малу ефективну масу  $m_1^*$  і високу рухливість  $\mu_1$ . *Густина струму, що проходить через зразок, визначається концентрацією електронів у нижній долині  $n_1$  ( $n_1 = n_0$ , де  $n_0$  - рівноважна концентрація електронів в напівпровіднику):*

$$J = en_1v = en_1\mu E.$$

Збільшимо прикладене електричне поле. *Зі зростанням поля зростає швидкість дрейфу електронів.* На довжині вільного пробігу  $l$  електрони набирають енергію  $eEl$ , віддаючи при зіткненнях з фононами кристалічної ґратки меншу енергію. Коли напруженість поля досягає порогового значення  $E_{пор}$ , з'являються електрони, здатні переходити в верхню долину зони провідності.

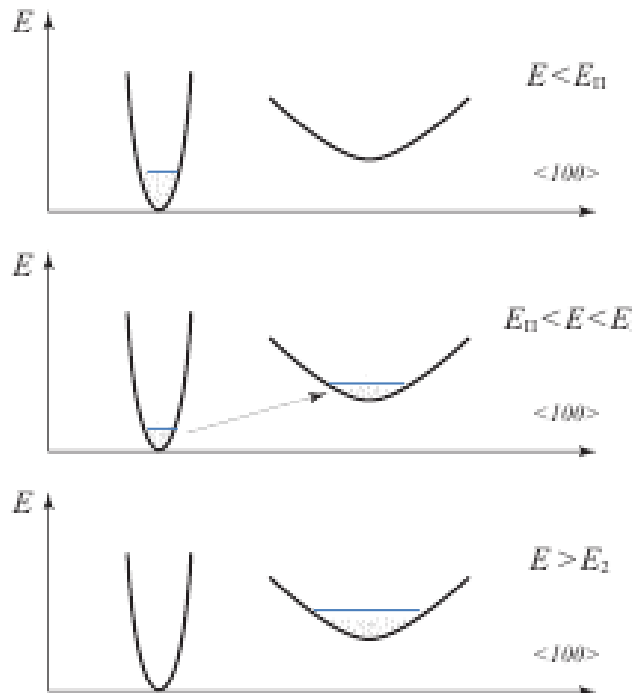
• Подальше збільшення поля приводить до зростання концентрації електронів у верхній долині. *Перехід з нижньої долини у верхню супроводжується значним зростанням ефективної маси і зменшенням рухливості, що веде до зменшення швидкості дрейфу.* При цьому на вольт-амперній характеристиці зразка з'являється ділянка з від'ємним диференціальним опором (ВДО).



*N-подібна вольт-амперна характеристика діоду Гана*

# МЕХАНІЗМ ГЕНЕРАЦІЇ

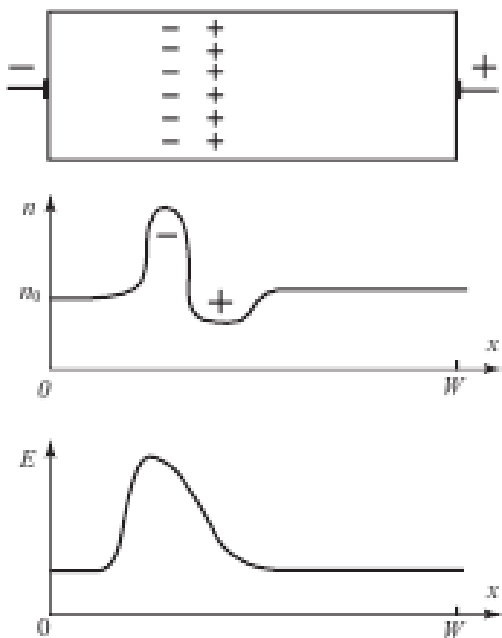
•Для виникнення від'ємного диференціального опору необхідний одночасний перехід більшості електронів з центральної долини в бічну при пороговій напруженості електричного поля (рис.). Але отримати статичну ВАХ, що відповідає суцільній кривій, не вдається, тому що в кристалі або поблизу невідпрямних контактів завжди є неоднорідності, в результаті чого виникають локальні напруженості електричного поля, які перевищують середню напруженість. Перетворення в цих місцях «легких» електронів у «важкі» ще більше збільшує неоднорідність електричного поля.



*Розподіл електронів при різних значеннях напруженості поля*

# УТВОРЕННЯ ДОМЕНІВ

• Розглянемо зразок довжиною  $l$ , до якого прикладена зовнішня напруга. В однорідному напівпровіднику електричне поле приблизно однакове за всією довжиною зразка. Але якщо в зразку є **локальна неоднорідність із підвищеним опором**, то напруженість поля в цьому місці зразка буде вищою, отже при збільшенні напруженості зовнішнього поля **критичне значення  $E_{\text{пор}}$  виникне в першу чергу в цьому перерізі**. Це означає накопичення в цій області (а не в усьому кристалі!) важких електронів і зниження їх рухливості, а значить і підвищення опору. Новоутворена зона з високим вмістом важких електронів називається **електричним доменом**. Під дією прикладеного поля домен починає переміщатися уздовж зразка зі швидкістю  $v_s \sim 10^6$  м/с. **Ліворуч і праворуч від електронного домену рухатимуться легкі електрони з більш високою швидкістю, ніж важкі**. Зліва вони будуть наганяти домен і утворювати область підвищеної концентрації електронів (область негативного заряду), а праворуч легкі електрони будуть йти вперед, утворюючи область, збіднену електронами (область позитивного заряду).



*При незмінній напрузі встановиться динамічна рівновага між швидкостями електронів усередині і поза домену. При досягненні доменом кінця зразка (анода), домен руйнується, струм зростає, відбувається утворення нового домену, і процес повторюється заново. Незважаючи на те, що в кристалі може бути кілька неоднорідностей, **завжди існує тільки один домен**. Оскільки після зникнення електричного домену новий домен може виникнути на іншій неоднорідності, для спостереження і використання ефекту Ганна потрібні **дуже чисті та однорідні зразки**.*

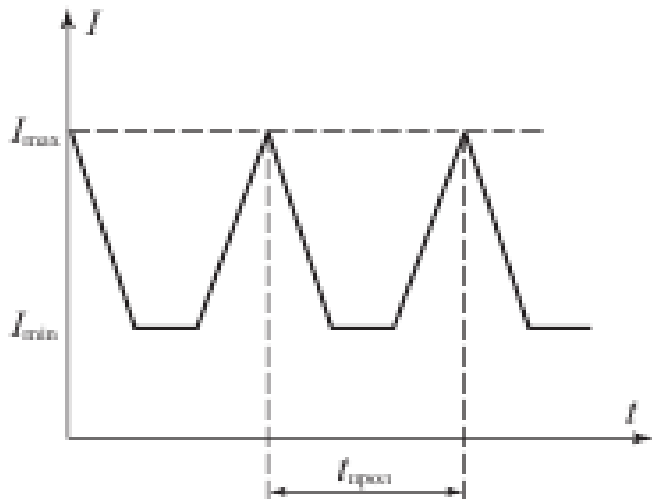
*Утворення домену у напівпровіднику*

# РЕЖИМ ПРОЛЬОТУ

•Режим роботи діода Ганна на ефекті міждолинного переходу електронів, при якому виконується нерівність

$$n_0 l > 10^{12} \text{ см}^{-2}, \text{ де } l \text{ довжина зразка};$$

називається **режимом прольоту**. Для його реалізації **необхідно включити діод в паралельне резонансне коло, наприклад, в НВЧ - генератор з високою добротністю, налаштований на пролітну частоту ( $f = v_s l$ )**. В прольотному режимі на кривій залежності струму від часу будуть спостерігатися різкі сплески, якщо довжина зразка значно перевищує ширину домену (Рис.). **Для отримання форми коливань струму, близької до синусоїдальної, необхідно зменшувати довжину зразка або збільшувати ширину домену**. Ширину домену можна збільшити, зменшуючи концентрацію електронів ( $n_0$ ) у зразку.



*Залежність струму від часу при роботі діода Ганна в прольотному режимі*

# УМОВА РЕАЛІЗАЦІЇ ГЕНЕРАЦІЇ

•*При роботі діода в резонаторі до нього крім постійного зовнішнього зміщення виявляється прикладеним також НВЧ - поле, що виникає в резонаторі за рахунок коливань струму, що проходить через діод.* Припустимо, що НВЧ - поле змінюється в часі за гармонічним законом, а резонатор налаштований на частоту вищу пролітної ( $f > v_s / l$ ). Тоді при достатньо великій амплітуді НВЧ - поля *дипольний домен в зразку може розсмоктатися не доходячи до анода.* Для цього необхідно, щоб в напівперіод, коли вектори напруженості постійного і НВЧ - поля протилежні, сумарна напруженість поля була б меншою  $E_{пор}$ , а тривалість напівперіоду була б більшою часу релаксації Максвелла  $\tau_M$ , що відповідає позитивній рухливості. З точністю до числового коефіцієнта останню умову можна записати так:

$$f^{-1} > \epsilon \epsilon_0 / e n_0 \mu \text{ або } n_0 / f > \epsilon \epsilon_0 / e \mu$$

Для GaAs і InP  $n_0 / f > 10^4$  с/см<sup>3</sup>. *Отримана нерівність є умовою реалізації режиму роботи діода з придушенням домену. У цьому режимі в кожен «позитивний» напівперіод НВЧ - поля в діоді  $E > E_{пор}$  і у катода зароджується домен, а в кожен «негативний» напівперіод він розсмоктується на шляху до анода.* Таким чином, *генерація змінного струму в цьому випадку відбувається на частоті, яка визначається параметрами резонансного електричного кола.*

Якщо забезпечити одночасне виконання двох нерівностей:

$$\epsilon \epsilon_0 / e \mu < n_0 / f < \epsilon \epsilon_0 / e |\mu|,$$

де  $\mu_-$  - негативна диференціальна рухливість, що відповідає ділянці вольт-амперної характеристики з негативною диференціальною провідністю;

то діод Ганна працюватиме в режимі *обмеженого накопичення об'ємного заряду* (ОНОЗ). Для GaAs і InP -  $10^4 < n_0 / f < 10^5$  с/см<sup>3</sup>. Оскільки в отриманій нерівності період НВЧ - сигналу менший  $\tau_M$ , що відповідає від'ємній диференціальній рухливості, то в напівперіод, коли  $E > E_{пор}$ , *домен сильного поля не встигає повністю сформуватися, а в наступний напівперіод ( $E < E_{пор}$ ) він повністю розсмоктується.* При цьому буде спостерігатися зростання опору зразка в один напівперіод НВЧ - сигналу і його падіння в інший, що *викликає ефективну генерацію потужності на частоті, яка визначається параметрами зовнішнього електричного кола.*

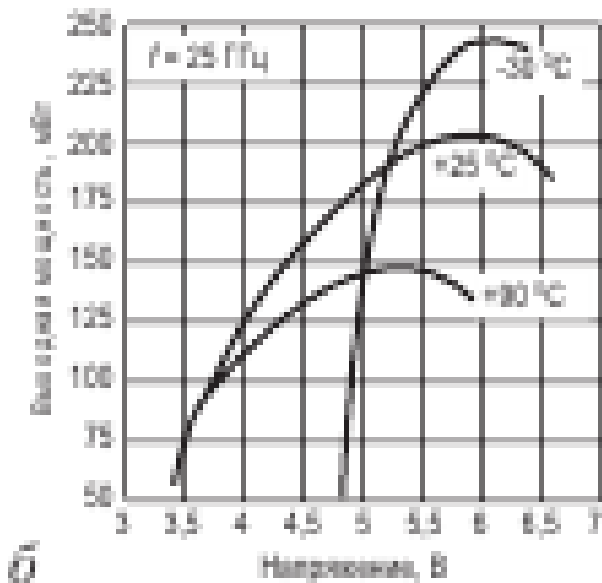
# ГЕНЕРАЦІЯ НВЧ-КОЛИВАНЬ В ДІОДАХ

• Як будь-який генератор НВЧ - діапазону, генератор Ганна характеризується **потужністю, довжиною хвилі або частотою коливань, що генеруються, коефіцієнтом корисної дії, рівнем шумів та іншими параметрами. Вихідна безперервна потужність генераторів Ганна в прольотному режимі звичайно становить десятки - сотні міліват, а при імпульсній роботі досягає сотень ват.**

• Робоча частота в прольотному режимі обернено пропорційна довжині або товщині високоомної частини кристала ( $f = v/l$ ). Зв'язок між потужністю, що генерується і частотою можна представити у вигляді:

$$P_{\text{вих}} = U^2/z = E^2 l^2/z = E^2 v^2/zf^2 \sim 1/f^2$$

• Потужність НВЧ - коливань, що генеруються, залежить від повного опору  $z$  або від площі робочої частини високоомного шару напівпровідника. Наведене співвідношення вказує на те, що **очікувана зміна потужності з частотою пропорційна  $1/f^2$** . Верхня межа робочої частоти діодів Ганна становити сотні гігагерць (рис.).



Генератори Ганна з GaAs можуть генерувати НВЧ - коливання **від 1 до 50 ГГц**. Дещо більші частоти отримані на генераторах Ганна з InP у зв'язку з більшими значеннями максимальних швидкостей електронів, але якість приладів із цього матеріалу значно нижча через недостатнє відпрацювання технології виготовлення матеріалу. **Перевага InP перед GaAs - більше значення порогової напруженості електричного поля (10,5 і 3,2 кВ/см відповідно)**. Це повинно дозволити створити генератор Ганна з **більшою вихідною потужністю**. Для створення більших частот коливань, що генеруються представляють інтерес потрібні сполуки **GaInSb**, оскільки в них великі дрейфові швидкості електронів. Ефект Ганна спостерігається, крім GaAs і InP, в електронних напівпровідниках груп  $A_2B_6$  та  $A_3B_5$  - CdTe, ZnS, InSb, InAs та ін., а також в Ge з дірковою провідністю.

Типова залежність генерованої діодом Ганна потужності від прикладеної напруги і температури



# НЕДОЛІКИ ТА ПЕРЕВАГИ ГЕНЕРАТОРІВ ГАННА

•*Коефіцієнт корисної дії генераторів Ганна може бути різним (від 1 до 30%), оскільки технології виготовлення приладів і якість вихідного напівпровідникового матеріалу істотно розрізняються. У зв'язку з можливою наявністю в кристалі генератора Ганна декількох неоднорідностей зародження домену може відбуватися в різні моменти часу на різній відстані від анода. Тому частота коливань буде змінюватися, тобто **можуть виникати частотні шуми**. Крім частотних шумів в генераторах Ганна існують **амплітудні шуми, основною причиною появи яких є флуктуації у швидкостях руху електронів**. Зазвичай **амплітудні шуми в генераторах Ганна малі**, оскільки дрейфова швидкість в сильних електричних полях, що існують в цих приладах, насичена і слабо змінюється при зміні електричного поля.*

•*Важливим для практичного застосування генераторів Ганна є питання про **можливість їх частотної перебудови у досить широкому діапазоні**. З принципу дії генератора Ганна ясно, що частота його повинна слабо залежати від прикладеної напруги. Зі збільшенням прикладеної напруги трохи зростає товщина домену, а швидкість його руху змінюється незначно. В результаті при зміні напруги від порогової до пробивної частота коливань збільшується всього на десяти доля відсотка.*

•*Термін служби генераторів Ганна відносно малий, що пов'язано з одночасним впливом на кристал напівпровідника таких факторів, як сильне електричне поле і перегрів кристала через виділення в ньому потужності.*

# ОСНОВИ МІКРОЕЛЕКТРОНІКИ

• **Мікроелектроніка** – це галузь електроніки, пов'язана з розробленням, виготовленням і експлуатацією мікроелектронних виробів.

• Розвиток електронної техніки у другій половині ХХ століття відбувається за такими етапами.

• 1. 50-ті роки ХХ ст. – **етап вакуумної електроніки**. Елементна база останньої – електронно-вакуумні прилади. Відбувається мініатюризація електронних ламп і пасивних елементів, оптимізація їх характеристик і параметрів, застосовується об'ємний монтаж. Це дозволило підвищити щільність упакування до 200 елементів на 1 дм<sup>3</sup> (0,2 елемента на 1 см<sup>3</sup>).

• 2. 60-ті роки ХХ ст. – **етап дискретної напівпровідникової електроніки**. Здобутки цього етапу відображені, зокрема, в попередніх розділах курсу. Поява і широке впровадження транзисторів, які разом з мініатюрними пасивними елементами утворюють якісний стрибок у мініатюризації пристроїв електроніки, сприяють підвищенню надійності, економічності, зниженню габаритів і маси. **Актуалізуються функціонально-вузловий метод конструювання електронної техніки: не з окремих радіодеталей, а з уніфікованих функціональних вузлів – підсилювачів, генераторів, перетворювачів, тригерів тощо.** Застосовуються модулі (мікромодулі) із щільністю упакування 2 елементи на 1 см<sup>3</sup>.

• 3. 70-ті роки ХХ ст. – **етап мікроелектроніки**. Перехід до застосування інтегральних схем (ІС). «Схема» в цьому терміні набуває нового значення: **це пристрій, вузол**. «Інтегральна» вказує на об'єднання великої кількості електрично з'єднаних елементів у одному виробі (корпусі). В ІС зникає необхідність застосування численних паяних з'єднань, які знижують надійність; зменшуються габарити і маса, а відтак вартість електронних виробів, оскільки зменшується кількість складальних і монтажних операцій. ІС на цьому етапі містять у собі 10-40 еквівалентних елементів (біполярних транзисторів, резисторів, конденсаторів, МДН-структур тощо). **Кожна інтегральна схема виконує порівняно просту закінчену функцію (підсилювач, формувач, логічний елемент, тригер, лічильник тощо) і оформляється в автономному корпусі.** Подальший розвиток мікромініатюризації до 1000 елементів на кристалі.

# ОСНОВИ МІКРОЕЛЕКТРОНІКИ

•4. 80-ті роки ХХ ст. – етап комплексної мікромініатюризації електронної техніки, *етап великих інтегральних схем (ВІС) і надвеликих інтегральних схем (НВІС)*. ВІС порівняно з ІС малого рівня інтеграції більш надійні, дешевші, менші за габаритами. *Поява мікропроцесорів дозволила замінити апаратне (схемне) проектування електронної техніки програмуванням універсальних структур згідно з функцією, що виконується ними.*

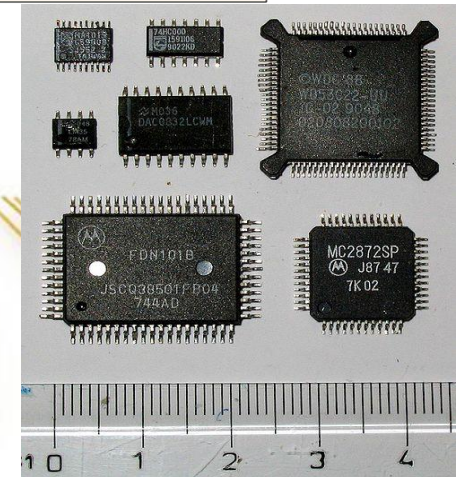
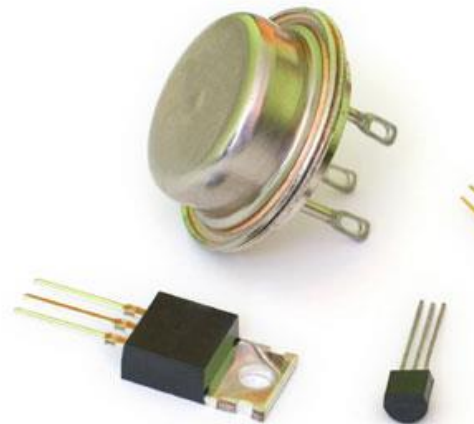
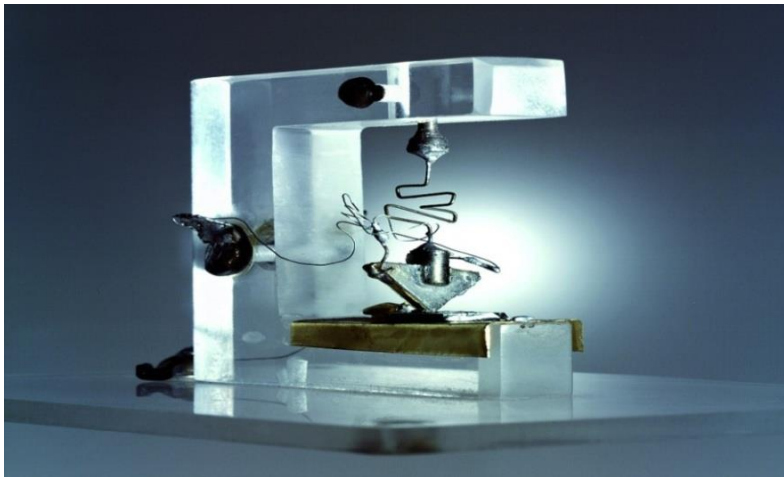
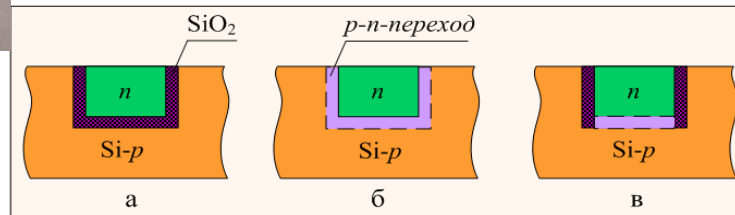
•5. 90-ті роки ХХ ст. – оголошений етап так званої *функціональної мікроелектроніки*. Втім, *на пострадянському просторі внаслідок великих політико-економічних зрушень цей етап був значною мірою провалений*, хоча світова електроніка продовжувала неухильно розвиватися. Елементна база цього етапу – *ІС, які функціонують на базі нових фізичних явищ і принципів* (наноелектроніка, оптоелектроніка, акустoeлектроніка, хемoeлектроніка, магнітоелектроніка, поляроніка, квантова електроніка тощо). *Особливістю елементів функціональної мікроелектроніки є застосування середовищ з розподіленими параметрами, в яких не вдається виділити окремі області, що виконують функції звичайних радіoeлементів.* Тому *зрештою це електронні схеми, які не містять елементів і міжз'єднань у звичайному розумінні. Такі схеми можна характеризувати лише в цілому з огляду на функцію, що ними виконуються*, при цьому вони можуть мати такі характеристики, яких не мають звичайні радіосхеми.

# ВІД ЕЛЕКТРОННОЇ ЛАМПИ ДО МІКРОСХЕМИ



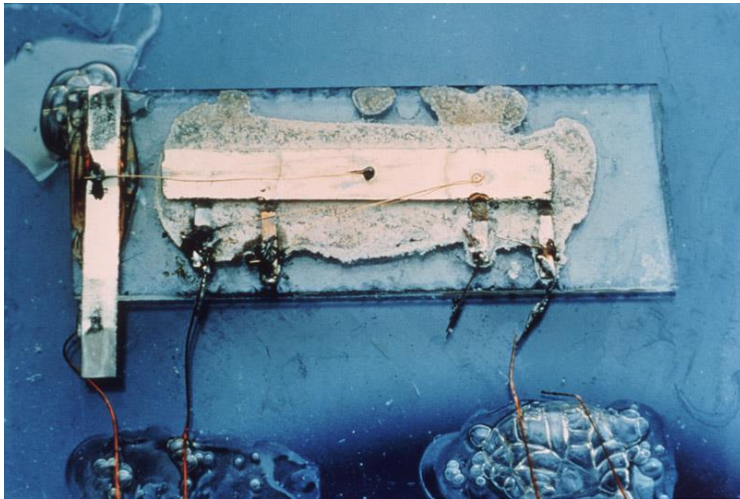
•Офіційною датою появи на світ першого **біполярного транзистора** вважається **23 грудня 1947 р.** коли **Бардін та Браттейн** продемонстрували транзисторний ефект. 24 грудня **Браттейн** продемонстрував перший транзисторний генератор. **Польові транзистори, які** є основою сучасних інтегральних мікросхем створені у **1958 р. С. Тезнером** у французькому відділенні General Electric «Технітрон» (Technitron).

У 1905 р. **Джон Флемінг** запатентував - першу **електронну лампу**. У 1907 р. **Лі де Форест** ввів в лампу третій електрод - сітку (і створив **тріод**), а в 1913 р. на її основі було створено **автогенератор**



Перший транзистор створено у **Bell laboratories**.  
**Мюрей Хіл, штат Нью-Джерсі.**

# ПЕРШІ ІНТЕГРАЛЬНІ МІКРОСХЕМИ

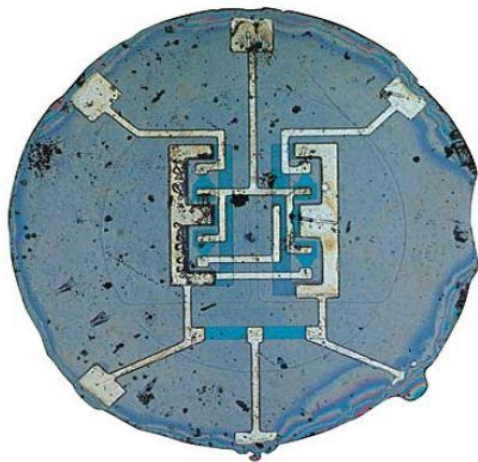


Перша інтегральна схема 1959 р. (Ge 11x1,7 мм<sup>2</sup>)

•У 1958 р. Дж. Кілбі створив першу *інтегральну схему* в компанії Texas Instruments. *Простий RC-генератор на 1,3 МГц складався з одного транзистора, трьох резисторів і конденсатора.*

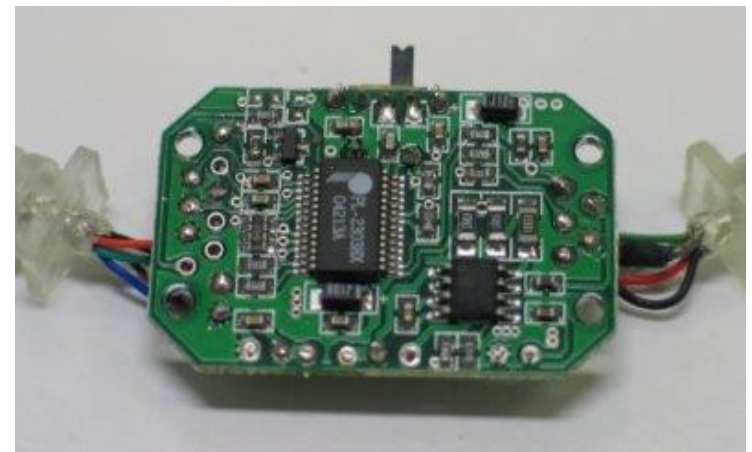
•У 1959 р. він зареєстрував патент на мініатюрні *електронні схеми.*

•Практично в той самий час Р. Нойс з компанії Fairchild Semiconductors (попередник INTEL) запропонував *планарну технологію виробництва кремнієвих інтегральних схем.*



Перша планарна інтегральна схема 1959 р. (кремній, діаметр 1,5 мм).

Сучасна IC і її монтаж



# ОСНОВНІ ТИПИ ІНТЕГРАЛЬНИХ МІКРОСХЕМ

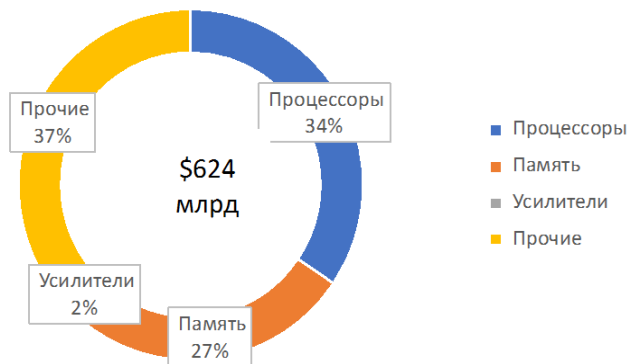
Основними типами інтегральних схем є:

- **процесори та контролери** - ключові елементи більшості цифрових пристроїв (від комп'ютера до телефону). **Процесори** забезпечують обробку даних, **контролери** керують периферійною апаратурою - дисплеями, клавіатурами, різними датчиками та ін;
- **мікросхеми пам'яті** - другий основний елемент комп'ютерної та телекомунікаційної техніки;
- **підсилювальні мікросхеми** - аналогові пристрої, що використовуються в передавачах, приймачах, у будь-якій звуковідтворювальній апаратурі та ін.

Крім цих трьох найбільш поширених типів, існує величезна різноманітність інших типів мікросхем, що виконують найширший перелік функцій: **перетворення сигналів з аналогової в цифрову форму і назад, порівняння рівнів сигналів і ін.** Сумарно, обсяг світової торгівлі мікросхемами в 2017 році склав \$ 624 млрд. **Ключовий сегмент - процесори та контролери (34%).**

Структура мирового рынка микросхем (2017, \$ млрд.)

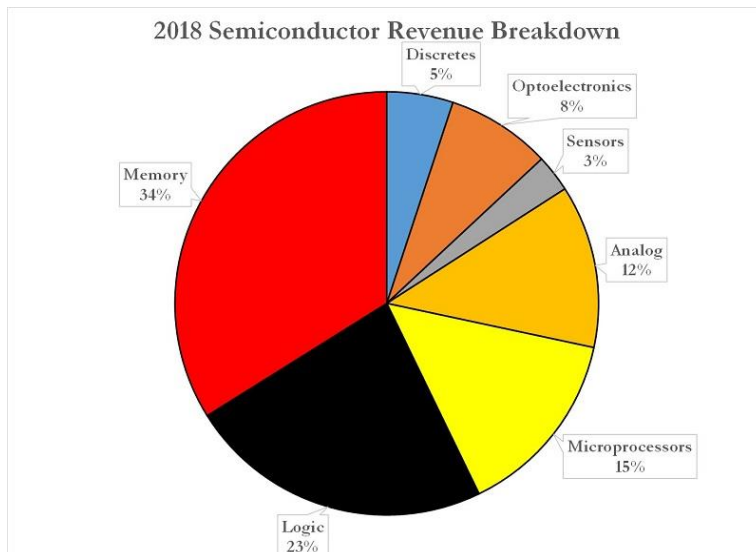
Структура экспорта интегральных микросхем и доли ключевых игроков на мировом рынке



Страна	Экспорт, 2017, млрд. долл. США	Доля мирового рынка
"Большой Китай" (Гонконг, Китай, Тайвань)	273	44%
Корея	86	14%
Сингапур	80	13%
США	33	5%
Малазия	33	5%
Япония	27	4%
Вьетнам	16	3%
Германия	15	2%

# СВІТОВИЙ РИНОК МІКРОЕЛЕКТРОНІКИ

• На виробництві **пам'яті** спеціалізуються такі відомі компанії як *Intel, Samsung, Toshiba i Nvidia*. *SK Hynix* (колишній напівпровідниковий підрозділ Hyundai) і *Micron TSMC* - найбільший в світі контрактний **виробник мікросхем**. *Broadcom i Qualcomm* - лідери в **комунікаційних чіпах**, а *Texas Instruments* - в **аналогових мікросхемах**. Варто зауважити, що ці **десять компаній - це дві третини всього ринку**, і всі інші в основному збирають те, до чого у гігантів не дійшли руки. Втім, третина ринку що залишилася, все ще величезні суми, і на ній працює безліч великих і маленьких компаній, які відмінно себе почувають, багато з яких виробляють унікальні, хоч і нішеві продукти. Три компанії зі списку (*Broadcom, Qualcomm, Nvidia*) **взагалі не мають власного виробництва мікросхем**. Усі троє, будучи грандами так званої **fabless-моделі (аутсорсінг)** здійснюють виробництво своїх чіпів на **тайванській фабриці TSMC** (хоча і не тільки на ній). Так само роблять і багато компаній, які мають якесь власне виробництво, але розміщують на фаундрі замовлення по найменшим і, відповідно, найдорожчим проектним нормам.



Світовий ринок мікроелектроніки (виручка) за типом продуктів

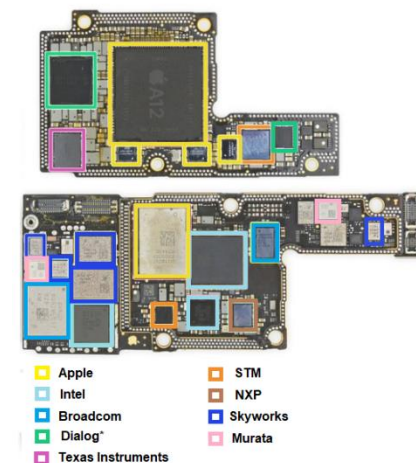
Топ-10 напівпровідникових компаній за виручкою в 2019 році

			Примерная годовая выручка, миллиардов USD	Сфера деятельности компании
1	Intel	США	75	Процессоры, ПЛИС
2	Samsung	Корея	75 (из 222)	Разное, в том числе память
3	TSMC	Тайвань	35	Foundry
4	SK Hynix	Корея	35	Память
5	Micron	США	30	Память
6	Qualcomm	США	16 (из 23)	Связь
7	Broadcom	США	16 (из 21)	Связь
8	Texas Instruments	США	14	Аналог, embedded
9	Toshiba	Япония	12 (из 33)	Разное, в том числе память
10	Nvidia	США	12	Видеокарты

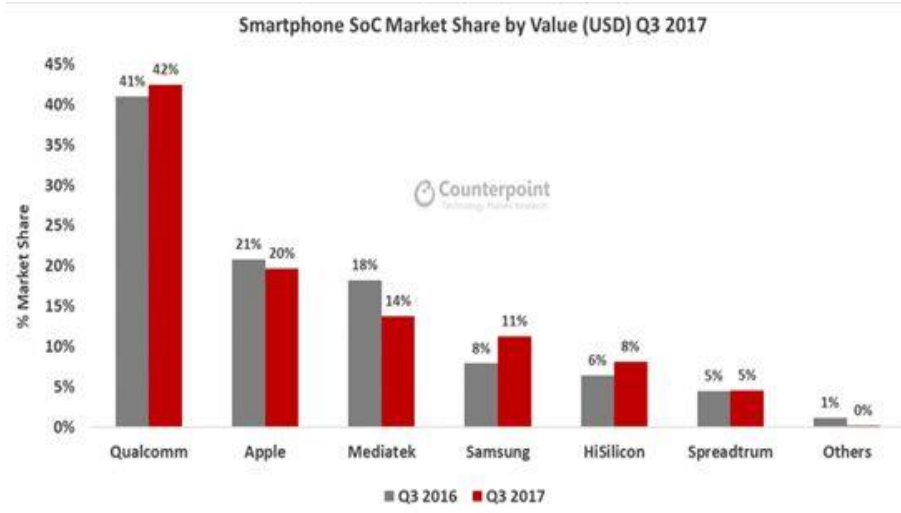
ПЛИС - програмуєма логічна інтегральна схєма

# СИСТЕМИ НА ЧІПІ ДЛЯ МОБІЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ

• **Важливою частиною сучасної електроніки є виготовлення мікросхем для мобільних приладів - смартфонів і фаблет («систем на чіпі» (SoC)).** У 2017 році галузь досягла рекордного обсягу, який перевищив позначку в \$ 8 млрд. Зростання в порівнянні з аналогічним періодом 2016 р. склало 19%. **Лідерську позицію на глобальному ринку займає Qualcomm**, на частку якої припало 42% в загальному обсязі виручки від реалізації SoC для мобільних апаратів. Якщо розглядати галузь в штучному вираженні, то **частка Qualcomm за підсумками третього кварталу склала 38%. На другому місці знаходиться Apple**, яка утримує 20% галузі в грошовому вираженні. Замикає трійку **MediaTek** з результатом в 14%. У п'ятірку лідерів серед виробників мобільних процесорів увійшли **Samsung і HiSilicon (Huawei)**, частки яких у грошовому вираженні склали відповідно 11% і 8%. **Найбільше зростання виручки від реалізації чіпів для смартфонів в річному обчисленні показав південнокорейський гігант Samsung - плюс 69%.** На другому місці за цим показником знаходиться HiSilicon з надбавкою в 50%. «Бронза» дісталася Qualcomm - плюс 23%.



Дві плати з iPhone XS (2018)



3Q19 Revenue Ranking of Top 10 IC Design Companies (Unit: Million USD)

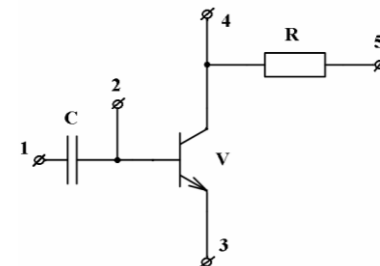
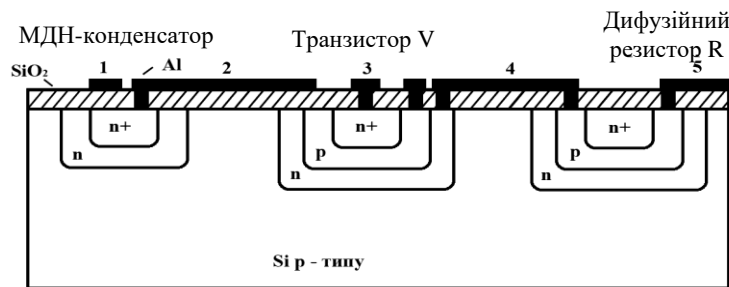
Company	3Q19	3Q18	YoY
Broadcom	4,184(E)	4,772	-12.3%
Qualcomm	3,611	4,647	-22.3%
NVIDIA	2,737	3,024	-9.5%
MediaTek	2,154	2,185	-1.4%
AMD	1,801	1,653	9.0%
Xilinx	833	746	11.7%
Marvell	659	789	-16.5%
Novatek	532	514	3.5%
Realtek	514	394	30.5%
Dialog	409	384	6.6%





# ОСНОВНІ ВИЗНАЧЕННЯ МІКРОЕЛЕКТРОНІКИ

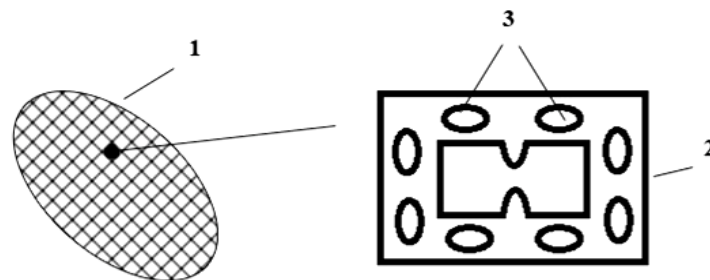
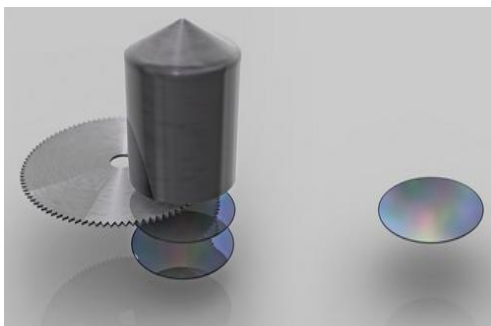
- **Мікроелектронний виріб** – електронний пристрій з високим ступенем інтеграції (об'єднання) електрорадіоелементів.
- **Інтегральна схема (ІС)** – мікроелектронний виріб, який виконує певну функцію перетворення та обробки сигналів і має високу щільність упакування електрично з'єднаних елементів (більше ніж 5 елементів на 1 см<sup>3</sup>). З точки зору виготовлення і експлуатації ІС розглядається як єдине ціле і складається з **елементів та компонентів**.
- **Елемент ІС** – частина ІС, що реалізує функцію будь-якого радіоелемента (транзистор, діод, резистор, конденсатор). Він не може бути відділеним від ІС як самостійний виріб і виконаний у кристалі ІС. Наприклад, елементами ІС є біполярні транзистори і діоди у напівпровідникових мікросхемах, плівкові резистори в гібридних мікросхемах.
- **Компонент ІС** – частина ІС, яка реалізує функцію будь-якого електрорадіоелемента. Однак **компонент є самостійним виробом, що виготовляється окремо від ІС і може бути відділений від ІС**. Наприклад, біполярні транзистори і діоди в гібридних ІС.
- **Напівпровідникова ІС** – це ІС, у якої всі елементи і між'єднання виконані в об'ємі і на поверхні напівпровідникової пластини (рис. ).



Структура напівпровідникової ІС

# ЕЛЕМЕНТИ КОНСТРУКЦІЇ ІС

- **Корпус ІС** – призначений для захисту ІС від зовнішніх впливів і для з'єднання із зовнішніми електричними колами за допомогою виводів. *Разом із корпусними випускаються і безкорпусні ІС.*
- **Підкладка ІС** – заготовка, призначена для виготовлення на ній елементів гібридних ІС, міжз'єднань і контактних площадок.
- **Напівпровідникова пластина** – заготовка з напівпровідникового матеріалу, яка застосовується для виготовлення напівпровідникових інтегральних схем (рис. поз. 1).
- **Кристал ІС, чип** – частина напівпровідникової пластини (прямокутник 5x5 мм), у об'ємі і на поверхні якої сформовані елементи ІС, міжз'єднання і контактні майданчики (рис. поз. 2).
- **Чипсет** - набір мікросхем, призначених для спільної роботи з метою виконання набору заданих функцій.
- **Контактні майданчики** – металізовані ділянки на підкладці або кристалі, призначені для приєднання до виводів корпусу ІС, а також для контролю її електричних параметрів і режимів (рис. поз. 3).
- **Мікроскладання** – мікроелектронний виріб, який виконує певну функцію і складається з елементів, компонентів і інтегральних схем (корпусних і безкорпусних) з метою мікромініатюризації електронної техніки.
- **Мікроблок** – мікроелектронний виріб, який, окрім мікроскладань, містить ще інтегральні схеми і компоненти.
- **Серія ІС** – це сукупність ІС, які можуть виконувати різноманітні функції, але мають єдине конструктивно-технологічне використання і призначені для спільного застосування (напр., серія 133, серія 155, серія 140).



Напівпровіднивовий кристал, пластина, чип, контактний майданчик

# КЛАСИФІКАЦІЯ ІС

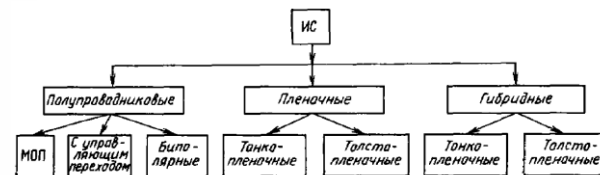
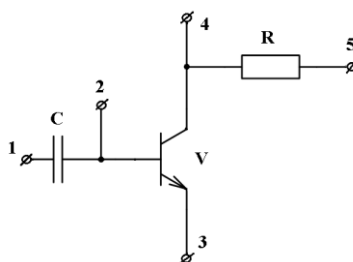
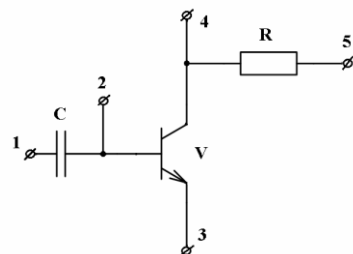
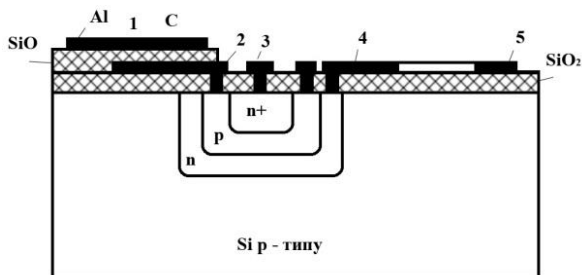
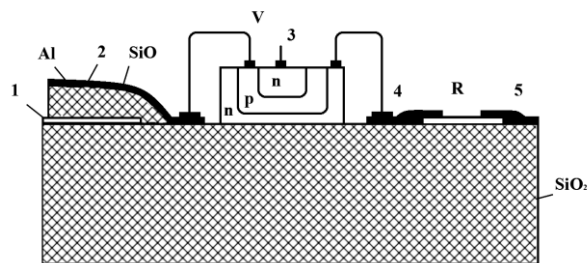
•ІС поділяють на декілька видів

•**Напівпровідникові ІС** - представляють собою функціональні вузли, виконані на одному кристалі напівпровідника різними технологічними прийомами обробки напівпровідникових матеріалів.

•**Плівкова ІС** - це ІС, у якій всі елементи і між'єднання виконані у вигляді різних плівок, нанесених на поверхню діелектричної підкладки.

•**Гібридна ІС** являє собою комбінацію плівкових пасивних елементів і активних компонентів, розміщених на спільній діелектричній підкладці (рис. ).

•**Суміщена ІС** – це мікросхема, в якій активні елементи розміщені в об'ємі напівпровідникового кристала, а пасивні, виготовлені за плівковою технологією, наносяться на попередньо ізольовану діелектриком поверхню напівпровідникового кристала (рис. ).



Структура гібридної та суміщеної ІС

# КЛАСИФІКАЦІЯ ІС

## •1. За технологією виготовлення

ІС поділяють на:  
напівпровідникові;  
плівкові.

## •2. За функціональними призначеннями:

аналогові (АІС);  
цифрові (ЦІС).

## •3. За ступенем інтеграції, який оцінюється

показником  $k = \lg N_e$ ,

де  $N_e$  – число елементів і компонентів у складі ІС:

малої інтеграції:

$$N_e \leq 10, k = 1,$$

$$10 < N_e \leq 100, k = 2;$$

середньої інтеграції:

$$100 < N_e \leq 1000, k = 3;$$

великі інтегральні схеми (ВІС):

$$1000 < N_e \leq 10000, k = 4;$$

надвеликі інтегральні схеми (НВІС): У

$$10000 < N_e \leq 100000, k = 5.$$

## •4. За функціональними можливостями:

універсальні;  
спеціалізовані.

## •5. За типом основного активного елемента:

ІС на біполярних транзисторах;

ІС на уніполярних транзисторах (МДН, КМДН).

## •6. За конструктивним виконанням:

корпусні;  
безкорпусні.

**32 нм (0,032 мкм)** - техпроцес, відповідає рівню технології, досягнутому до 2009-2010 рр. провідними компаніями-виробниками мікросхем (Intel, Samsung, Global Foundries, TSMC). У 2011 р. фірмою Altera була випущена найбільша у світі мікросхема, що складається з **3,9 млрд транзисторів**.

**22 нм (0,022 мкм)** - Процесори за такою технологією виробляються з початку 2012 року (Intel Ivy Bridge, Intel Haswell).

**14 нм (0,014 мкм)** Завод **Fab42** компанії Intel в американському штаті Арізона випускає продукцію за 14 нм технологією на основі 300 мм кремнієвих пластин.

**10 нм (0,01 мкм)**. Південнокорейська компанія Samsung з 2018 р. випускає чипи для мобільних пристроїв «Snapdragon 830», «Snapdragon 845» и «Exynos 9810» за цією технологією. У 2019 р. Intel офіційно представила 11 нових процесорів Intel Core 10-го покоління «Ice Lake», розроблених спеціально для ноутбуків зі штучним інтелектом. Всі вони засновані на 10-нм техпроцесі і володіють абсолютно новою графічною архітектурою (GPU) з обчислювальною потужністю до 1 терафлопс.

**7 нм (0,007 мкм)**. Samsung домігся виробництва 256-Мбіт тестових кристалів SRAM з використанням 7-нм норм з часткою виходу придатних чипів більше 50 відсотків. Нові 7-нм норми EUV забезпечують зростання продуктивності чипів на 20-30% та зниження енергоспоживання на 30-50%.

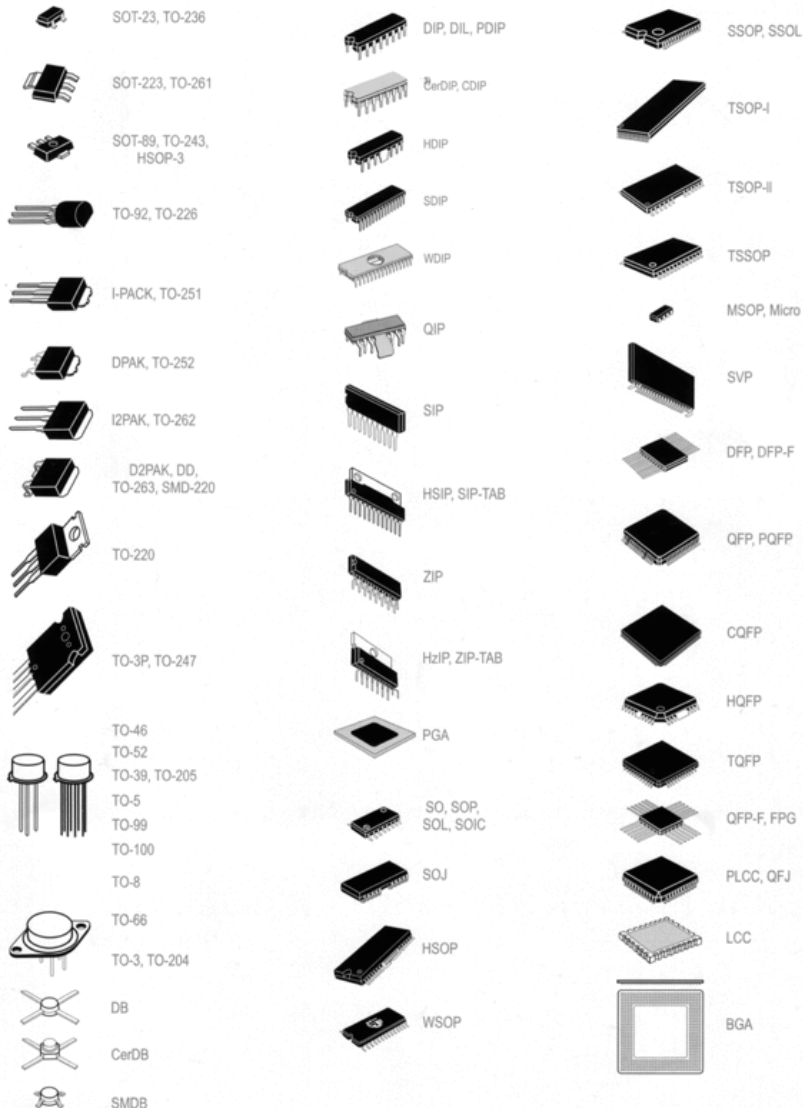
**5 нм (0,005 мкм)**. На 20.05.2021 р. найсучаснішим техпроцесом в світі є 5 нм. Процесори з такими нормами TSMC навчилася випускати ще влітку 2020 р. До такого ж рівня випуск мікросхем на власних фабриках розвинула і корейська Samsung. Інші виробники відстають від них - наприклад, Intel застрягла на 10 і 14 нанометрів. 5-нанометрові процесори зараз є в арсеналі лише декількох компаній. У їх числі Apple зі своїм M1, Qualcomm з Snapdragon 888 і Samsung з Exynos 1080.

**3 нм (0,003 мкм)**. 30.06.2022 р. Samsung почала масове виробництво чипів за цією технологією. У порівнянні з 5-нанометровими ці чіпи забезпечують зниження енергоспоживання на 45%, вони на 16% менші та забезпечують на 23% вищу продуктивність. Чіпи засновані на **транзисторній архітектурі Samsung Gate-All-Around (GAA)** та багатоканальному польовому транзисторі. Попередні покоління мікросхем створювалися додаванням ребер збоку (FinFET), але MBCFET це транзистори з нанолістами, які можна укладати вертикально. TSMC запусить виробництво чипів за цією технологією до кінця 2022 р.

**2 нм** - 2025 р.

**Техпроцес атомарного рівня.** Після 2025 р.

# КОРПУСИ МІКРОСХЕМ



• *Найбільш поширеною формою корпусу інтегральної мікросхеми є корпуси типу **DIL (DIP)**, з двома лініями відводів. DIP може мати 8, 14, 16, 28, 40 відводів для наскрізного монтажу, з кроком 2,5 мм.*

• Плоский корпус з відводами розташованими з кроком 1,5 мм використовується для площинного (планарного) монтажу.

• Також, використовуються корпуси **SIL**, вертикальної компоновки, з одним рядом відводів, і **QIL** - квадратні, з чотирма лініями відводів.

• Іноді зустрічаються мікросхеми в циліндричному корпусом і круговим розташуванням відводів.

# СИСТЕМА УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ІС

• За прийнятою системою (ГОСТ 17467-88) позначення ІС має складатися з чотирьох елементів.

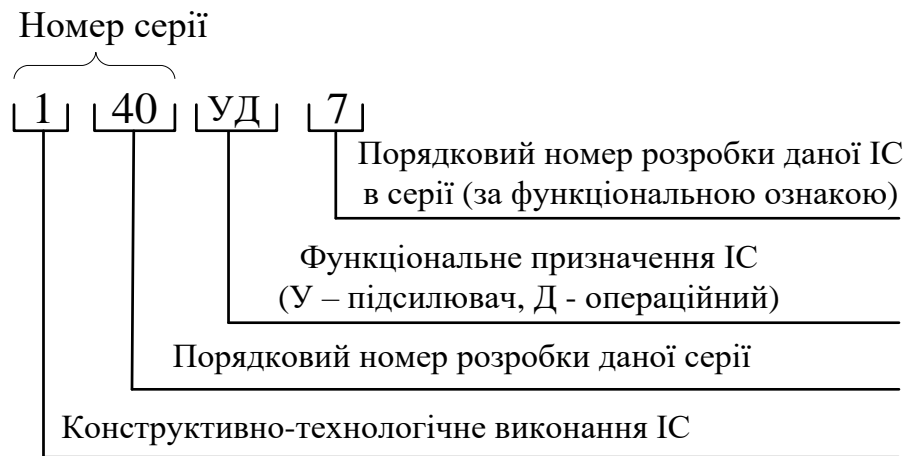
- **1-й елемент:** 1, 5, 7 – напівпровідникові ІС;
- 2, 4, 6, 8 - гібридні ІС;
- 3 - інші (плівкові, вакуумні, керамічні, тощо).

## • 2-й елемент

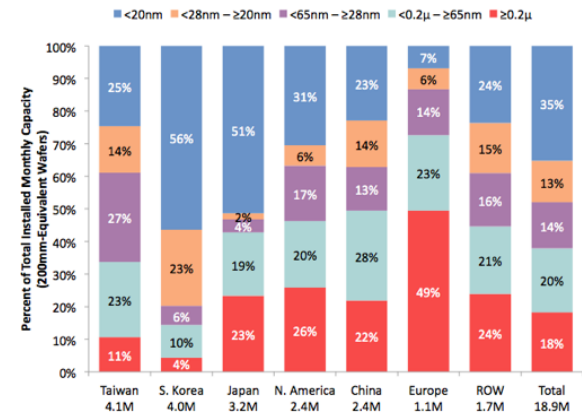
Означає порядковий номер даної серії. Може містити 2-3 цифри.

• **3-й елемент дві літери:** ЛА – логічний елемент І – НЕ; ЕН – стабілізатор напруги; ТВ – JK тригер; ТМ – D-тригер; ТР – RS-тригер; ІР – реєстр; ІЕ – лічильник; СА – компаратор; ПВ – АЦП; ПА – ЦАП; УВ – підсилювач ВЧ; УР – підсилювач проміжної частоти; УН – підсилювач НЧ; УБ – відеопідсилювач; УЕ – емітерний повторювач; ФВ – фільтр ВЧ; ФН – фільтр НЧ; ГС – генератор синусоїдних сигналів.

• **4-й елемент** - порядковий номер розробки мікросхем за функціональною ознакою в даній серії. Він може складатися як з однієї цифри, так і з декількох цифр.



Розподіл світового виробництва мікросхем за проектними нормами



# ЄВРОПЕЙСЬКА СИСТЕМА МАРКУВАННЯ PRO ELECTRON

•Складається з трьох літер, за якими слідує три або чотири знаки, що позначають номер серії, а також тип корпусу.

•**Перша літера** позначає клас, до якого відноситься інтегральна схема:

S - цифрова схема, T - аналогова, U - аналогово-цифрова.

•**Друга літера** - Друга літера не має спеціального значення (вибирається фірмою-виробником), за винятком літери **H**, якою позначаються гібридні схеми.

•Для серій (сімейств) цифрових схем перші дві літери (FA, FB, FC, FD, FE, FF, FJ, FI, FL, FQ, FT, FY, FZ, GA, GB, GD, GF, GM, GT, GX, GY, GZ, HB, HC) відображають схемотехнологічні особливості, наприклад: FY - ЕСЛІ-серія; FD, GD - МОН-схеми; FQ - ДТЛ-схеми; GA - малопотужні ТТЛ-схеми; FL, GF - стандартні ТТЛ-схеми; GJ - швидкодіючі ТТЛ-схеми; GM - малопотужні з діодами Шотки ТТЛ-схеми; HB - комплементарні МОН-схеми серії 4000 А; HC - комплементарні МОН-схеми серії +4500 В.

•**Третя літера** - робочий діапазон температур:

A - діапазон не визначений.

B від 0 до +70 °С

C від -55 до +125 °С

D від -25 до +70 °С

E від -25 до +85 °С

F від -40 до +85 °С

•**Остання літера** визначає тип корпусу:

B - DIL

C - циліндричний корпус.

D - DIL

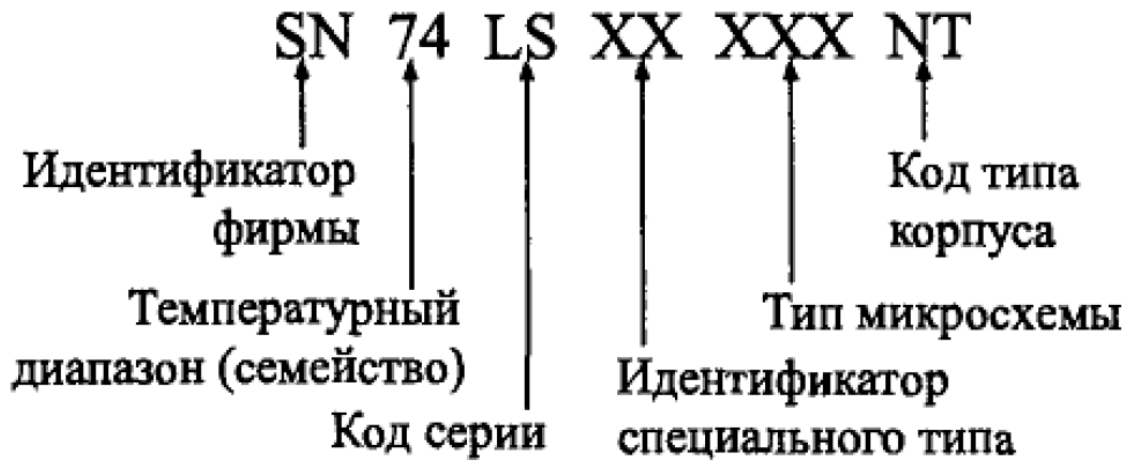
F - плоский корпус.

P - DIP

Q - QIL

U - безкорпусні мікросхеми.

# МАРКУВАННЯ ФІРМИ TEXAS INSTRUMENTS



•Повне позначення складається з *шести елементів*:

•*Идентифікатор фірми* SN (для серій АС і АСТ відсутня).

•*Температурний діапазон* (тип сімейства): 74 - комерційні мікросхеми (температура навколишнього середовища для біполярних мікросхем - 0 - 70 ° С, для КМОП мікросхем - 40 - +85 ° С), 54 - мікросхеми військового призначення (температура - -55 - + 125 ° С).

**Код серії (до трьох символів):** Відсутній - стандартна ТТЛ-серія. LS (Low Power Schottky) - малопотужна серія ТТЛШ. S (Schottky) - серія ТТЛШ.

**Идентифікатор спеціального типу** (2 символи) - може бути відсутнім.

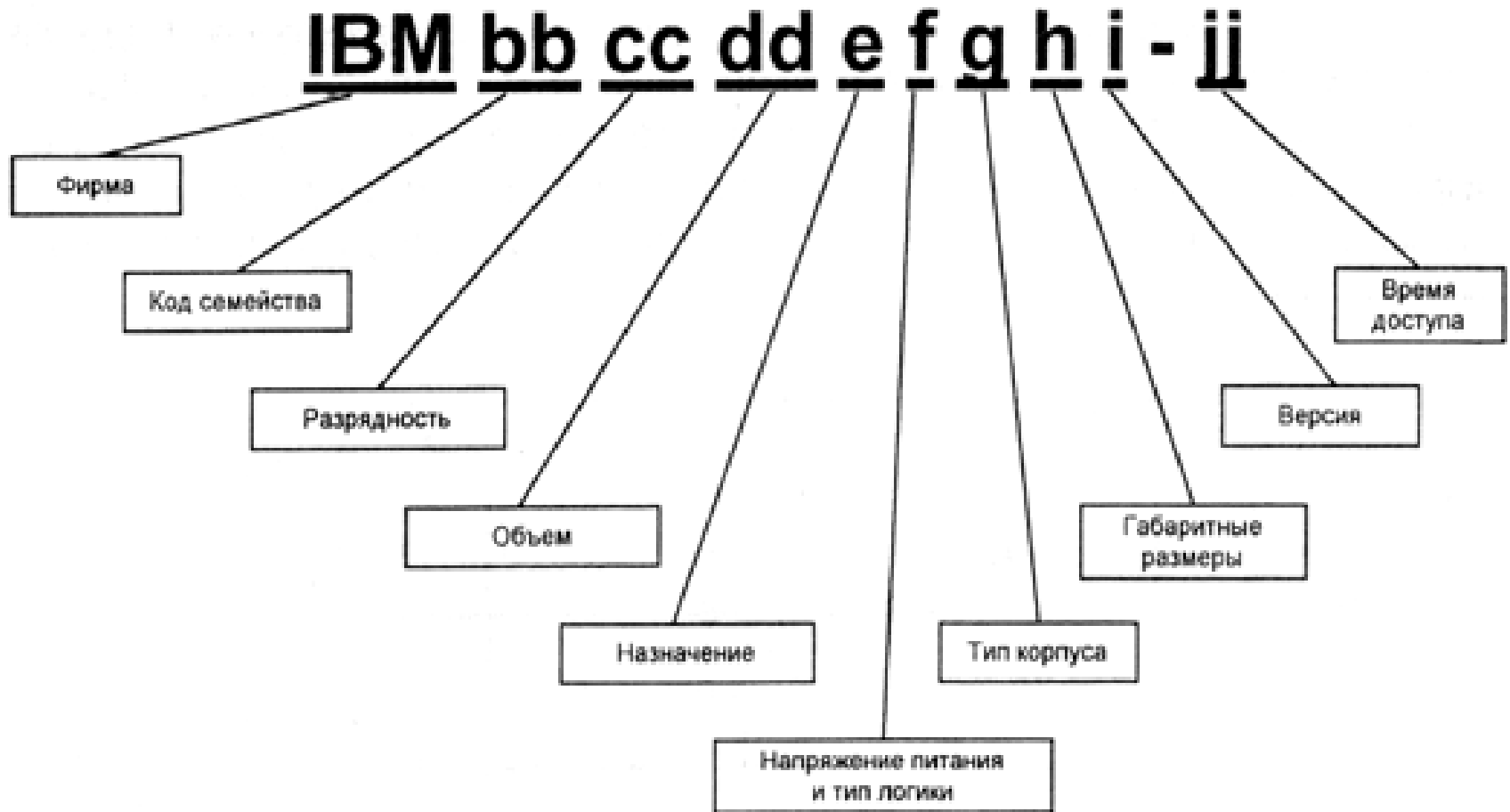
**Тип мікросхеми** (від двох до шести цифр).

**Код типу корпусу** (від одного до двох символів) - може бути відсутнім. Наприклад, N - пластмасовий корпус DIL (DIP), J - керамічний DIL (DIC), T - плоский металевий.

**Приклади позначень:** SN74ALS373, SN74ACT7801, SN7400.



# МАРКУВАННЯ ІВМ



# НАПІВПРОВІДНИКОВІ ІС

• **Напівпровідникова** (монолітна, твердотільна) технологія більш *придатна для масового виробництва ІС з високим ступенем інтеграції, характеристики яких не критичні щодо розкиду параметрів пасивних елементів, їх температурної нестабільності і впливу паразитних зв'язків. За напівпровідниковою технологією виготовляється більшість цифрових інтегральних схем і багатофункціональних аналогових ІС. Надійність напівпровідникових мікросхем значно вища, ніж у гібридних ІС, внаслідок невеликої кількості припаювань.*

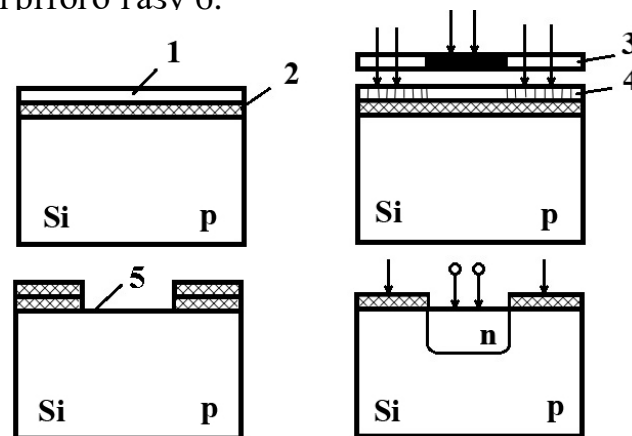
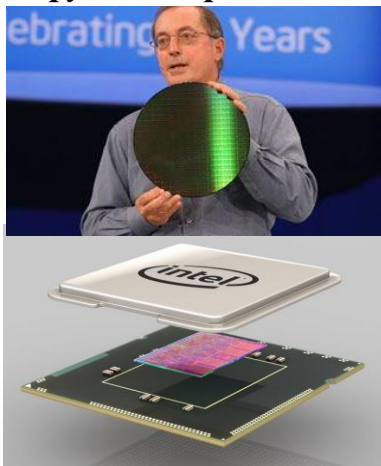
• Усі елементи напівпровідникових ІС виконані всередині напівпровідникового кристала – **чипа**.

Товщина чипа – 200-300 мкм, горизонтальні розміри – від 1,5·1,5 мм до 6,0·6,0 мм.

Використовуються дві технології виробництва ІС: **планарно-дифузійна та планарно-епітаксіальна**.

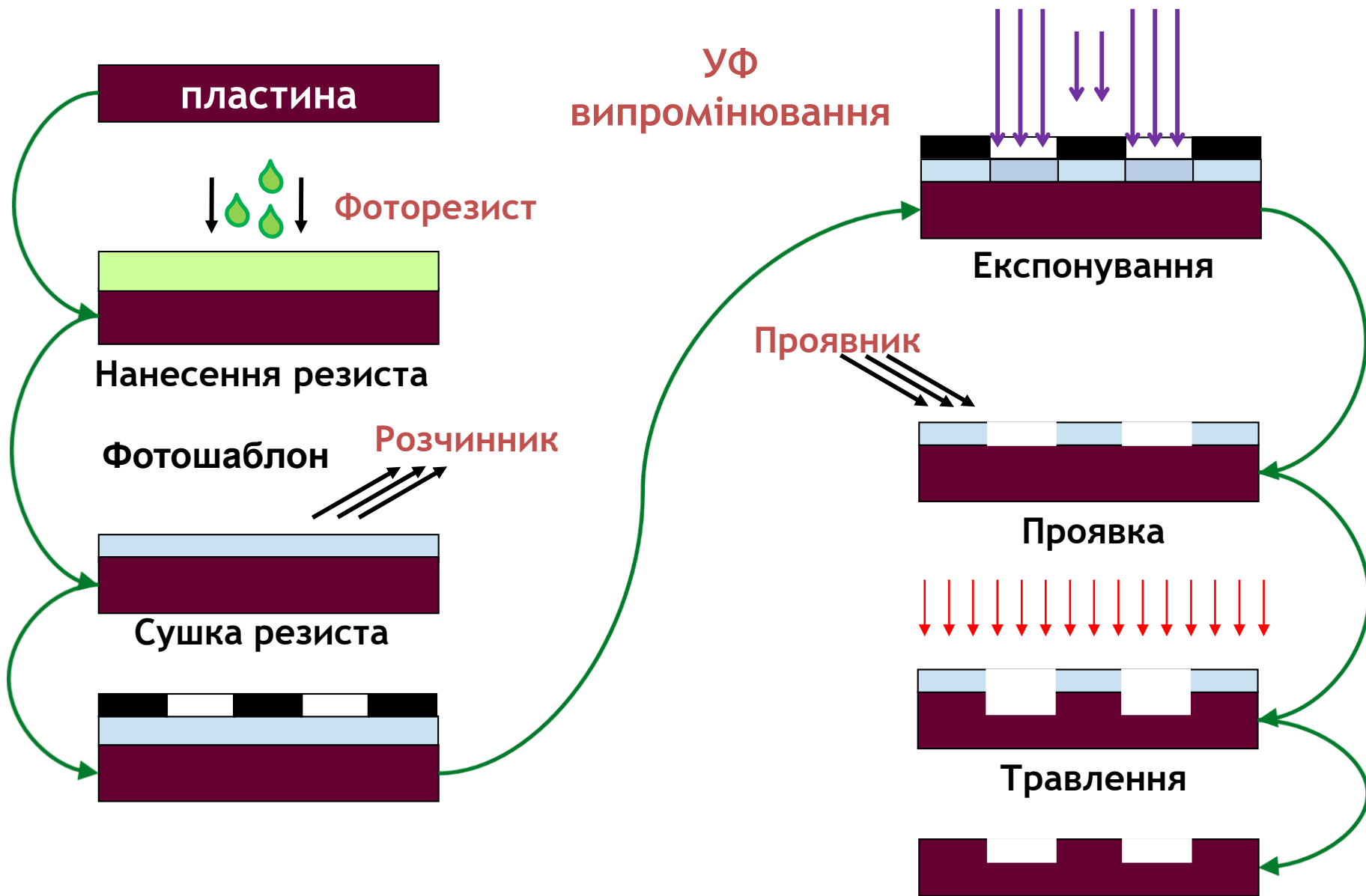
• **Планарно-дифузійна технологія виготовлення біполярних напівпровідникових інтегральних схем.**

• На кремнієвому кристалі (рис.) створюється тонкий шар двоокису  $\text{SiO}_2$ . На нього наноситься шар **фоторезиста** (1). Це речовина, яка під дією опромінення стає кислотостійкою. Фоторезист **опромінюється ультрафіолетовими променями через фотомашлон** 3 (фотопластинка з відповідним рисунком із прозорих і непрозорих ділянок). Опромінені ділянки **витравлюються травником**. Цей процес називається **фотолітографією**. На ділянках 5 утворюються **вікна**, через які здійснюється **процес дифузії донорних атомів** із нагрітого газу 6.



Технологія виготовлення біполярних структур ІС

# ОСНОВНІ ЕТАПИ ФОТОЛІТОГРАФІЇ



# ІЗОЛЯЦІЯ

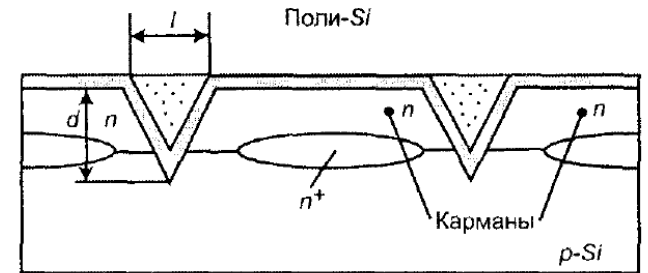
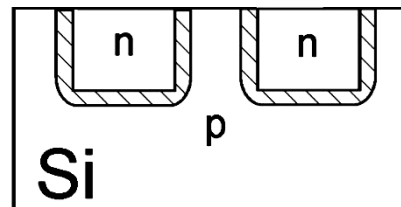
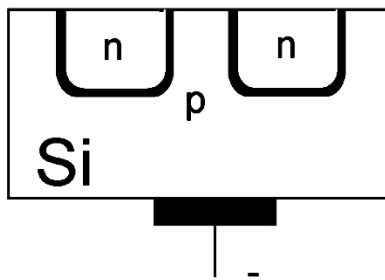
•Усі елементи напівпровідникових інтегральних схем містяться в єдиному кристалі. Щоб уникнути коротких замикань і утворення непередбачених міжз'єднань, окремі елементи ІС ізолюють. **Ізоляція** елементів від кристала і один від одного є дуже важливою. Відомі такі види ізоляції:

•1. **Ізоляція за допомогою p-n – переходу** (рис. а). Перехід зміщується у зворотному напрямі за допомогою негативного потенціалу (порядку кількох вольтів), який стало подається на підкладку. Перехід має дуже високий опір (кілька мегомів). Це зумовлене застосуванням кремнію з шириною забороненої зони  $\Delta E_g = 1,12$  еВ.

•**Ізоляція цього виду найбільш проста і дешева.** У «кишенях» в подальшому формуються активні та пасивні елементи.

•2. **Ізоляція за допомогою шару діелектрика** (рис. б). Між «кишенями» і кристалом кремнію утворюють тонкий діелектричний шар двоокису кремнію  $\text{SiO}_2$ . Якість ізоляції поліпшується, але виготовлення ускладнюється. Порівняно з попереднім способом ізоляції зменшується паразитна ємність між «кишенею» і кристалом.

•3. **Повна ізоляція або комбінована ізоляція** поєднує в собі діелектричну ізоляцію і ізоляцію зворотнорозміщеним переходом. Використовується в тих випадках, коли потрібно забезпечити малі паразитні ємності або високу радіаційну стійкість. Тут кожен елемент ІС ізолюється в ході технологічного циклу на загальній підкладці.



*Різновиди ізоляції напівпровідникових ІС*

# ТЕХНОЛОГІЯ ВИГОТОВЛЕННЯ ІС

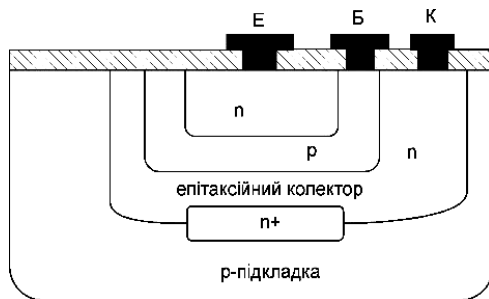
•Для створення транзисторів (БП і ПТ) використовують **планарно-дифузійну** та **планарно-епітаксіальну** технологію. У кремнієвому кристалі для цього спочатку формуються  $n$  – області (так звані «кишені»), які **відповідають емітерам усієї сукупності біполярних транзисторів цієї ІС**. При повторенні операцій послідовно формуються області бази, потім – колектори. Паралельно формуються пасивні елементи, а на поверхні кристала – міжз'єднання і контактні площадки.

•**Планарно-дифузійна технологія має такі недоліки:**

- нерівномірний розподіл домішок у областях;**
- нерівномірний опір колектора і збільшення його значення;**
- відсутні чіткі межі переходів, що призводить до зменшення напруги пробою між колектором і підкладкою;**
- підкладка дуже впливає на електричні параметри транзистора ІС.**

•Натомість біполярні інтегральні транзистори, виготовлені за **планарно-епітаксіальною технологією**, **відзначаються рівномірним розподілом домішок** за товщиною (рис.). Тут на  $p$ -підкладці вирощується епітаксіальна напівпровідникова плівка  $n$  - типу (колектор).

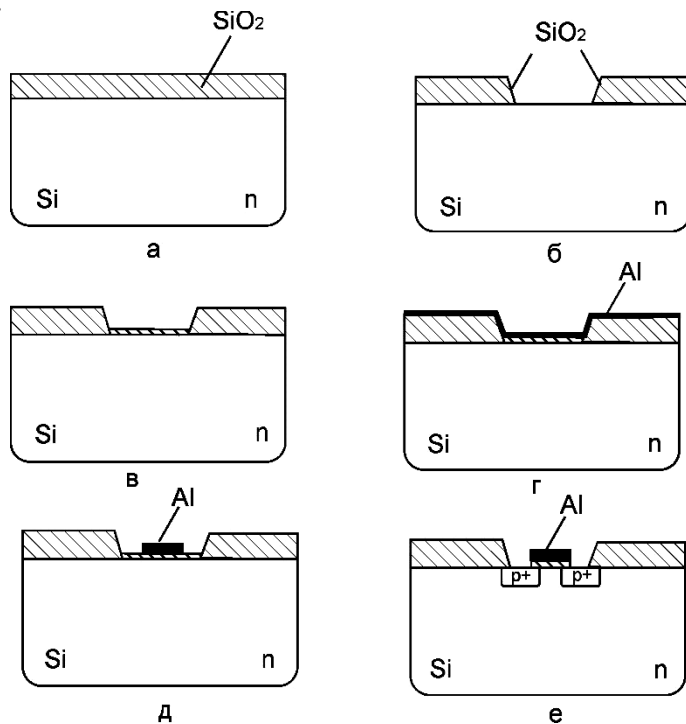
•Для зменшення опору колектора, а отже, зниження втрат потужності і ступеня впливу підкладки створюють прихований  $n^+$ - шар, який має менший порівняно з епітаксіальним  $n$  - шаром опір. Цей прихований шар створюється за допомогою додаткової дифузії донорних домішок у відповідні ділянки підкладки.



*Планарно-епітаксіальна біполярна структура*

# ТЕХНОЛОГІЯ ВИГОТОВЛЕННЯ ІНТЕГРАЛЬНИХ МОН (МДН) СТРУКТУР

•Послідовність операцій *планарно-дифузійної технології* показана на рис. на прикладі *польових транзисторів (ПТ)*. Вирощується товстий (до 1,5 мкм) шар окису кремнію  $\text{SiO}_2$  (а); за допомогою фотолітографії витравляється «вікно» (б); це вікно покривається тонким шаром  $\text{SiO}_2$  (0,2 мкм) (в); потім уся пластина покривається шаром матеріалу затвора (алюміній, хром, молібден) (г); за допомогою фотолітографії залишається шар металу тільки над тією областю, де буде *затвор* (д); шляхом дифузії та іонного легування створюються *p<sup>+</sup>- області витоку і стоку* (причому електрод затвора служить маскою) (е).



Технологія виготовлення МОН (МДН) - структур, польових транзисторів

Розглянемо найбільш спрощену послідовність технологічних операцій *виготовлення ІМС*

1. *Проектування схеми*
2. *Проектування фотошаблонів*
3. *Виготовлення фотошаблонів*
4. *Фотолітографія*
5. *Локальне впровадження домішок (пункти 4 і 5 повторюються декілька разів)*
6. *Металізація*
7. *Травлення металу*
8. *Контроль схеми на пластині*
9. *Скрайбування (різка пластини Si на окремі кристали)*
10. *Вихідний контроль*
11. *Установка в корпус*
12. *Створення відводів з корпусу.*

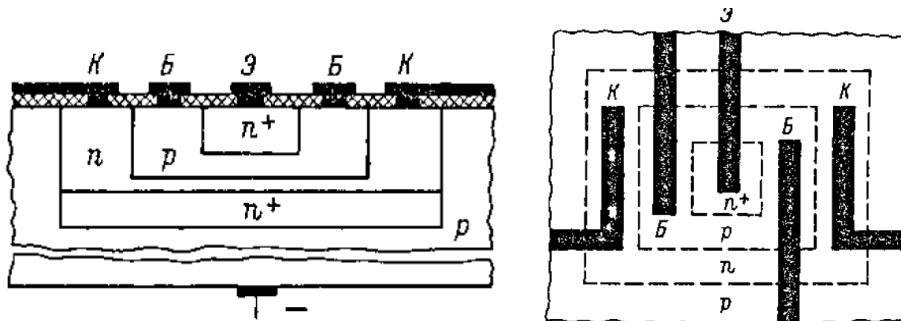
# БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ

• *Інтегральні біполярні транзистори виготовляються за планарною або планарно-епітаксіальною технологіями.* Методом дифузії в кристалі створюються області колектора, бази і емітера (рис. ). На рис. транзистор показаний в розрізі і в плані. *При виготовленні транзисторів напівпровідникових ІС, як правило, використовується кремнієва підкладка р - типу.* Отже, *інтегральні біполярні транзистори мають n-p-n – структуру.* Завдяки застосуванню кремнію, збільшується допустима робоча температура (до 150 °С); зменшуються зворотні струми; легко можна шляхом окиснення одержати захисний шар SiO<sub>2</sub>.

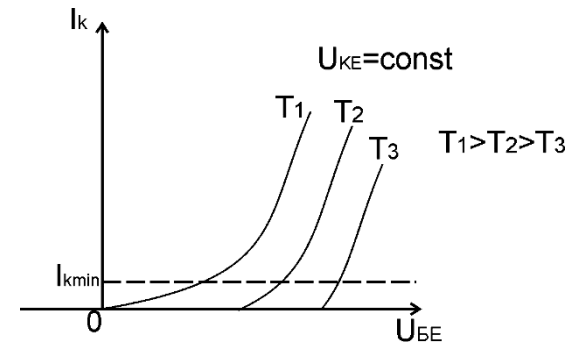
• *n-p-n – структура поліпшує частотні властивості транзисторів, оскільки електрони мають більшу рухливість, ніж дірки.* Біля колекторного переходу область колектора повинна мати знижену концентрацію донорних домішок, щоб при зростанні товщини переходу зменшувалася його бар'єрна ємність і зростала напруга пробою. Область емітера n<sup>+</sup>-типу – для зменшення опору і збільшення рівня інжекції.

• Для біполярних транзисторів ІС;  $\beta = 200$ ;  $f_{зр} = 500$  МГц;  $C_{КП} = 0,5$  пФ;  $U_{Кпроб} \leq 50$  В;  $U_{Епроб} \leq 8$ .

• У інтегральних біполярних транзисторів, як правило, відсутнє джерело зміщення бази. Отже, для них режим відсічки – це активний режим при малих струмах ( $I_K < I_{Kmin}$ , рис.).



Біполярний транзистор типу n-p-n

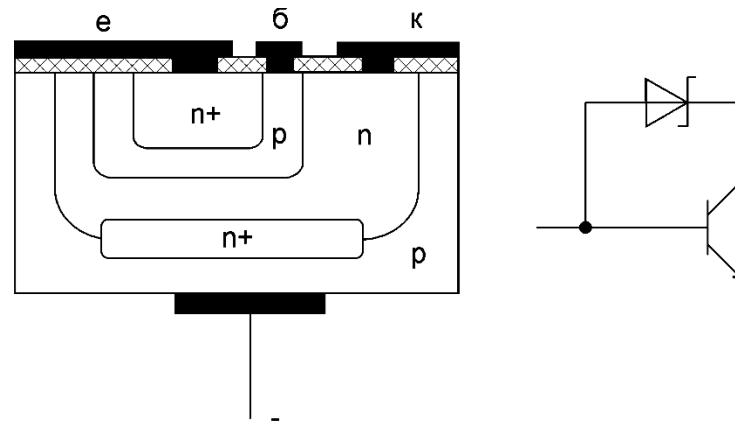


Прохідні характеристики інтегральних біполярних транзисторів

# БТ З БАР'ЄРОМ ШОТТКІ

•Для підвищення швидкодії транзистора у ключовому режимі (зниження часу розсмоктування неосновних носіїв у базі) застосовується легування бази золотом, яке прискорює рекомбінацію. Але більш ефективним з цією метою є *застосування транзисторів з бар'єром Шотткі, у яких колекторний перехід зашунтований діодом Шотткі* (рис. ).

•Діод Шотткі побудований на основі контакту «метал-напівпровідник» і має випрямні властивості. У цій конструкції *діод Шотткі створюється у місці контакту металу з високоомною колекторною областю*. У режимі відсічки і активному режимі потенціал колектора більший за потенціал бази ( $\phi_K > \phi_B$ ), діод Шотткі закритий, і транзистор із бар'єром Шотткі працює як звичайний біполярний транзистор. У режимі насичення  $\phi_K < \phi_B$  діод Шотткі відкривається, основна частина базового струму проходить у колектор через відкритий діод. Тому *надлишковий заряд у базі не накопичується*, і через це при вимкненні транзистора (при переході з режиму насичення до режиму відсічки або активного режиму) буде відсутньою стадія розсмоктування надлишкового заряду у базі.



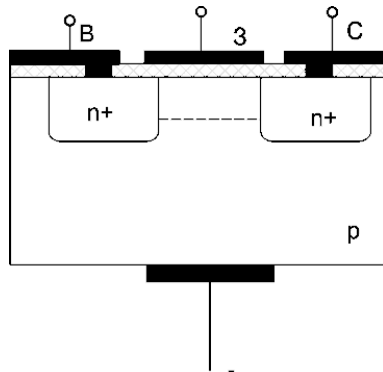
*Транзистор з бар'єром Шотткі*



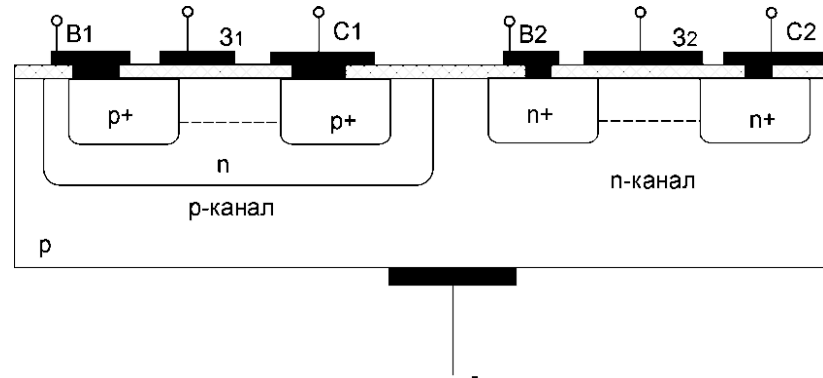
# МОН (МДН) - ТРАНЗИСТОРИ

• **Інтегральні МДН - структури (польові транзистори)** найчастіше виготовляються з індукованим каналом. З цією метою за **планарно-дифузійною технологією** створюються  $n^+$  – «кишені» витoku і стоку. На переходах між «кишенями» і підкладкою підтримується зворотна напруга, тобто здійснюється ізоляція (рис.1).

• У деяких ІС застосовують **пари МОН (МДН)-транзисторів з каналами  $n$  -  $i$   $p$  - типу на одному кристалі**. Такі пари називаються **комплементарними транзисторами** (КМОН, КМДН). Вони відрізняються надзвичайно малим споживанням струму (рис. 2).



Інтегральний МДН транзистор



Інтегральна КМДН-структура

# ДІОДНЕ ВМИКАННЯ БТ

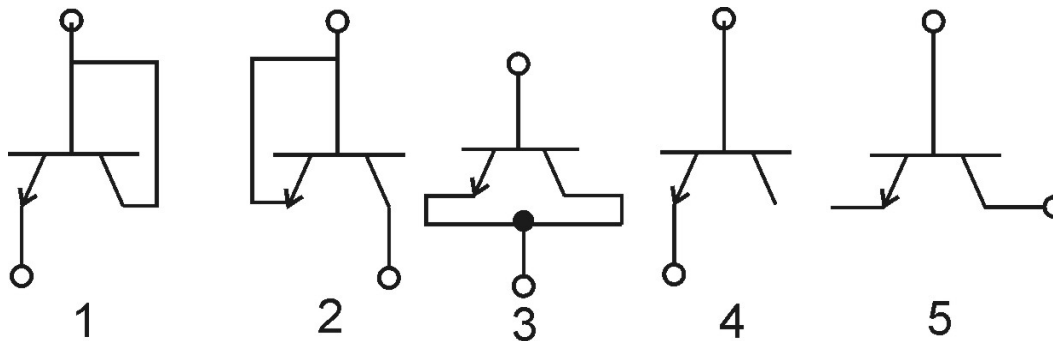
•Замість діодів застосовуються **біполярні транзистори** у діодному вмиканні.

Існує **п'ять варіантів** такого вмикання.

•У цих варіантах різною є пробійна напруга. У варіантах 1, 3 і 4  $U_{проб} = (5-7)$  В. У варіантах 2 і 5  $U_{проб} = (20-50)$  В. У варіантах 1 і 4 зворотні струми малі, бо площа емітерного переходу менша за площу колекторного. Найбільший зворотний струм у схемі 3 за рахунок паралельного вмикання переходів.

•Найбільшу швидкодію виявляє **варіант 1** (час перемикавання – одиниці наносекунд). У варіанті 4, де також застосовується тільки емітерний перехід, час перемикавання в кілька разів вищий. Обидва варіанти мають мінімальну ємність (частки пФ). **Варіанти 1 і 4 застосовуються у швидкодійних низьковольтних схемах.** Варіант 3 має максимальний час перемикавання (до 100 нс) і дещо більшу ємність.

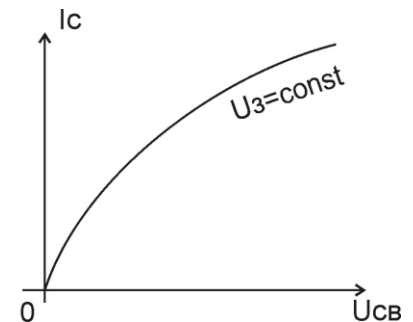
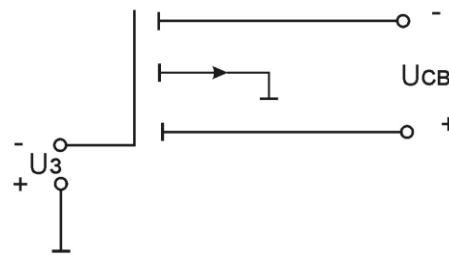
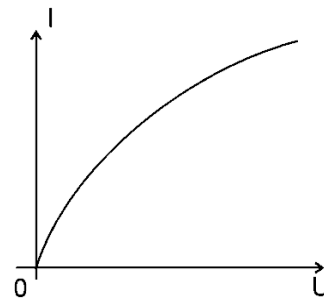
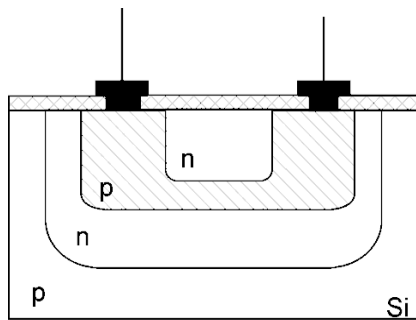
•**Найчастіше застосовуються варіанти 1, 4.** Варіант 1 у прямому вмиканні використовується як стабілізатор напруги 0,7 В (або напруги, кратної 0,7 В, при послідовному з'єднанні таких діодів).



Інтегральні діоди

# ДИФУЗІЙНІ РЕЗИСТОРИ

- Так звані **дифузійні резистори** одержують з бази інтегрального біполярного транзистора (рис.). Опір таких резисторів залежить від концентрації домішок напівпровідника і геометричних розмірів ділянки кристала.
- Номінал опору перебуває в межах десятків Ом – десятків кОм, потужність, що розсіюється, становить 0,1 Вт, допуск номіналу – (15 - 20)%. На відміну від звичайних активних опорів **дифузійні резистори є частотозалежними** з причини впливу бар'єрної ємності ізолюючого – переходу.
- У напівпровідникових ІС застосовуються і т. зв. **квазілінійні резистори на МДН – транзисторах з індуктованим каналом**. У них використовується ділянка вихідної (стокової) характеристики до настання перекриття каналу. Змінюючи величину напруги  $U_3$ , ми перестроюємо квазілінійний резистор. Опір таких елементів набуває значень від сотень Ом до десятків кОм.
- Можуть застосовуватися також т. зв. **пінч-резистори**, в яких реалізується структура польового транзистора з керувальним  $p-n$  переходом.

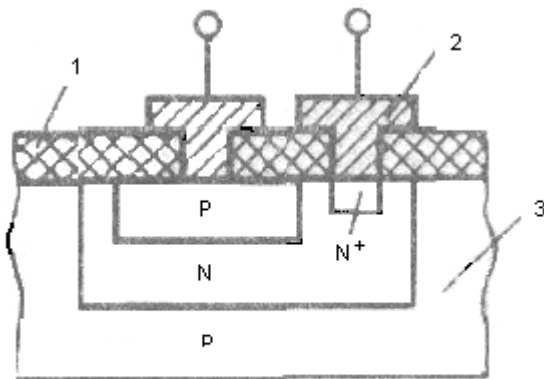


• Напівпровідниковий інтегральний резистор

Квазілінійні МДН резистори

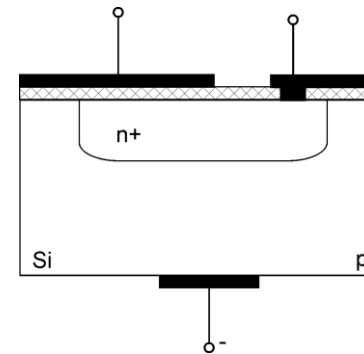
# ДИФУЗІЙНІ КОНДЕНСАТОРИ

- Найчастіше застосовуються **дифузійні конденсатори**, в яких основним параметром є бар'єрна ємність  $p-n$  – переходу, що, як відомо, залежить від площі переходу, діелектричної проникності  $\epsilon$  напівпровідника, концентрації домішок і прикладеної зворотної напруги (рис. 1)
- Ємність цих елементів набуває значень від 500 до 1500 пФ з допуском  $\pm 20\%$ . Номінал ємності визначає фіксована зворотна напруга. Дифузійні конденсатори можуть працювати і **як конденсатори змінної ємності**: змінюючи зворотну напругу від 1 до 10 В, змінюють ємність у 2-2,5 рази.
- У напівпровідникових ІС застосовують **МОН-конденсатори** (т. зв. металооксидні конденсатори) (рис.2).
- Однією обкладкою є дифузійний шар  $n^+$ , на якому створюється плівка  $\text{SiO}_2$ . Поверх цього шару наноситься алюмінієва плівка, яка відіграє роль другої обкладки. Ємність  $C \leq 500$  пФ, допуск  $\pm 25\%$ . У таких конденсаторах, на відміну від дифузійних, немає необхідності строго дотримуватися полярності вмикання. Крім того, в них відсутня нелінійна залежність ємності від напруги.



1-диоксид кремнія; 1-алюмінієвий контакт;  
3-кристалл кремнія

*Дифузійний конденсатор*



*МОН конденсатор*

# ПЛІВКОВА ТЕХНОЛОГІЯ

•Варто пам'ятати, що, крім напівпровідникових існують ще і **плівкові ІС**.

•**Плівкова ІС** – це така, у якій елементи і міжз'єднання виготовляються з плівок необхідної форми з різними електрофізичними властивостями і розміщуються на поверхні діелектричної підкладки (сітал) або діелектричної плівки. Однак плівкова технологія не дозволяє виготовляти активні елементи із задовільними параметрами. Відтак **чисто плівкові ІС** – це **пасивні схеми** (переважно резистивні розподільники напруги, набір резисторів і конденсаторів, резистивно-ємнісні схеми). Тому всі переваги плівкової технології застосовуються у високопрецизійних гібридних (суміщених) ІС.

•**Розрізняють два різновиди плівкових ІС:**

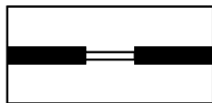
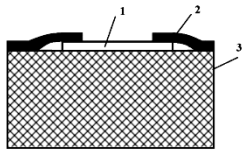
•**товстоплівкові**, у яких товщина нанесених плівок  $d > 10$  мкм;

•**тонкоплівкові**, у яких  $d \leq (1-2)$  мкм.

•Нанесення резистивних і провідникових плівок здійснюється через випарювання у вакуумі різноманітних матеріалів за допомогою трафаретів: ніхрому, діоксиду олова і т. ін.

•**Плівкові резистори** (рис.) мають значно більший діапазон номінальних значень і менший розкид параметрів порівняно з дифузійними резисторами (виготовленими за напівпровідниковою технологією).

•Опір плівкового резистора залежить від товщини ( $d$ ) і ширини плівки ( $b$ ), її довжини ( $l$ ) і матеріалу ( $R = \rho l/db$ ). Для створення більших опорів застосовуються з'єднання кількох плівок, резистори зигзагоподібної форми тощо.



$R \leq 5\text{кОм}$



$R > 5\text{кОм}$

Плівкові резистори:

1 – резистивна плівка (ніхром);

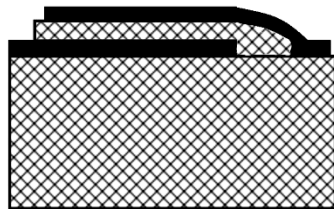
2 – провідникова плівка (алюміній);

3 – діелектрична підкладка

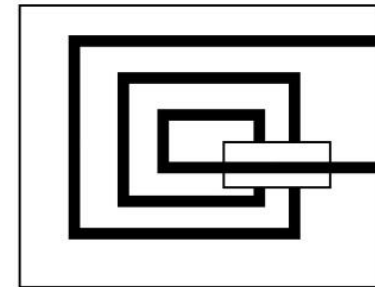
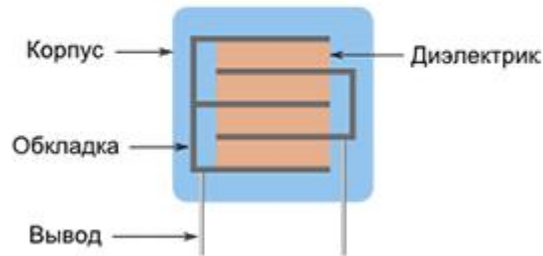
# ПЛІВКОВІ КОНДЕНСАТОРИ

• **Плівкові конденсатори** створюються шляхом почергового нанесення на діелектричну підкладку провідникових і діелектричних плівок (рис.1).

• Плівкова технологія дозволяє виконувати також **індуктивності** (у тому числі і трансформатори) у вигляді плоских спіралей прямокутної форми (рис. 2). На площі, яка не перевищує 25 мм<sup>2</sup>, можна одержати індуктивність  $L \leq 0,5$  мкГн. Наноситься також феромагнітна плівка для формування осердя.



Радіальні плівкові конденсатори



*Плівкові конденсатори*

*Плівкова котушка індуктивності*

# ГІБРИДНІ ІС

•*Основною мікроелектроніки є метод інтеграції (об'єднання) елементів.* При цьому сукупність елементів ІС і між'єднань виготовляється в єдиному технологічному процесі – одержують закінчений *функціональний вузол*. Автономно або разом із додатковими елементами цей вузол власне утворює інтегральну схему.

•*Застосовуються дві основні технології виготовлення ІС – напівпровідникова і гібридна.*

До технології виготовлення ІС ставлять *2 суперечливі вимоги:*

*1 Підвищений ступінь інтеграції (щільності упакування).*

*2 Необхідно мати універсальні ІС.*

•*Втім, збільшення ступеня інтеграції ІС обмежує сферу її застосування, тобто призводить до зниження універсальності схеми.*

•*Наявність двох технологій – гібридної і напівпровідникової – дещо розв'язує цю суперечність. Максимальну щільність упакування дає напівпровідникова технологія, проте вона є складною, і властивості елементів, виготовлених за нею, не завжди задовольняють вимогам технічного завдання (наприклад, розкид параметрів і т. ін.) Гібридна технологія є більш економною і пристосованою до спеціальних прецизійних пристроїв, дозволяє одержати ІС із кращими властивостями, хоча при цьому з низьким ступенем інтеграції.*

•*Гібридна плівкова технологія* полягає у наступному. На відшліфовану діелектричну підкладку (скло, кераміка) за допомогою масок наносяться плівки резистивних і напівпровідникових матеріалів, а також контактні площадки. Активні елементи за напівпровідниковою технологією, як уже зазначалося, не виготовляються, а виробляються окремо, у безкорпусному виконанні, а потім підпаюються. Підкладка розрізається на окремі ІС, які вкладаються до корпусів і приєднуються до контактних площадок відводів. Корпуси герметизуються і маркуються.

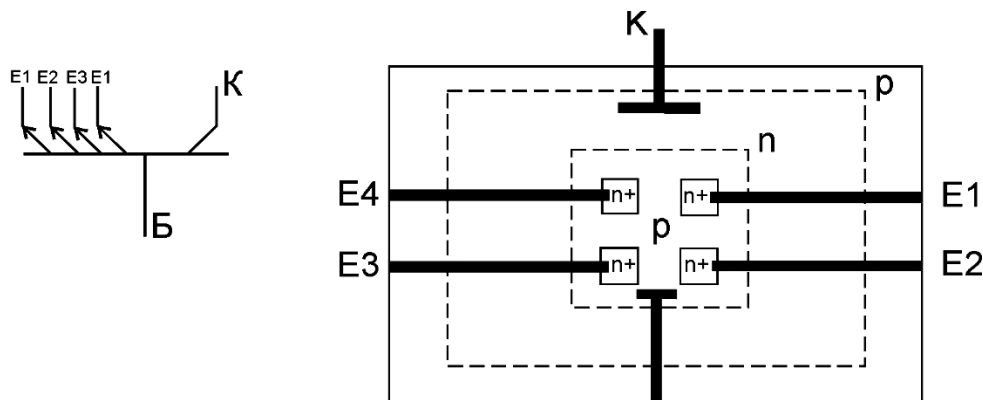
# БАГАТОЕМІТЕРНІ ТРАНЗИСТОРИ

• **Чотирьохемітерні біполярні транзистори з об'єднаними колекторами і базами** – це сукупність чотирьох незалежних транзисторних структур (оскільки взаємодія електродів через електрично нейтральну базу практично відсутня). До кожного емітера багатоемітерного транзистора  $E_1, E_2, E_3, E_4$  (рис.) може бути ввімкнене своє джерело відпираючої напруги. До інших джерел такий імпульс напруги не потрапляє, оскільки емітерні переходи, що не працюють у цей момент, перебувають під зворотною напругою. Кількість емітерів у такому транзисторі обмежена максимально допустимою відстанню між ними  $l \leq 10$  мкм і становить, як правило, (4 - 8) мкм.

• **Окрім багатоемітерних, у напівпровідникових ІС поширені і багатоклекторні транзистори.** Структура їх ідентична до багатоемітерних транзисторів, просто емітери стають колекторами, а колектор – емітером.

## Супербета - транзистори

• За рахунок надзвичайно тонкої бази ( $l = (0,2 - 0,3)$  мкм) коефіцієнт  $\beta$  цих транзисторів становить **декілька тисяч**. Однак напруга пробою у цих транзисторів  $U_{Кпроб} \leq (1,5-2)$  В. При великій напрузі настає пробій змикання.



Багатоемітерний транзистор



# ІС З ІНЖЕКЦІЙНИМ ЖИВЛЕННЯМ

•Традиційними *недоліками біполярних ІС* є:

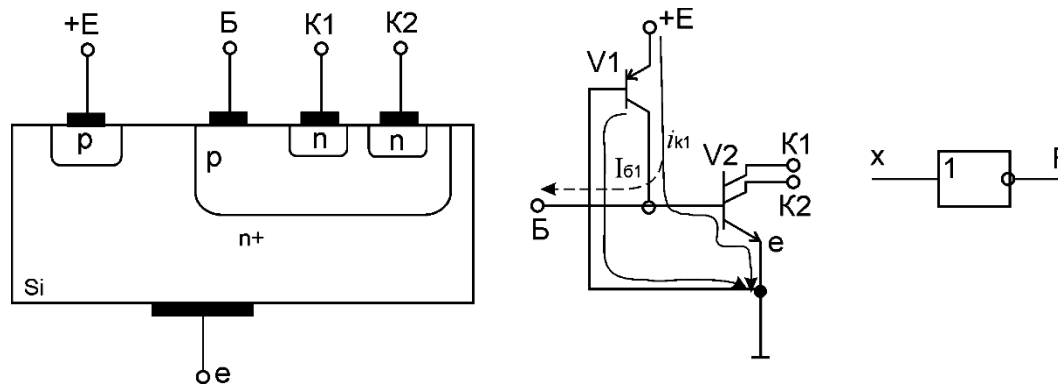
*мала щільність упакування;*

*висока розсіювальна потужність.*

•Ці недоліки подолані в *ІС з інжекційним живленням*. Ці схеми – насамперед *логічні елементи*, побудовані відповідно до принципу інжекційного живлення. Вони називаються *інтегральною інжекційною логікою (ІІЛ або І<sup>2</sup>Л)*. Застосовуються в ВІС, зокрема у мікропроцесорах (серії К 582, К584). *І<sup>2</sup>Л - елементи не мають аналогів у дискретних транзисторних схемах*. За щільністю упакування вони перевищують навіть МОН-структури, а за рівнем розсіюваної потужності наближаються до КМОН - структур. При цьому зберігається висока швидкодія, властива біполярним ІС. Основою І<sup>2</sup>Л елемента є схема наведена на рис. наступного плакату. *Елемент являє собою структуру, що складається з двох фізично об'єднаних транзисторів: горизонтального p-n-p і вертикального n-p-n*. Емітерна область p-n-p – транзистора називається інжектором і під'єднується до позитивного полюса джерела живлення (+E). Від одного інжектора можуть житися декілька схем. Вертикальний n-p-n – транзистор має кілька колекторів, які служать вихідними виводами логічного елемента. Особливості конструкції: спільна область n – типу є водночас базою p-n-p транзистора та емітером n-p-n – транзистора і підключається до корпусу; спільна область p – типу служить колектором p-n-p – транзистора і базою n-p-n – транзистора. За такої фізичної структури не потрібна ізоляція між окремими елементами І<sup>2</sup>Л, оскільки вони мають спільну n – область. Через це досягається висока щільність упакування (10000 елементів на кристалі). Весь елемент займає площу, що дорівнює площі одного багатоемітерного транзистора.

# ІС З ІНЖЕКЦІЙНИМ ЖИВЛЕННЯМ

- Зображений на рис. типовий елемент І<sup>2</sup>Л – це логічний елемент (ключ – інвертор).
- Його електричну схему можна подати у вигляді пари комплементарних біполярних транзисторів:  $V_2$  – багатоколекторний транзистор  $n-p-n$ , основа ключа;  $V_1$  –  $p-n-p$  – транзистор, постійно відкритий, який служить у схемах І<sup>2</sup>Л джерелом струму  $I_T$ . Цей струм створюється інжекцією дірок через ЕП  $p-n-p$  – транзистора  $V_1$ . Тому емітер, який виконує функцію джерела струму, вважається *інжектором*, а самі елементи – *логічними елементами з інжекційним живленням*.
- Величина  $E = (1,0 - 1,5)$  В. Через це логічні рівні схеми малі і становлять:  $U_1 = 0,75$  В;  $U_0 = 0,05$  В. І<sup>2</sup>Л - елемент працює у позитивній логіці. Якщо  $U_{ex} = U_1 = 0,75$  В, то багатоколекторний транзистор  $V_2$  відкритий, струм  $I_T = I_{K1}$  проходить в його базу, насичуючи прилад. При цьому на всіх колекторах  $V_2$  буде низький потенціал:  $U_{ex} = U_0 = 0,05$  В. Якщо ж  $U_{ex} = U_0 = 0,05$  В, то транзистор  $V_2$  закривається, і струм  $I_T = I_{K1}$  піде у вхідне коло. На виході І<sup>2</sup>Л-інвертора буде  $U_{ex} = U_1 = 0,75$  В – високий потенціал.
- Описаний І<sup>2</sup>Л - елемент є будівельною «цеглиною» більш складних логічних елементів.

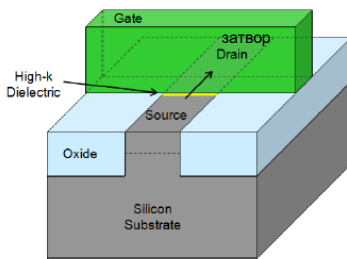


Елемент І<sup>2</sup>Л

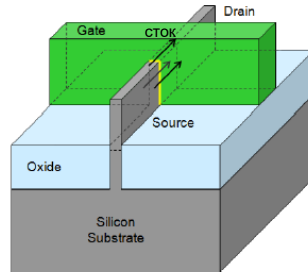
# TRI GATE АРХІТЕКТУРА

## Transistor Innovation

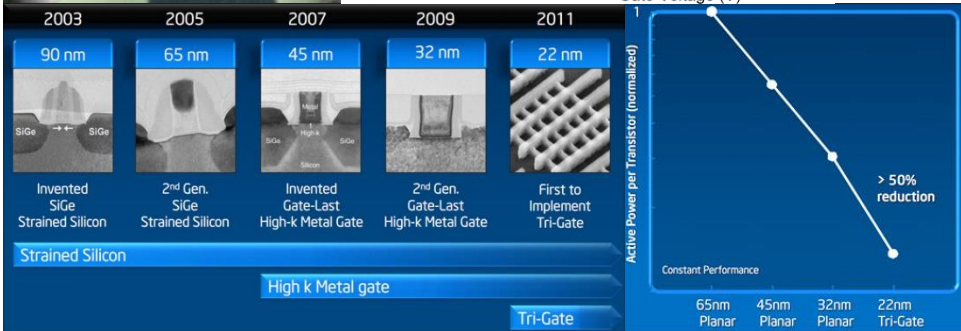
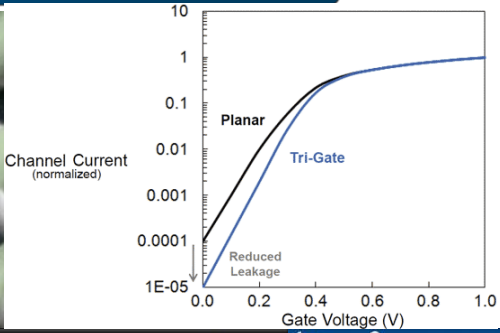
32 nm Planar Transistors



22 nm Tri-Gate Transistors



**Intel's 22 nm technology introduces revolutionary 3-D Tri-Gate transistors**



•У 2011 р. компанія Intel оголосила про прорив в еволюції транзисторів - логічних елементів сучасного процесора. В масовому виробництві відтепер буде застосовуватися **тривимірна структура**. **Перехід на нову структуру є революційною подією, оскільки до цього моменту в масовій електроніці використовувалися виключно планарні структури. З переходом від 32 нм на 22-нм норми виробництва традиційні структури були замінені більш доскональними транзисторами з тривимірною конструкцією (Tri-Gate).**

•Практичним результатом удосконалень в технологічному процесі є **як підвищення тактових частот процесорів, так і безперешкодне зниження їх напруги живлення і відповідне падіння тепловиділення**. Тривимірні транзистори Tri-Gate, працюють на більш низькій напрузі, **пропонують до 37% вищу продуктивність** у порівнянні зі звичайними транзисторами, виготовленими на базі 32-нм технології. Цей неймовірний ріст робить нові чіпи **ідеальними для кишенькових пристроїв**, які заради економії заряду батареї змушені постійно переходити з одного режиму енергоспоживання на інший. Процесори з новими транзисторами **можуть споживати менше половини потужності**, ніж 32-нм чіпи з двовірної структурою, пропонуючи той же рівень продуктивності.

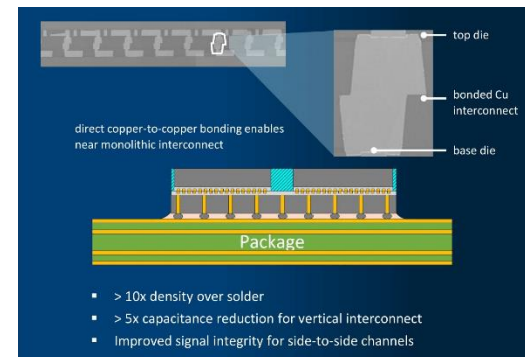
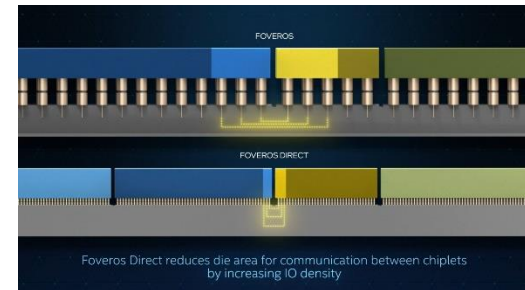
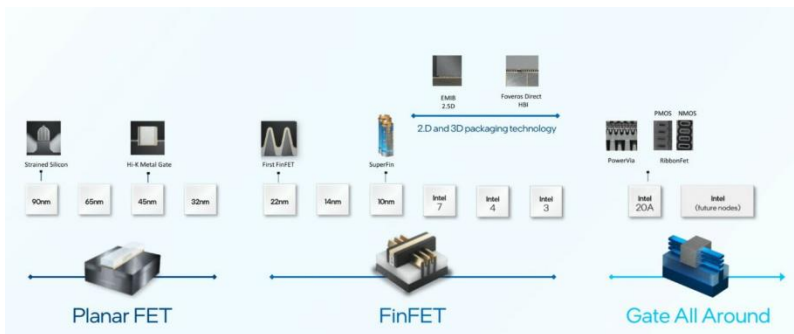
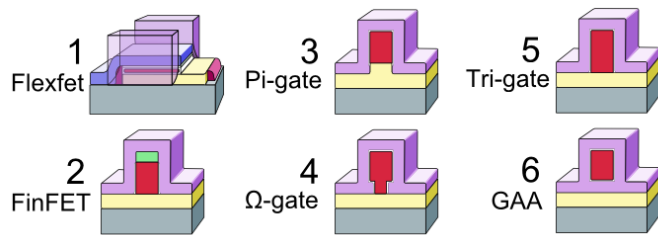
Процесор **Ivy Bridge**, що випускається за 22-нм технологічним процесом, складається з 1.480.000.000 (**майже 1,5 млрд.!!**) транзисторів, що означає приблизно 48-процентне ускладнення в порівнянні з попереднім чіпом компанії **Sandy Bridge**

Зниження струму витoku в тривимірному трьох-затворному транзисторі

# ПЛАНИ НА МАЙБУТНЄ

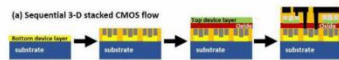
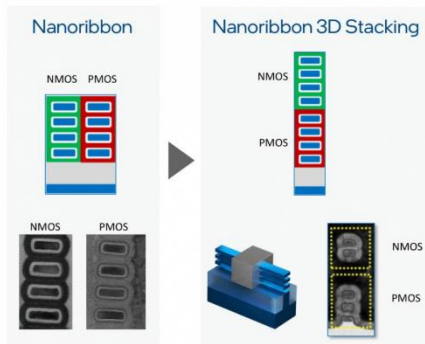
•Плани Intel, AMD, Apple та виробників ARM наступного покоління свідчать, що *ми на порозі невеликої технологічної революції*. Транзистори з *круговим затвором*, техпроцес 2 нм, 3D-компонування, квантові технології – ось плани виробництва мікросхем на найближчі роки. На галузевій конференції IEDM 2021 компанія Intel поділилася планами на найближчу п'ятирічку. Вона розраховує на фундаментальні технологічні прориви у таких областях: *упаковка мікросхем із 10-кратним підвищенням щільності міжз'єднань*; *збільшення щільності розміщення транзисторів у CMOS на 30-50%*; *перші у світі перемикачі на основі GaN (нітрид галію)*; *нові концепції у фізиці, які можуть зробити революцію у обчислювальній техніці*.

•Як показано на слайді, сучасні технологічні процеси використовують *польові транзистори з вертикальним затвором (FinFET)* (рис.). Зараз відбувається перехід із технології компонентування міжз'єднань EMIB (2.5 D) на Foveros Direct HBI (3D). Технологія тривимірного компонентування *Foveros Direct* дозволяє зменшити крок контактних майданчиків до 10 мікрон, що збільшує щільність міжз'єднань (рис).

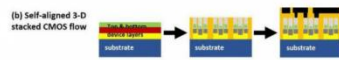


# ПЛАНИ НА МАЙБУТНЄ

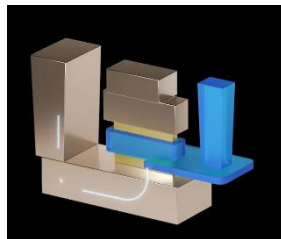
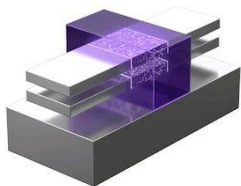
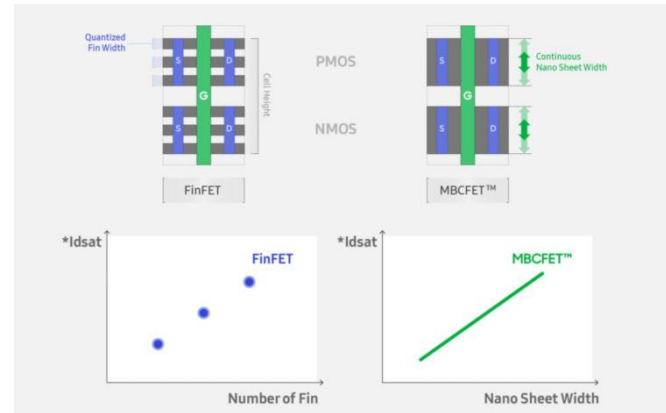
•Подальше зменшення технологічних і розмірів компонентів на техпроцесі 2 нм передбачає використання *транзисторів з круговим затвором* — **GAAFET** (Gate All Around). У такому напрямку рухаються й інші розробники мікроелектроніки. Нещодавно компанія **Samsung** також анонсувала транзистори GAAFET з використанням *техпроцесу 2 нм*. Свої транзистори з круговим затвором **Samsung** позначає *аббревіатурою* **MBCFET** (multi-bridge channel FET). Перше покоління вироблятиметься за нормами 3 нм. **TSMC** переходить на 2 нм у 2025 році одночасно з **Samsung** та **Intel**. *Нарешті, IBM і Samsung теж недавно заявили про «революційну розробку» та плани подолати бар'єр 1 нм.*



Sequential: Record performance Ge PMOS nanoribbon on Si NMOS FinFET (sequential)



Self-aligned: High performance NMOS-on-PMOS multi-RibbonFET silicon transistors with 55nm poly pitch



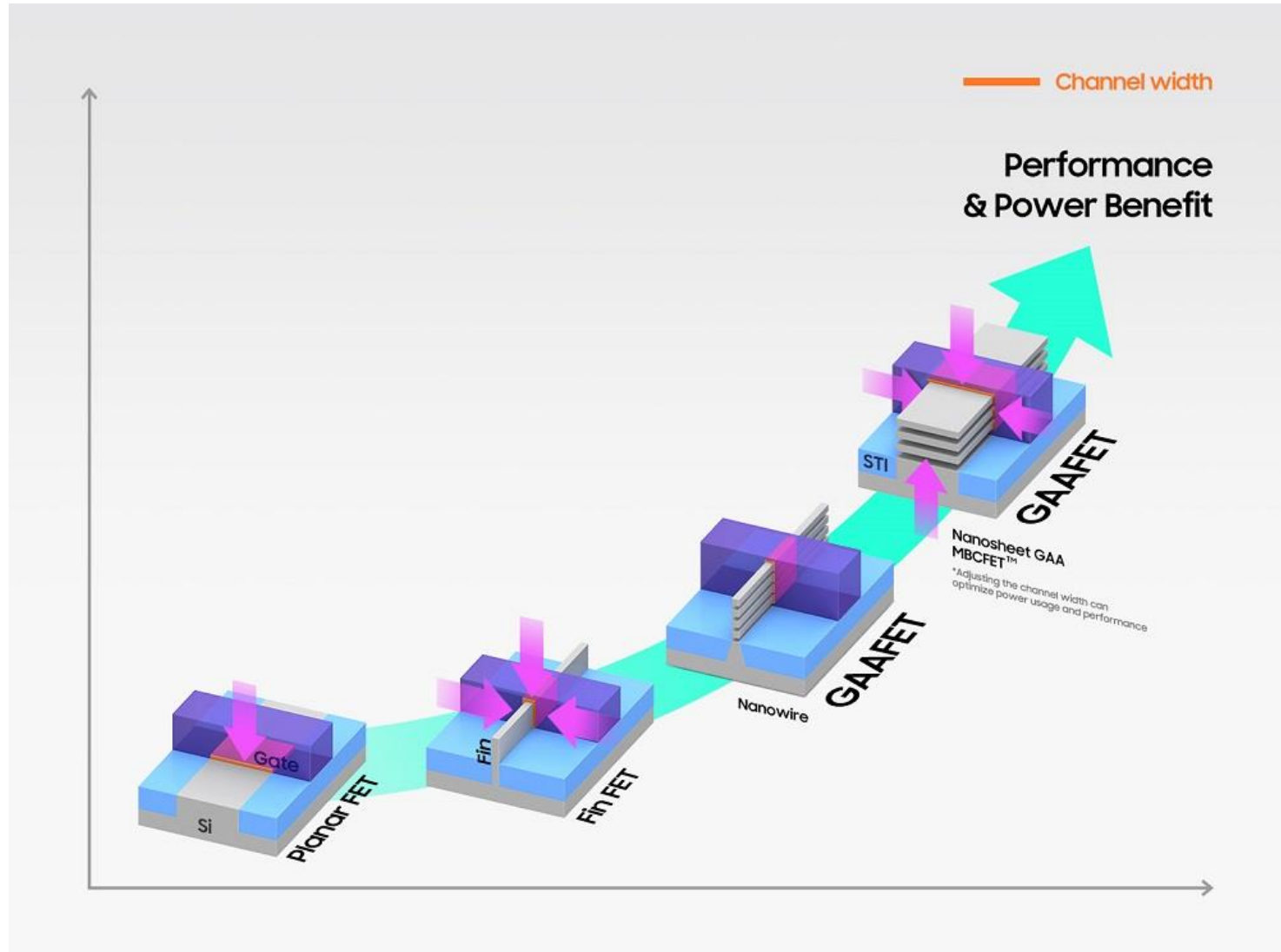
*VTFET* набагато краще піддається сучасним технологіям виробництва, оскільки тут пристрій ніби повернений набік. Той самий GAA, але боком, що позбавляє труднощів анізотропного травлення. Сформувані плоске кільце легко та просто за допомогою сучасних процесів, запевняють розробники.

# НОВІ ВИДИ АРХІТЕКТУРИ

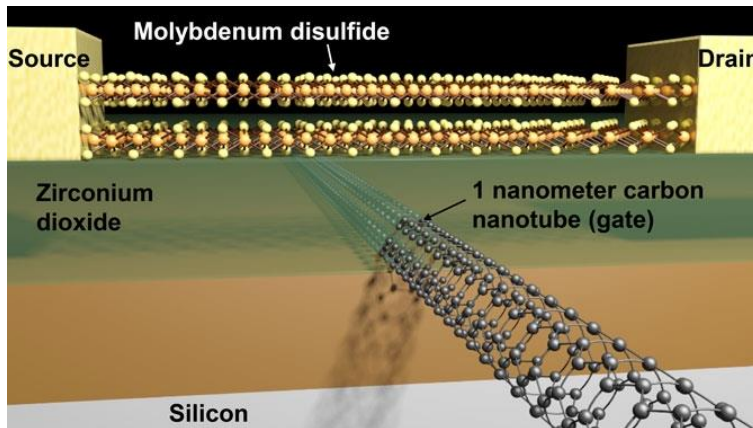
Цікаві події відбуваються у створенні *процесорних архітектур*. Компанія **AMD** завдяки революційній *мікроархітектурі Zen* видала кілька рекордних років. 2021 року на десктопах вона ненадовго навіть випередила Intel, вперше з 2006 року. **AMD** стала реальним технологічним лідером, у якого реально найкращі мікросхеми за всіма параметрами: продуктивність, енергоефективність та ціна. Але в другій половині року **Intel** спробувала вирівняти ситуацію, випустивши 12 покоління Alder Lake за техпроцесом Intel 7 (колишній 10ESF) з підтримкою DDR5 і запропонувавши великі знижки на процесори попередніх поколінь. На нас чекає дуже цікавий 2022 рік. Можливо, **AMD** представить процесори на архітектурі Zen 4 (платформа AM5, техпроцес TSMC N5) із підтримкою DDR5 та PCIe Gen5. За попередніми оцінками вони будуть на 25–40% швидшими за нинішнє покоління при тій же тактовій частоті. AMD провела захід 4 січня 2022 року на виставці CES з презентацією технології 3D V-Cache та процесорів, які мають стати гідною відповіддю Alder Lake. У той же час, Intel доповнить лінійку 12-го покоління, у тому числі випустить топовий Core i9-12900KS з частотою 5,2 ГГц на всіх ядрах.

Максимальна щільність транзисторів (млн транзисторів на мм <sup>2</sup> )				
	IBM	TSMC	Intel	Samsung
22 нм			16,50	
16/14 нм		28,88	44,67	33,32
10 нм		52,51	100,76	51,82
7 нм		91,20	100,76	95,08
5/4 нм		171,30	~200	126,89
3 нм		292,21		
2 нм / 20А	333,33			

# РОЗВИТОК ТЕХНОЛОГІЇ СТВОРЕННЯ ПТ



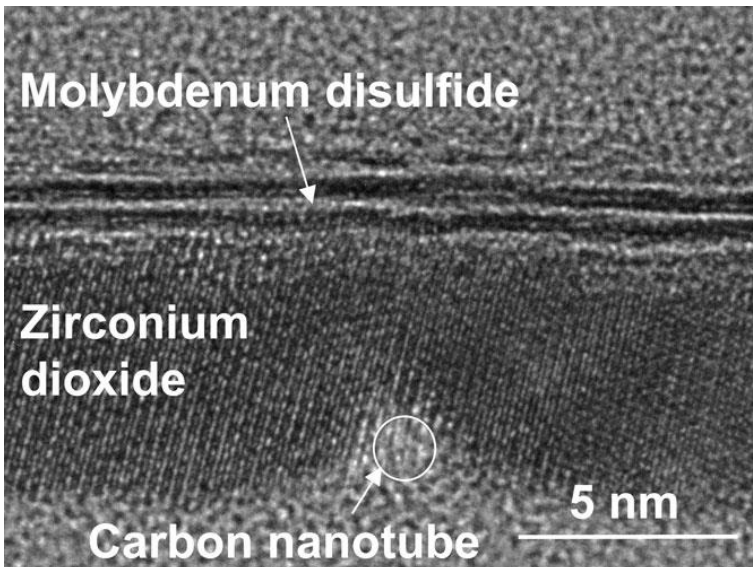
# ТРАНЗИСТОРИ НА MoS<sub>2</sub>



•Команді в складі Алі Джава (Ali Javey), Джеффа бокорі (Jeff Bokor), Ченмінга Ху (Chenming Hu), Муна Кіма (Moon Kim) і Філіпа Вонга (H.S. Philip Wong) вдалося створити **транзистор з 1-нанометровим затвором**. У теорії це відкриття дозволить зробити напівпровідникові чіпи ще меншими. Для порівняння: **розміри затворів сучасних кремнієвих транзисторів в основному становлять 3-5 нм**. Для досягнення результату дослідники **використовували дисульфід молібдену (MoS<sub>2</sub>) з затвором з вуглецевої нанотрубки**.

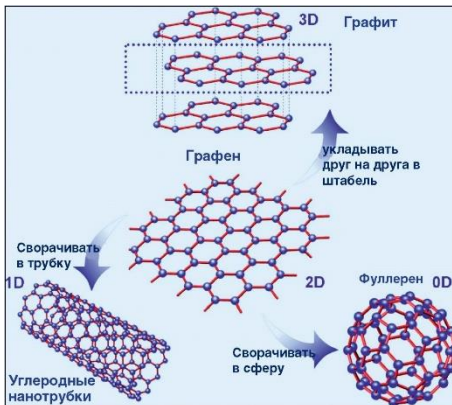
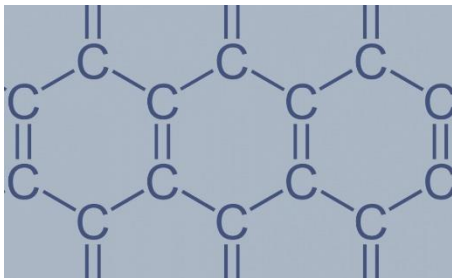
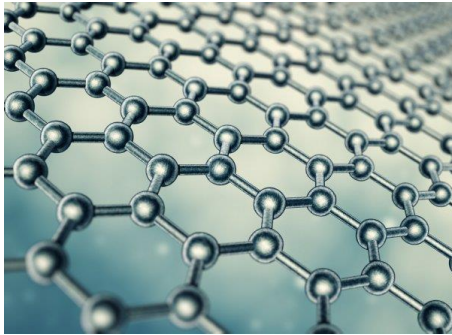
•Проблема з надмалими транзисторами полягає у тому, що **чим вони менші, тим складніше стає контролювати передачу електронів через матеріал, струми витoku стають занадто високими, і транзистори не працюють**. Але завдяки тому, що електрони збільшують ефективну масу («тяжчають»), проходячи через MoS<sub>2</sub>, з'являється можливість використовувати меншу довжину затвора, аж до 1 нм. Вимірювання вчених показали, що транзистор на основі MoS<sub>2</sub> з **1-нм затвором з вуглецевих нанотрубок** дозволяє здійснювати ефективне управління потоком електронів.

•**Вчені не в перший раз долають поріг в 3-5 нм при створенні транзисторів**. Наприклад, ще в 2008 році Університет Манчестера використав графен для створення 1-нм транзистора, а в 2006 р. корейські вчені застосували FinFET для створення транзистора з довжиною каналу в 3 нм.





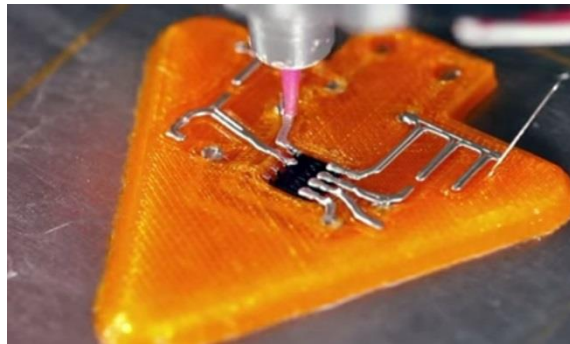
# ЕЛЕКТРОНІКА НА ГРАФЕНІ



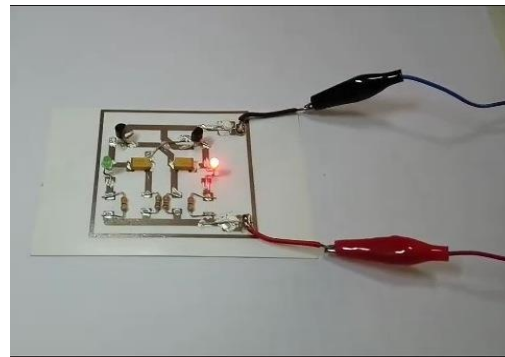
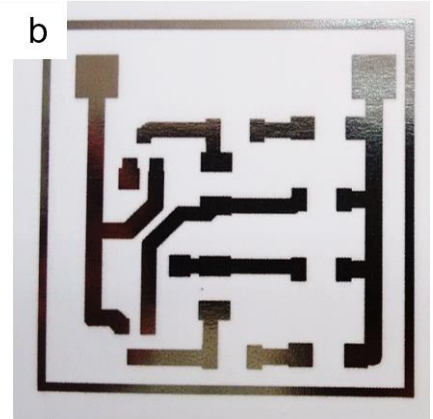
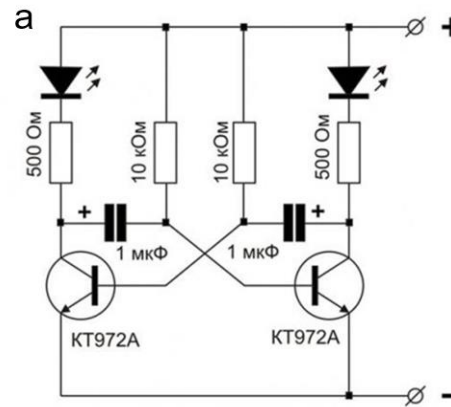
•**Графен** (англ. graphene) - *двоірнa алотропна модифікація вуглецю, утворена шаром атомів вуглецю товщиною в один атом. Одне з основних можливих застосувань графена створення транзисторів.* Розробники зможуть розмістити на кристалі значно більше число графенових транзисторів, ніж більш "громіздких" кремнієвих. Одна з важливих властивостей графена - активна реакція на вплив електричного поля, завдяки чому його електростатично регульована концентрація носіїв перевищує  $10^{14}$  см<sup>-2</sup>. До того ж *графен відрізняється високою рухливістю електронів і дірок* (до  $10^4$  см<sup>2</sup>/В·с при 300 К). Це і привертає увагу до нього як до *перспективного матеріалу для створення високочастотних польових транзисторів (ВПТ).* Розробка ПТ на основі графену почалася практично одночасно з його одержанням. *Перший графеновий ПТ (GFET) був створений в 2004 р. на SiO<sub>2</sub>/Si-підкладці. Перший транзистор з верхнім затвором був виготовлений в 2007 р. фахівцями Центру перспективної мікроелектроніки Ахена (Німеччина).* У наступному році в Колумбійському університеті був продемонстрований перший GFET з затвором з нітриду бору довжиною 600 нм і з аналогічною для звичайних Si і A<sub>3</sub>B<sub>5</sub>-транзисторів частотною характеристикою. *Його максимальна частота дорівнювала 34 ГГц.* Це послужило поштовхом до пошвавлення розробок ПТ на графені. *В кінці 2008 р. компанія IBM оголосила про створення GFET з затвором довжиною 150 нм і частотою відсічення  $f_t = 26$  ГГц,* - важливий крок на шляху виконання програми створення вуглецевого електроніки для ВЧ-застосувань (*Carbon Electronics for RF Applications, CERA*). Програма спонсорувалася **DARPA** і проводилася під керівництвом *Центру космічних і військово-морських систем США. Незабаром компанія Hughes Research Laboratories повідомила про створення ВЧ GFET на графені, вирощеному на карбіді кремнію.* Довжина затвора становила 2 мкм, частота  $f_t$  - 5 ГГц. У 2010 р. фахівці IBM отримали частоту відсічення 100 ГГц у графенового транзистора з довжиною затвора 240 нм, виконаного на SiC-підкладці. У тому ж році група вчених Каліфорнійського університету виготовила GFET з використанням нанодоту як затвора. Частота відсічення транзистора  $f_t = 300$  ГГц і 420 ГГц при довжині затвора 140 і 67 нм відповідно. Таким чином, *експериментальні графенові транзистори за частотою відсічення виявилися порівнянні з кращими сучасними приладами на основі напівпровідників A<sub>3</sub>B<sub>5</sub>* (300 і 400 ГГц при тих же значеннях довжини затвора) і істотно перевершують кремнієві транзистори (140 і 250 ГГц при аналогічних значеннях довжини затвора).

# ДРУК ЕЛЕКТРОНІКИ ПРИНТЕРАМИ

- <https://www.facte.eu/3d-ustroistva/3d-pechat-elektroniki-rabbit-proto>
- <https://habr.com/ru/company/top3dshop/blog/424413/>



3D-принтер, виготовлений компанією Voxel8, для друку електроніки (а) та приклад друку провідних доріжок металевими струмопровідними чорнилами (б)



Функціональна електрична схема мультивібратора (а) та провідних доріжок (б), для електронних пристроїв, які надруковані сріблом (Ag) на гнучкій підкладці; практична реалізація схеми мультивібраторів (с) СумДУ, кафедра ЕКТ<sub>61</sub>

# ОПТОЕЛЕКТРОНІКА

- У наш час швидко розвиваються нові області електроніки *де носіями інформації виступають не електрони: оптоелектроніка, спінтроніка, плазмоніка, акустоелектроніка та ін.*
- Електронні пристрої та системи, в яких використовують разом із традиційними електричними ефектами неелектричні (оптичні), лежать в основі нового напрямку в електроніці – *оптоелектроніки.*
- *Оптоелектроніка* – це галузь електроніки, в якій вивчаються як оптичні, так і електронні явища в кристалах, а також розглядаються питання перетворення оптичних сигналів у електричні та навпаки.
- У широкому сенсі *оптоелектронний пристрій* це прилад, що випромінює або перетворює електромагнітне випромінювання у видимій, інфрачервоній (ІЧ) або ультрафіолетовій (УФ) областях спектру, або використовує подібне випромінювання для внутрішньої взаємодії його елементів.
- *Оптоелектронні напівпровідникові прилади (ОПП)* ділять на *випромінювачі, приймачі випромінювання, оптопару і оптоелектронні ІМС (табл. 1).*

Оптоэлектронные полупроводниковые приборы																	
Полупроводниковые излучатели					Полупроводниковые приемники излучения					Оптопары			Опто-електронные интегральные схемы				
Некогерентные излучатели				Когерентные излучатели	Фоторезисторы	Фотодиоды	Фотоэлементы	Фототранзисторы	Фототиристоры	Приборы с зарядовой связью	Приемники проникающей радиации	Резисторные оптопары		Диодные оптопары	Транзисторные оптопары	Тиристорные оптопары	
Инфракрасные диоды (ИКД)	Светозлучающие диоды (СИД)	Знаковые индикаторы	Шкалы и экраны	Электролюминисцентные порошковые и плёночные излучатели													
Полупроводниковые лазеры с различными видами возбуждения																	

Перераховані вище групи приладів здійснюють генерацію, перетворення, передачу і збереження інформації. *Носіями інформації в оптоелектроніці є нейтральні в електричному розумінні частинки - фотони*, які не чуттєві до впливу електричних і електромагнітних полів, не взаємодіють між собою і створюють односпрямовану передачу сигналу, що забезпечує високу перешкодозахищеність і гальванічну розв'язку вхідних і вихідних електричних кіл.

# ОПТОЕЛЕКТРОНІКА

- Оптоелектроніку характеризують три основні риси.
- 1. **Фізичну основу оптоелектроніки** складають явища, методи, засоби, для яких принципово сполучення і нерозривність оптичних та електронних процесів. В оптоелектронних процесах відбуваються перетворення енергії виду  $E \rightarrow L$  (у випромінювачах) та  $L \rightarrow E$  (у фотоприймачах), а також  $L \rightarrow L$  (під час розповсюдження випромінювання), де  $L$  і  $E$  оптичне і електричне збурення.
- 2. **Технічну основу** ОЕ-ки визначають конструктивно–технологічні концепції сучасної мікроелектроніки: мініатюризація елементів; переважний розвиток твердотільних площинні конструкцій; інтеграція елементів; інтеграція елементів і функцій; орієнтування на спеціальні надчисті матеріали; використання методів групової обробки виробів, таких як епітаксія, фотолітографія, нанесення тонких плівок, дифузія, іонна імплантація, плазмохімія.
- 3. **Функціональне призначення** ОЕ-ки полягає у розв'язанні задач інформатики: генерації інформації шляхом перетворення різних зовнішніх впливів у відповідні електричні та оптичні сигнали; переносі інформації; перетворенні інформації за заданим алгоритмом;
- збереженні інформації, включаючи такі процеси, як записування, зчитування, стирання; відображення інформації.
- Для розв'язання цих задач в ОЕ - них пристроях **використовують інформаційні сигнали в оптичній та електричній формах, але визначальними є оптичні сигнали**. Часто ОЕ - ний **пристрій фактично є оптичним, а електроніка виконує допоміжні "обслуговуючі" функції**. В таких випадках **"оптоелектроніка - це оптика, що керується електронікою"**. Відзначимо, що перехід до оптичних систем (з "відсуванням електроніки" на периферію) дає максимальний ефект.
- **ОЕ - ка синтезує досягнення ряду областей**: квантова електроніка, напівпровідникова техніка, оптика, фото електроніка, електрооптика, світлотехніка, нелінійна оптика, голографія, волоконна оптика, ІЧ-техніка.

# ПЕРЕВАГИ ОЕ

• **Принципові позитивні якості ОЕ-ки** обумовлені *специфічними особливостями електромагнітних хвиль оптичного діапазону*, відмінними властивостями фотона, як носія інформації, і проявляються у наступних основних моментах.

• **Високочастотність.** Частота оптичних коливань на 3-5 порядків вища, ніж радіотехнічного діапазону. Це означає, що у стільки ж разів *зростає пропускна спроможність оптичного каналу передачі інформації*.

• **Гостре фокусування.** Відповідно до дифракційної теорії *потік випромінювання можна сфокусувати до плями з поперечним лінійним розміром близько  $\lambda/2$* ; такий же і мінімальний крок дискретності оптичних впливів. Це означає, що *максимальна густина запису оптичної інформації може сягати  $4/\lambda^2$ , тобто  $10^9$ -  $10^{10}$  біт/см<sup>2</sup>*.

• **Направленість.** Кутова розбіжність променю, що обумовлена фундаментальними дифракційними границями,  $\alpha \approx \lambda/A$ , де  $A$  - апертура випромінювача. Внаслідок малості  $\lambda$  при значеннях  $A$ , що можна практично реалізувати досягається зниження  $\alpha$  до рівня десятків чи одиниць кутових секунд.

• **Розв'язка.** Використання як *носіїв інформації електрично нейтральних фотонів* обумовлює безконтактність оптичного зв'язку. Звідси витікає *ідеальна електрична розв'язка входу і виходу*:

• *однонаправленість потоку інформації і відсутність зворотної реакції приймача на джерело*; перешкодозахищеність оптичних каналів зв'язку; прихованість передачі інформації за оптичним каналом зв'язку.

• **Візуалізація.** Оптоелектроніка, що охоплює видимий діапазон електромагнітного спектру, *дозволяє перетворити інформацію, яка представлена в електричній формі, в зорову*, тобто в форму, найбільш зручну для сприйняття людиною.

• **Фоточутливість.** Ця властивість робить можливим сприйняття образів тобто *перетворення поля випромінювання в адекватну йому електричну інформаційну дію* (звично у відеосигнал). При цьому на відміну від людського ока оптоелектронний прилад може "бачити" предмети у будь-якій необхідній області оптичного спектру.

• **Просторова модуляція.** Електронейтральність фотонів обумовлює не взаємодію (незмішуванність) окремих оптичних потоків. Внаслідок цього, на відміну від електричного струму, *потік фотонів можна промодельовувати не тільки в часі, але і у просторі*. Це відкриває великі можливості *для паралельної обробки інформації* - обов'язкова умова створення надпродуктивних обчислювальних систем.

# НЕДОЛІКИ ОЕ

•**Незадовільна енергетика.** Коефіцієнт корисної дії перетворювань виду  $E \rightarrow L$  чи  $L \rightarrow E$  в кращих сучасних приладах (лазери, світлодіоди,  $p-i-n$ - фотодіоди), як правило, **не перевищує 10-20%**. Тому якщо в пристрої здійснюються ці перетворення лише двічі (на вході і виході), як, наприклад, в оптопарах або в волоконно-оптичних лініях зв'язку (ВОЛЗ), то загальний ККД зменшується до одиниць відсотків; кожен додатковий акт перетворення інформаційних сигналів із однієї форми в іншу зменшує ККД ще на порядок і більше. Низьке значення ККД спричиняє зростання енергоспоживання, що неприпустимо із-за обмежених можливостей джерел живлення; утруднює мініатюризацію, оскільки не вдається відвести тепло, що виділяється; знижує ефективність і надійність більшості оптоелектронних приладів. Відмітимо, що в окремих експериментальних зразках лазерів, світлодіодів, фотоприймачів вдається отримувати внутрішній ККД, властивий активній області напівпровідниковій структурі, близьким до 100°, що свідчить про **принципову можливість подолання даного недоліку.**

•**Гібридність.** Складові ОЕ-го пристрою, окремі елементи і прилади, як правило, виготовляються із різних матеріалів: наприклад, в оптопарі це арсенід галію (випромінювач), полімерний оптичний клей, кремній (фотоприймач); у ВОЛЗ до цих матеріалів додають кварц (світловод). Ще більш "строката" картина у складних оптоелектронних системах. Наявність різнорідних матеріалів обумовлює: низький ККД пристрою із-за поглинання у пасивних областях структур, відбиття і розсіювання на оптичних межах; зниження надійності із-за відмінності коефіцієнтів температурного розширення матеріалів, роз'юстировку при механічних впливах, складності загальної герметизації пристрою; технологічну складність та високу вартість. В традиційній мікроелектроніці ці недоліки визначили домінування монолітних інтегральних мікросхем над гібридними.

•**Деградація.** Деградація - це зниження ефективності ОЕ – них приладів під впливом температури  $T$ , проникаючої радіації  $R$ , а також довготривалої роботи  $D$ . Принципова особливість ОЕ - них перетворювань і процесів розповсюдження випромінювання у речовині полягає у їх виключно високій чутливості до порушень оптичної однорідності матеріалів і навіть до субмікронних включень. До появи таких дефектів приводять  $T$ ,  $R$  і  $D$  - дії. Практично для усіх видів випромінювачів спостерігається зменшення потужності випромінювання при підвищенні температури; у фотоприймачів зростають темнові струми та рівень шумів. Також проявляється дія проникаючої радіації (швидкі електрони, протони,  $\alpha$ -частинки, нейтрони,  $\gamma$ -кванти), з тією різницею, що спричинені порушення є незворотні. Ступінь деградації фізичних властивостей ОЕ -го приладу за час тривалої роботи залежить від його технологічного удосконалення, однак завжди неминує помутніння оптичних середовищ і погіршення світлопропускання на межах різнорідних матеріалів.

•**Співставлення переваг і недоліків, значимість перших і можливість подолання (хоч би частково) других дозволяє зробити загальний оптимістичний висновок про великі можливості ОЕ - ки.**

# ОСНОВНІ ПРИЛАДИ ОЕ

• *Різноманітність фізичних ефектів визначила велику кількість різних приладів ОЕ -ки.*

Нижче розглянуто основні із них.

• **Індикатори** - *прилади для систем візуального відображення інформації.* Широко використовуються в електронних годинниках, мікрокалькуляторах, табло і приладних щитах, в дисплеях і системах людина - ЕОМ. Розвиток індикаторної техніки дозволив створити плоскі екрани телевізійного типу. *Фізичну основу приладів індикаторного типу складають різні види електролюмінесценції і електрооптичні явища.* В промисловості найширше представлені рідкокристалічні, напівпровідникові (світлодіоди), вакуумні люмінесцентні, газорозрядні індикатори. Ці вироби *виконуються у вигляді цифрових і цифро-літерних індикаторів, багаторозрядних моно дисплеїв, універсальних інформаційних плоских екранів, що відображають цифри, літери, символи, графіки, а також рухомі двомірні картини.*

• **Формувачі сигналів зображення (ФСЗ) чи формувачі відеосигналів (ФВС)** - *прилади, що призначенні для перетворення зображень в адекватну їм послідовність електричних сигналів.* Використовуються в телевізійних передавачах, фототелеграфії, під час зчитування інформації на вході в ЕОМ, в приладах контролю технологічних процесів тощо. Мініатюрні твердотільні ФСЗ разом з мікропроцесорами використовуються під час розробки систем штучного бачення роботів, а в майбутньому і людини. *Робота приладів базується на фізиці фотоелектричних явищ.* Типовими представниками є фоточутливі прилади із зарядовим зв'язком (ФПЗЗ) - багатоеlementні інтегральні фотоприймачі із вмонтованим електронним самоскануванням, що забезпечує послідовне зчитування інформації від усіх фоточутливих комірок.

• **Волоконно-оптичні лінії зв'язку (ВОЛЗ)** - *пристрої і системи, основу яких складає гнучкий волоконно-оптичний світловод (у вигляді кабелю), зчленований з випромінювачем на передаючому кінці і з фотоприймачем - на другому.* Вони *виконують функції лінії зв'язку і передачі даних:* це найкоротші лінії (до 1 м) для обміну інформацією у високовольтовій апаратурі; короткі бортові внутрішньо об'єктні ВОЛЗ (5...100 м); лінії середньої довжини (1...20 км, які складають основу між машинних інтегральних мереж передачі даних і розгалужених внутрішньо міських АТС; магістральні ВОЛЗ довжиною в тисячі кілометрів, у тому числі трансконтинентальні, а також підводні.

• *Фізичну основу ВОЛЗ складають процеси розповсюдження оптичних сигналів за волоконним світловодом, а також світло-генераційні і фотоелектричні явища у випромінювачах і приймачах.* Для технічної реалізації використовують в основному надчисті кварцові світловоди, напівпровідникові гетеролазери і світлодіоди на сполуках  $A_3B_5$ , фотодіоди на основі кремнію та сполуках  $A_3B_5$ ,  $A_2B_6$ .

# ОСНОВНІ ПРИЛАДИ ОЕ

• **Оптопари чи елементи електричної розв'язки**, що представляють собою прилади, в яких світлодіодний випромінювач (вхідне коло) зв'язаний з фотоприймачем (вихідне коло) оптично і розв'язаний електрично. Оптипари широко використовуються у мікроелектронній та електротехнічній апаратурі для забезпечення електричної розв'язки при передачі інформаційних сигналів, безконтактної комунікації великострумних та високовольтних кіл, при створенні фотоприймачів, що можуть перестроюватися, в пристроях контролю і керування.

• **Сонячні фотоперетворювачі** - напівпровідникові фотодіоди, що оптимізовані для прямого перетворення сонячного випромінювання в електричну енергію. Їх функціональне призначення не відповідає визначенню оптоелектроніки, однак історично склалось так, що стало загальноприйнятим відносити сонячні батареї до ОЕ-них приладів. Ці прилади основані на фотовольтаїчному ефекті у напівпровідниках. **Визначальний напрям їх конструктивно-технологічної реалізації - створення великої фоточутливої площі, досягнення високого ККД і малої вартості.**

• **Оптична пам'ять запам'ятовуючих пристроїв (ЗП)**, в яких на носій записується інформація, що представлена в оптичній формі. Висока щільність запису обумовлює перспективність цих пристроїв в архівних ЗП ЕОМ та інформаційно-пошукових системах, до яких багаторазово звертається велика кількість користувачів. Додаткова перевага оптичної пам'яті - великий термін збереження інформації, підвищена швидкість інформаційного обміну, можливість запису аналогової інформації і двовимірних образів. **Фізичною основою оптичної пам'яті є теплова дія на речовину лазерного променя.** Досліджуються ЗП з паралельним записом масивів інформації на фотопластинках у вигляді голограм. Промисловістю випускаються оптичні дискові накопичувачі з послідовним (побітовим) записом інформації на поверхню диску, що обертається.

**Оптична обчислювальна техніка** - комплекс оптоелектронних апаратурних засобів, що дозволяють ефективно здійснювати математичні і логічні операції з інформацією, яка представлена в оптичній формі. Алгоритмічна основа цього напрямку зв'язана зі здібністю лінійних оптичних систем здійснювати деякі аналогові математичні перетворення (двовірне інтегральне перетворення Фур'є та операцію згортки), а також паралельну обробку великих масивів цифрової інформації. Принциповим конструктивно-технологічним досягненням є інтегральна оптика, на основі якої створюються прилади і пристрої на базі тонкоплівкових плоских діелектричних хвилеводів.

• **Оптоелектронні датчики** - прилади, що перетворюють зовнішні фізичні дії: температуру, тиск, вологість, прискорення, магнітне поле тощо, в електричні сигнали. До таких датчиків відносяться формувачі сигналів зображення і оптипари з відкритим оптичним каналом. Інтенсивний розвиток цього напрямку зв'язаний з появою волоконно-оптичних датчиків, у яких зовнішні дії змінюють характеристики оптичного сигналу, що розповсюджується по волокну. Перевагою волоконно-оптичних датчиків є те, що чутливий елемент (волокно) одночасно є і каналом передачі інформації до місця її обробки.

• **Інші ОЕ-і прилади:** дискретні світлодіоди, фотодіоди, фоторезистори, модулятори світлових променів тощо.

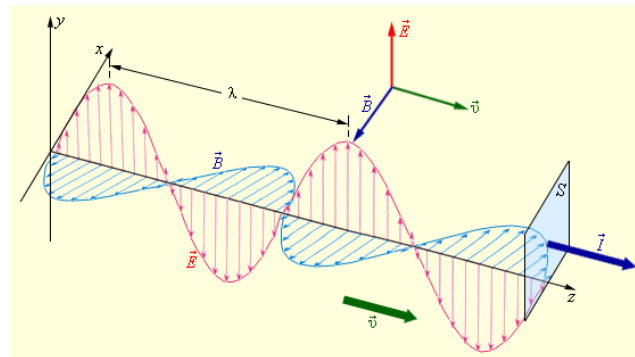


# ОСНОВНІ ПОНЯТТЯ ОПТИКИ

•**Світло** це електромагнітні хвилі видимого діапазону. До **видимого діапазону** належать електромагнітні хвилі в інтервалі частот, що сприймаються людським оком ( $7,5 \times 10^{14}$  -  $4,0 \times 10^{14}$  Гц), тобто з довжиною хвилі від **390 до 750 нм**. У фізиці термін «світло» має дещо ширше значення і є синонімом до **оптичного випромінювання**, тобто **включає в себе інфрачервону та ультрафіолетову області спектру**. Будь-яке електромагнітне випромінювання має як хвильові так і корпускулярні властивості. **Генерація і поглинання світла здійснюється квантами** (фотонами, енергія яких залежить від частоти:  $E = h\nu$ , де  $E$  - енергія кванта,  $\nu$  - частота,  $h$  - стала Планка), в той час як його **поширення може характеризуватися як хвильовий процес**.

**Електромагнітна хвиля** – це розповсюдження електромагнітного поля (електромагнітних коливань) у просторі. Електромагнітна хвиля є **плоскою поперечною хвилею**. Як і будь-які інші електромагнітні хвилі світло характеризується **частотою, довжиною хвилі, поляризацією та інтенсивністю**. У вакуумі світло розповсюджується зі **сталю швидкістю, яка не залежить від системи відліку - швидкістю світла** ( $c = 3 \cdot 10^8$  м/с). **Швидкість поширення світла в речовині залежить від властивостей речовини і загалом менша від швидкості світла у вакуумі**. Взаємодіючи з речовиною, світло **розповсюджується і поглинається**. При переході з одного середовища в інше змінюється швидкість розповсюдження світла, що призводить до його **заломлення**. Поряд із заломленням на границі двох середовищ світло частково **відбивається**.

•Звичайне денне світло складається з **некогерентних** електромагнітних хвиль із широким набором частот. Таке світло заведено називати **білим**. **Біле світло має спектр, що відповідає спектру випромінювання Сонця**. Світло з іншим спектром сприймається як кольорове. Як і будь-яка інша електромагнітна хвиля світло характеризується поляризацією. **Денне світло зазвичай неполяризоване, або частково поляризоване**.



# ОПИС СВІТЛОВИХ ХВИЛЬ

•Хвильова оптика базується на *рівняннях Максвелла та матеріальних рівняннях*. Розв'язання цих рівнянь за умови гармонічного збудження електричним джерелом у речовині без втрат енергії дає рівняння для напруженості електричного та магнітного полів, які описують плоскопаралельний монохроматичний промінь світла. За умови поширення променя вздовж осі  $x$  маємо

$$\vec{E} = \vec{e}_y E_0 \cos\left(2\pi\nu t - \frac{2\pi\nu n}{c} x + \varphi_E\right),$$

$$\vec{H} = \vec{e}_z H_0 \cos\left(2\pi\nu t - \frac{2\pi\nu n}{c} x + \varphi_H\right),$$

де  $E$ ,  $H$  – вектори напруженості електричного та магнітного полів хвилі;  $\vec{e}_y$ ,  $\vec{e}_z$  – одиничні взаємно ортогональні вектори декартової системи координат;  $E_0$ ,  $H_0$  – амплітуди електричної і магнітної складових;  $\nu$  – частота коливань;  $t$  – час;  $n$  – показник заломлення середовища;  $c$  – швидкість світла;  $x$  – координата в напрямі поширення променя.

$\lambda = \nu T = \nu / \nu$ , де  $\lambda$  – довжина хвилі;  $\nu$  – її швидкість;  $\nu$  – частота

*Електромагнітні хвилі поперечні*,  $E$ ,  $H$  зазвичай синфазні, енергія електромагнітних коливань поширюється у напрямі вектору *Умова-Пойтінга*  $\vec{P} = [\vec{E}\vec{H}]$ .

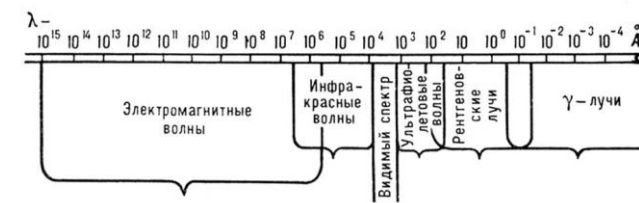
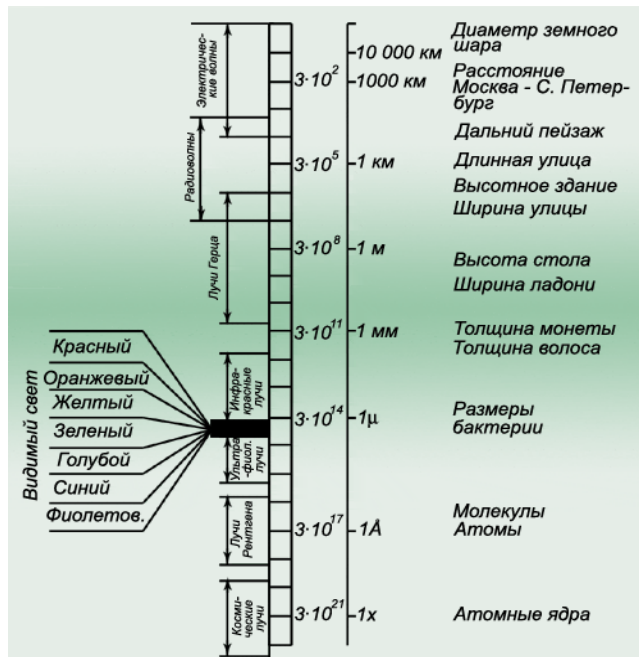
*Процеси випромінювання та поглинання світла можуть бути пояснені тільки в рамках квантової теорії*. Світло про цьому *вважають потоком фотонів* з енергією  $E$  та імпульсом  $p$ , які рухаються зі швидкістю  $c$  (у вакуумі). Енергія і імпульс фотонів пов'язані з їх частотою наступними виразами:

$$E = h\nu,$$

$$p = \frac{hk}{2\pi} = \frac{h\nu}{c}.$$

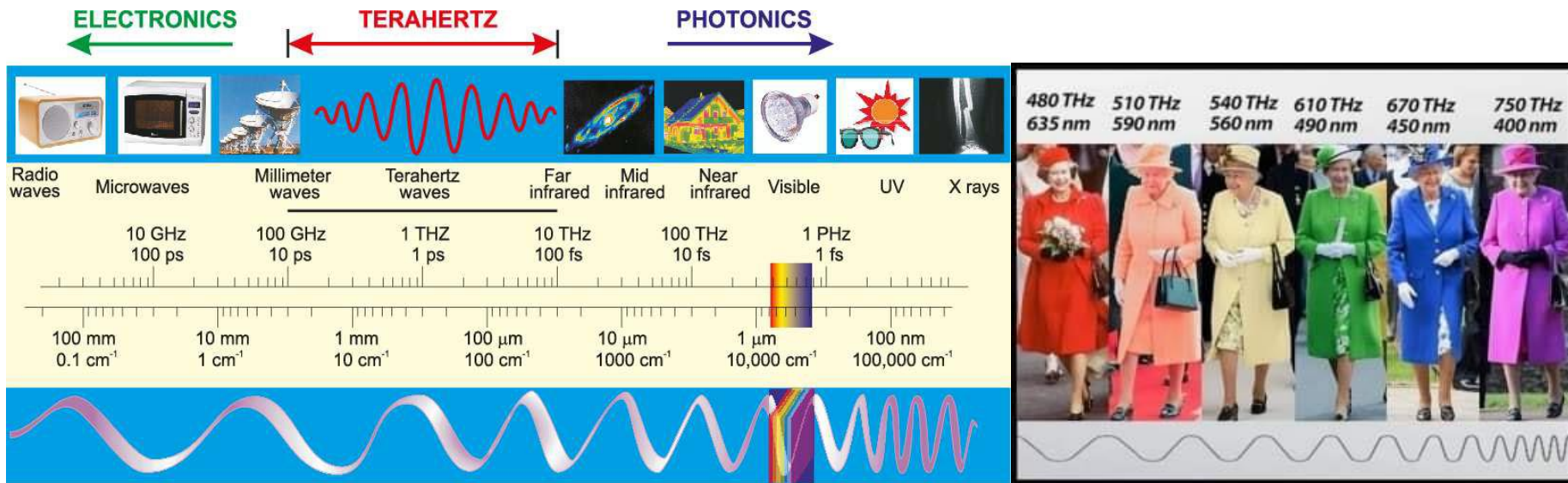
Вектор імпульсу направлений у напрямі поширення світлової хвилі, а поляризація фотона збігається з поляризацією хвилі.

# СПЕКТР ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ХВИЛЬ



Длина	Название	Частота
более 100 км	Низкочастотные электрические колебания	0 – 3 кГц
100 км – 1 мм	Радиоволны	3 кГц – 3 ТГц
100 – 10 км	сверх низкие частоты	3 – 3-кГц
10 – 1 км	километровые (низкие частоты)	30 – 300 кГц
1 км – 100 м	гектометровые (средние частоты)	300 кГц – 3 МГц
100 – 10 м	декаметровые (высокие частоты)	3 – 30 МГц
10 – 1 м	метровые (очень высокие частоты)	30 – 300 МГц
1 м – 10 см	дециметровые (ультравысокие)	300 МГц – 3 ГГц
10 – 1 см	сантиметровые (сверхвысокие)	3 – 30 ГГц
1 см – 1 мм	миллиметровые (крайне высокие)	30 – 300 ГГц
1 – 0.1 мм	децимиллиметровые (гипервысокие)	300 ГГц – 3 ТГц
2 мм – 760 нм	Инфракрасное излучение	150 ТГц – 400 ТГц
760 – 380 нм	Видимое излучение (оптический спектр)	400 - 800 ТГц
380 – 3 нм	Ультрафиолетовое излучение	800 ТГц – 100 ПГц
10 нм – 1 пм	Рентгеновское излучение	30 ПГц – 300 ЭГц
< 10 пм	Гамма-излучение	> 30 ЭГц

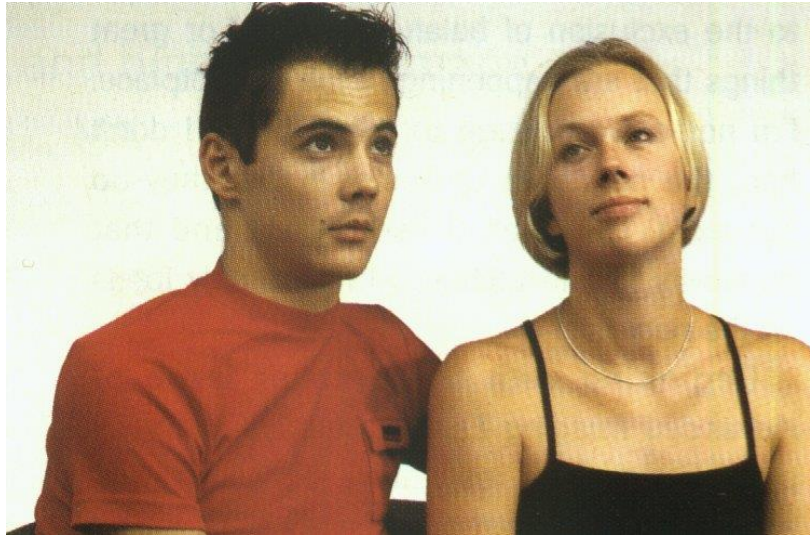
# ТЕРАГЕРЦОВЕ ВИПРОМІНЮВАННЯ



## Шкала електромагнітних хвиль

**Терагерцове (ТГц) випромінювання** - вид електромагнітного випромінювання, спектр частот якого розташований між інфрачервоним і надвисокочастотним діапазонами. Межі між цими видами випромінювання в різних джерелах визначаються по-різному. **Максимальний допустимий діапазон ТГц частот  $3 \cdot 10^{11}$ - $3 \cdot 10^{12}$  Гц, діапазон довжини хвиль 1-0,1 мм** відповідно. Такі хвилі ще називаються **субміліметровими**. ТГц випромінювання - не іонізуюче, легко проходить крізь більшість діелектриків, але сильно поглинається провідними матеріалами та деякими діелектриками. Наприклад, дерево, пластик, кераміка для нього прозорі, а метал і вода - ні. Наука і техніка ТГц хвиль почала активно розвиватися з 60-70-х років ХХ століття, коли стали доступні перші джерела і приймачі такого випромінювання. З початку ХХІ століття це напрямок, що бурхливо розвивається та має великі перспективи використання в різних галузях.

# ЗОБРАЖЕННЯ У РІЗНИХ ОБЛАСТЯХ СПЕКТРУ



Інфрачервоне

Терагерцове  
ТГц

# ХАРАКТЕРИСТИКИ ВИПРОМІНЮВАННЯ

•Характеризуючи параметри випромінювачів та інших оптоелектронних приладів, що працюють у видимому діапазоні, використовують такі *фотометричні характеристики*, як *яскравість, сила світла, світловий потік, освітленість*.

•*Світловий потік*  $\Phi$  (люмен, лм) – світлова енергія  $E$  (за зоровим відчуттям), що проходить крізь поверхню в одиницю часу:

$$\Phi = \frac{dE}{dt}.$$

*Сила світла*  $I$  (кандела, кд) – світловий потік  $\Phi$ , що випромінюється джерелом в одиничному тілесному куті  $\Omega$  (вимірюється у стерadianах):

$$I = \frac{d\Phi}{d\Omega}.$$

*Освітленість* (люкс, лк) – світловий потік  $\Phi$ , що падає на одиницю площі поверхні  $S$ :

$$E_{\Phi} = \frac{d\Phi}{dS}.$$

*Яскравість*  $V$  (кд/м<sup>2</sup>) – відношення сили світла  $I$  у будь-якому напрямі до площі  $S_{\perp}$  проєкції випромінювальної поверхні на площину перпендикулярну цьому напрямку:

$$V = \frac{dI}{dS_{\perp}}.$$

Більш універсальною є енергетична система фотометричних понять, яка *не пов'язана з зоровим відчуттям та може використовуватися і за межами видимого діапазону*. Згідно з нею *світловий потік  $\Phi$  замінюють потужністю випромінювання  $P$  (Вт), замість сили світла  $I$  використовують просторову густину випромінювання  $\frac{dP}{d\Omega}$  (Вт/ср), освітленість трансформується в поверхневу густину випромінювання (Вт/м<sup>2</sup>), а яскравість – у енергетичну яскравість (Вт/м<sup>2</sup> ср)*. Кількісні співвідношення між обома системами для видимого діапазону визначено функцією видимості людського ока.

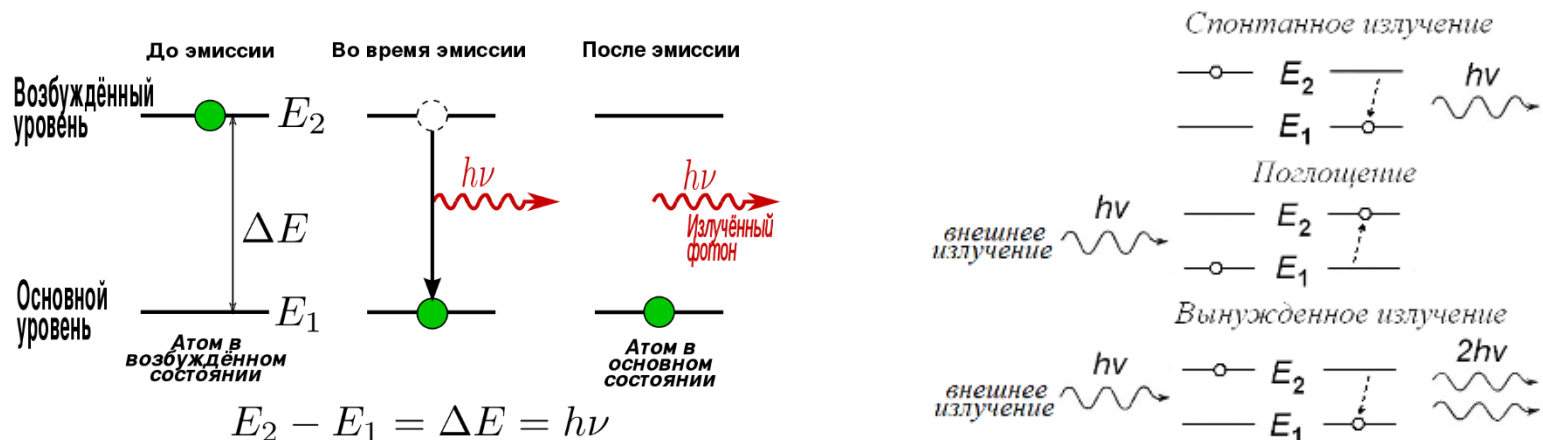
# ВИПРОМІНЮВАННЯ СВІТЛА

•Випромінювання світла речовиною здійснюється тільки певними порціями – *квантами*. У квантовій механіці використовується напівкласичний опис процесів випромінювання, згідно якого *властивості частинок та їх сукупності описується законами квантової механіки, а випромінювання законами класичної фізики*. Таким чином, елементарні випромінювачі (атоми, молекули) розглядаються як квантові системи, які мають внутрішню енергію, що набуває тільки певних дискретних значень. Сукупність можливих значень енергії називають *енергетичним спектром* та зображують у вигляді декількох горизонтальних відрізків – *енергетичних рівнів*. Кожен рівень має *населеність* (концентрацію частинок з даною енергією в одиниці об'єму). *Рівень з найменшою енергією називають основним (незбудженим), інші збудженими*.

•Миттєвий перехід частинки з одного рівня на інший називають *квантовим переходом*. Якщо  $E_2 > E_1$ , система віддає енергію  $E = E_2 - E_1$ , і навпаки зворотній перехід з рівня  $E_1$  на  $E_2$  потребує додаткової енергії  $E = E_2 - E_1$ , яку система поглинає. Якщо квантові переходи супроводжуються генерацією чи поглинанням фотона, вони зветься *оптичними*.

Взаємодія випромінювання з речовиною приводить до багатьох явищ та ефектів. Для оптоелектроніки важливими є явища, які супроводжуються генерацією та поглинанням фотонів. *Розрізняють такі переходи: спонтанні, вимушені з випромінюванням, вимушені з поглинанням*.

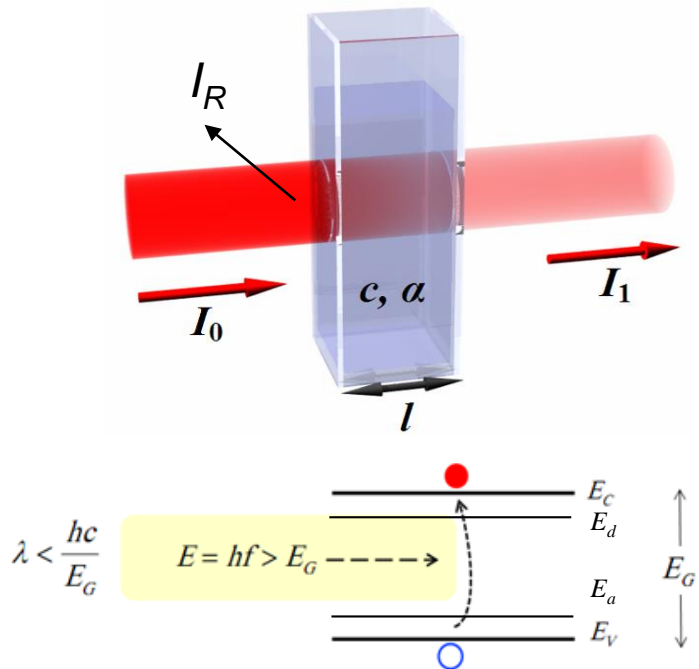
Разом з випромінювальною рекомбінацією мають місце і *безвипромінювальні механізми*: рекомбінація на дефектах структури та неконтрольованих домішках, ударна Оже рекомбінація тощо.



# МЕХАНІЗМИ ПОГЛИНАННЯ СВІТЛА

• При попаданні світла на напівпровідник скінченної товщини можливі наступні процеси: *відбиття від границі розділу матеріалів, поглинання у напівпровіднику, проходження через матеріал*. Відповідний відгук матеріалу залежить від енергії фотонів. Коли пучок *монохроматичного випромінювання* проходить через речовину, то внаслідок відбиття від поверхні і поглинання в об'ємі його інтенсивність  $I_T = I_0$  зменшується. Якщо інтенсивність світла, що падає  $I_0$ , а відбитого  $I_R$ , то відношення  $R = I_R/I_0$  називається *коефіцієнтом відбиття*. Відповідно відношення інтенсивності світла що пройшло  $I_T$  до вхідної  $T = I_T/I_0$  називається *коефіцієнтом проходження світла*,  $A = I_A/I_0$  - *коефіцієнтом поглинання світла*. Залежність коефіцієнта відбиття (пропускання, поглинання) від енергії світла що падає  $R(h\nu)$  ( $T(h\nu)$ ) або довжини хвилі  $R(\lambda)$ , ( $T(\lambda)$ ,  $A(\lambda)$ ) називається *спектром відбиття (пропускання, поглинання)*.

$$R + A + T = 1$$



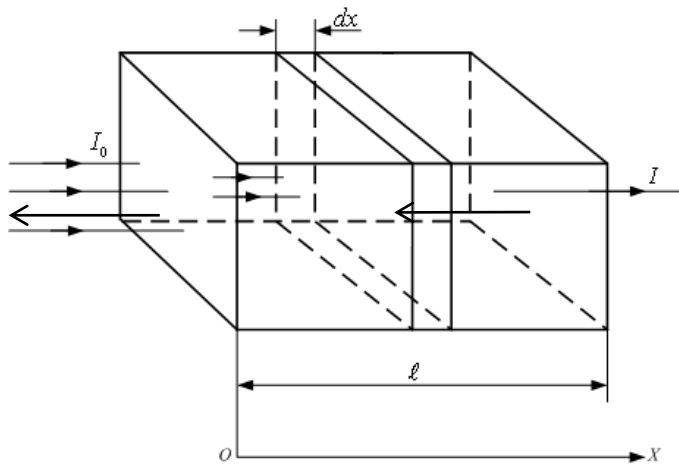
Існують такі основні *механізми поглинання світла* напівпровідником:

- 1. Власне поглинання.** Енергія квантів світла - фотонів, що поглинаються напівпровідником, передається електронам валентної зони з перекидом цих електронів в зону провідності. Можливе якщо  $E = h\nu > E_g$ .
- 2. Домішкове поглинання.** Енергія фотонів йде на іонізацію або збудження домішкових атомів. Можливе якщо  $E = h\nu > E_{a(d)}$ .
- 3. Поглинання вільними носіями заряду.** Енергія квантів світла поглинається вільними електронами. При цьому енергія квантів світла витрачається на перенесення носіїв заряду на більш високі для них енергетичні рівні в межах відповідної дозволеної зони.



# ЗАКОНИ ПОГЛИНАННЯ СВІТЛА

•Світло з інтенсивністю  $I_0$  яке падає на тіло товщиною  $l$  частково відбивається від границь розділу середовищ (рис.). З урахуванням відбиття від першої поверхні у зразок пройде випромінювання з інтенсивністю  $(1 - R)I_0$ . Внаслідок поглинання у шарі товщиною  $dx$  інтенсивність випромінювання  $I$  зменшиться на величину  $dI$ . Кількість поглиненої енергії  $dI$  пропорційна кількості енергії  $I$ , що падає, і товщині поглинаючого шару  $dx$   $-dI = \alpha dx$



**Коефіцієнт пропорційності  $\alpha$ , що виражає кількість енергії поглинутої з пучка одиничної інтенсивності у шарі одиничної довжини, називається питомим коефіцієнтом поглинання (абсорбції) світла.** Проінтегровавши цей вираз отримаємо **закон Бугера-Ламберта-Бера:**

$$I = I_0 \exp(-\alpha l).$$

Звідси легко знайти інтенсивність випромінювання, що досягло другої поверхні зразка  $(1 - R)I_0 \exp(-\alpha l)$ . Інтенсивність світла, що вийшла зі зразка дорівнює  $(1 - R)(1 - R)I_0 \exp(-\alpha l)$ . Якщо врахувати багаторазове повторне відбиття світла від поверхонь отримаємо

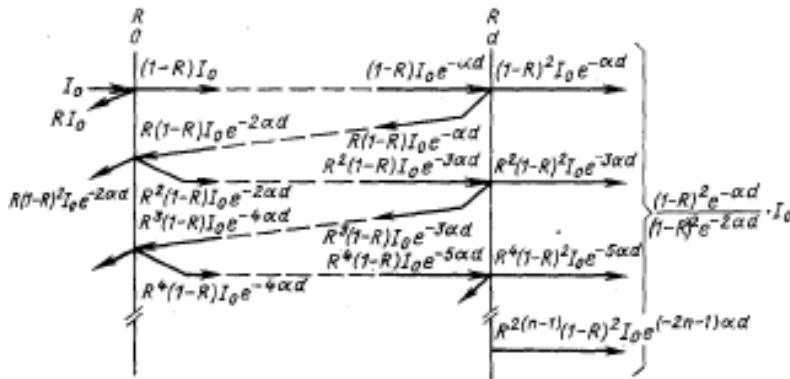
$$T = \frac{(1-R)^2 e^{-\alpha l}}{1 - R^2 e^{-2\alpha l}}.$$

$$\text{Звідси } \alpha = -\frac{1}{l} \ln \left( \frac{-(1-R)^2 + ((1-R)^4 + 4T^2 R^2)^{1/2}}{2TR^2} \right)$$

Якщо добуток  $\alpha l$  великий, то другим доданком у знаменнику можна знехтувати, тоді для інтенсивності світла, що пройшло крізь зразок отримаємо  $I = (1-R)^2 I_0 \exp(-\alpha l)$

Для коефіцієнта поглинання у цьому випадку справедливе **співвідношення Ламберта**

$$\alpha = -\frac{1}{l} \ln \frac{T}{(1-R)^2}$$



# ЗАЛОМЛЕННЯ ТА ВІДБИТТЯ СВІТЛА

• При розповсюдженні світла в прозорій речовині, змінюється його швидкість. Для характеристики оптичних властивостей середовища вводять **абсолютний і відносний показники заломлення**.

• **Абсолютним показником заломлення** середовища називається величина, що дорівнює відношенню швидкості електромагнітної хвилі у вакуумі до їх фазової швидкості в середовищі:

$$n = c/v = \sqrt{\epsilon\mu}.$$

де  $\epsilon$  - електрична проникність (стала) речовини;  $\mu$  - магнітна проникність речовини.

• Для середовища, яке не має феромагнітних властивостей  $n = \sqrt{\epsilon}$ .

• **Відносним показником заломлення** двох середовищ називається величина, яка дорівнює відношенню показників заломлення цих середовищ:  $n_{21} = n_2/n_1$

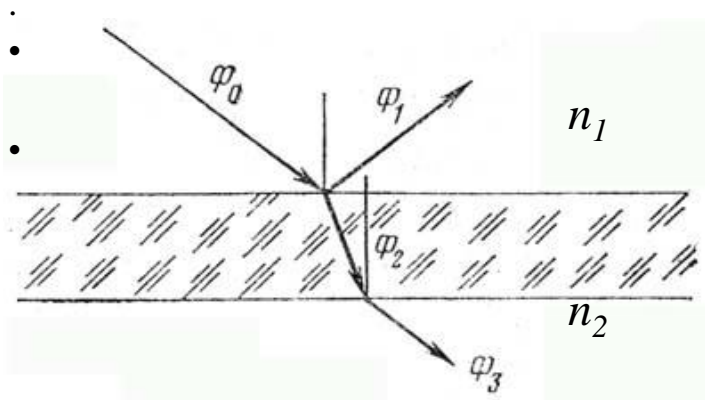
**Відбиття світла** від твердих тіл характеризується **коефіцієнтом відбиття**

$$R = I_R/I_0.$$

**Коефіцієнт відбиття** пов'язаний з **показником заломлення**  $n$  і **показником поглинання** (екстинції)  $k$

**формулою Френеля** 
$$R = \frac{(n-1)^2+k^2}{(n+1)^2+k^2}$$

де  $k = \frac{1}{4\pi} \frac{\alpha}{\lambda}$ ,  $\lambda$  - довжина хвилі.



Звідси можна знайти коефіцієнт  $n$

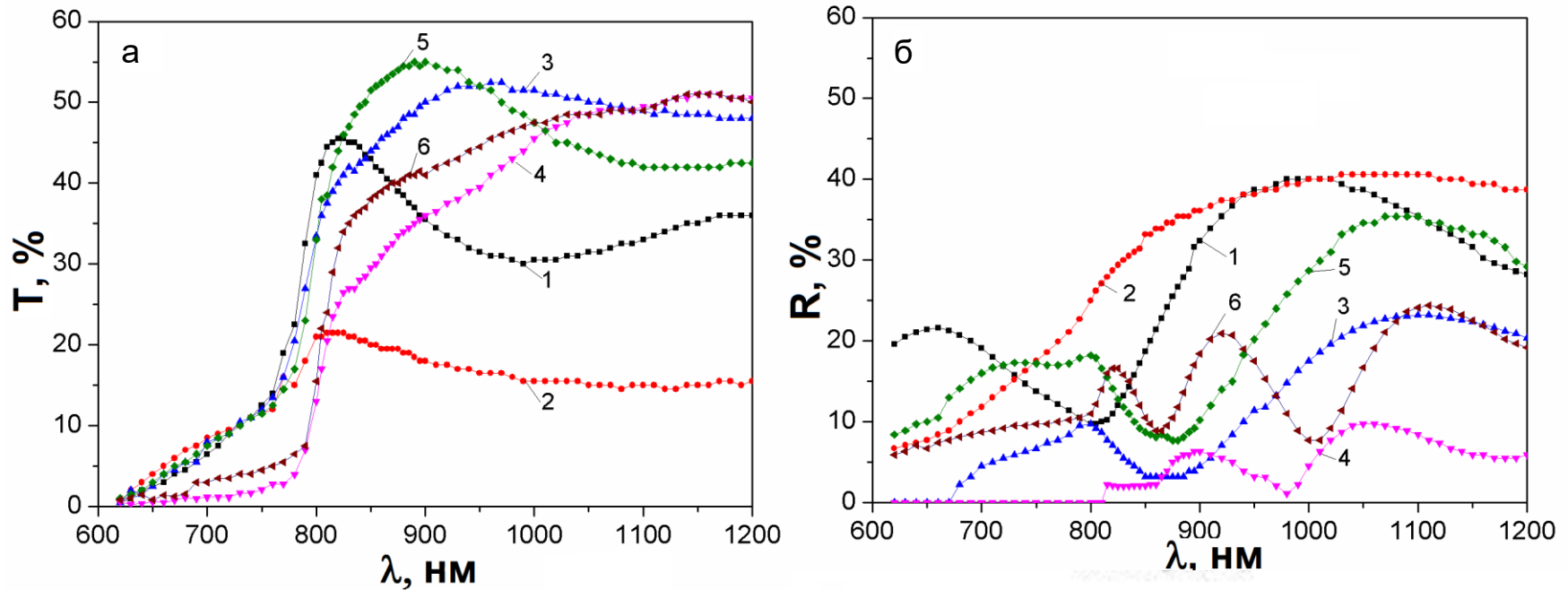
$$n = \left(\frac{1+R}{1-R}\right) + \sqrt{\frac{4R}{(1-R)^2} - k^2}$$

Існує зв'язок між показниками заломлення та поглинання та реальною і уявною частинами діелектричної сталої матеріалу

$$\epsilon = \epsilon_1 + \epsilon_2 = (n + ik)^2$$

$$\epsilon_1 = n^2 - k^2, \quad \epsilon_2 = 2nk$$

# СПЕКТРИ ПРОПУСКАННЯ ТА ВІДБИТТЯ



Спектри пропускання (а) та відбиття (б) плівок CdTe, отриманих при  $T_e = 893 \text{ K}$  та різних температурах підкладки  $T_s$ , К: 293 (1); 373 (2); 473 (3); 573 (4); 673 (5); 773 (6).

# ФОРМУЛА ДРУДЕ-ФОЙГТА

• При отриманні зв'язку *коефіцієнта заломлення з довжиною хвилі* у визначеній області значень  $\lambda$  користуються основами теорії гармонічних коливань, а також *емпіричною формулою Друде-Фойгта*.

• У відповідність з теорією гармонічних коливань коефіцієнт заломлення  $n$  можна представити у вигляді

$$n^2 = 1 + \frac{E_d}{E_0} + \frac{E_d}{E_0^3} E^2 + \frac{\eta}{\pi} E^4 \ln \frac{2E_d^2 - E_g^2 - E^2}{E_g^2 - E^2},$$

де  $\eta = \frac{\pi E_d}{2E_d^3(E_d^3 - E_g^3)}$ ,  $E_0$  - енергія одиничного осцилятора,  $E_d$  - дисперсійна енергія.

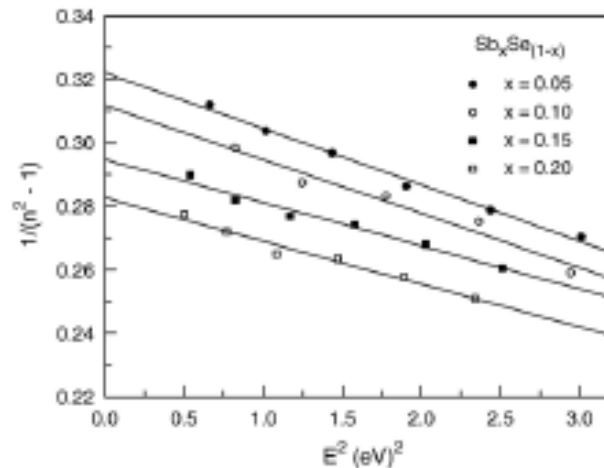
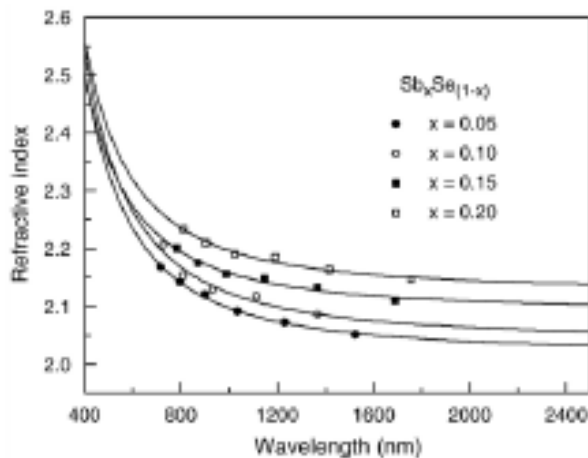
Коефіцієнт заломлення  $n$  згідно з емпіричною формулою *Друде-Фойгта*, може бути записаний у вигляді

$$n^2 = 1 + \frac{Ne^2}{2\pi m} \sum_i \frac{A_i}{\lambda^2 - \lambda_i^2},$$

де  $N$  – число іонів в одиниці об'єму;

$e$  і  $m$  – заряд і маса електрона відповідно.

*Значення  $(E_0 E_d)^{-1}$  і  $E_d/E_0$  можна знайти з нахилу отриманих прямих до осі абсцис та їх перетину з віссю ординат.*



Залежність показника  $(n^2 - 1)^{-1}$  від квадрата енергії для плівок  $\text{Sb}_x\text{Se}_{1-x}$

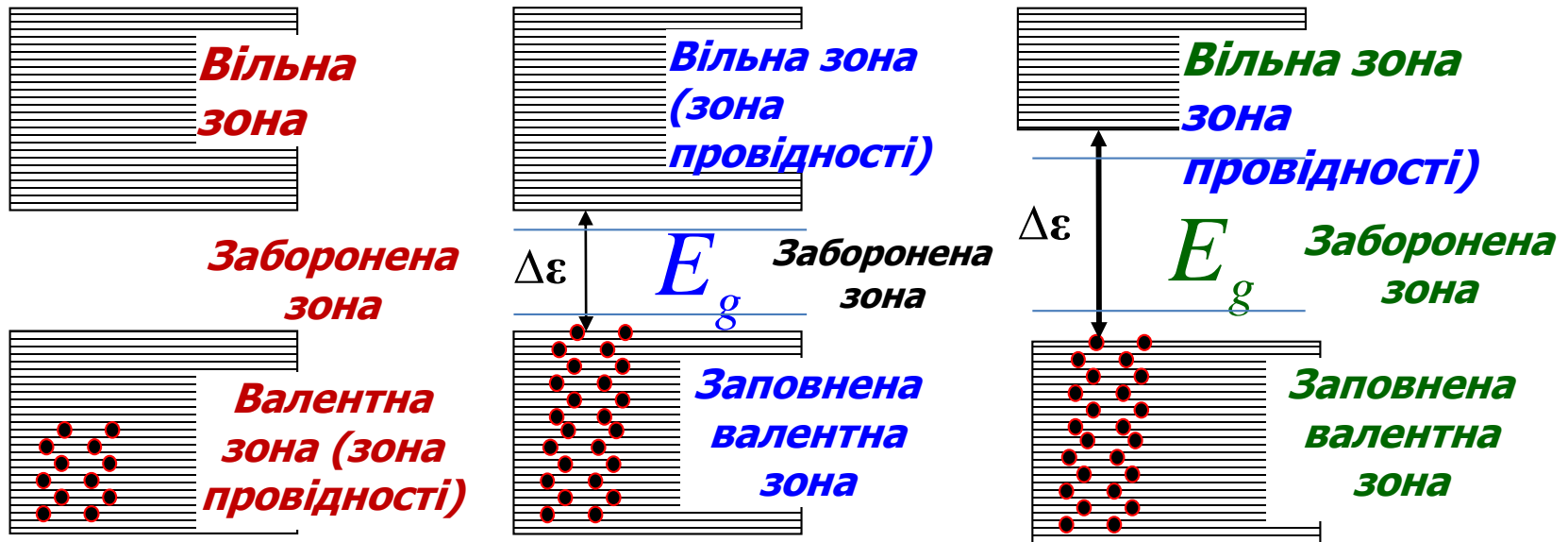
# ЗОННА ДІАГРАМА МАТЕРІАЛІВ

Зону дозволених енергій, яка виникла з того рівня, на якому знаходяться валентні електрони в основному стані атому називають **валентною зоною**, вільну від носіїв зону над валентною називають **зоною провідності**. Залежно від заповнення валентної зони та ширини забороненої зони можливі три випадки зображені на рис.

**Метал**

**Напівпровідник**

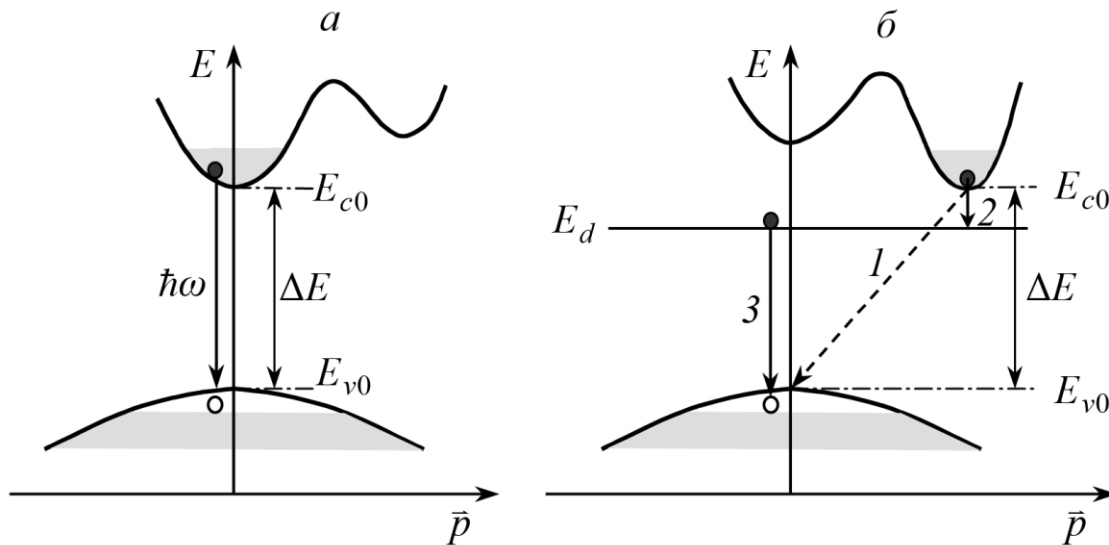
**Діелектрик**



До діелектриків відносять тіла, що мають відносно широкую заборонену зону. У типових діелектриків  $E_g > 3$  еВ. У типових напівпровідників ширина забороненої зони менша за 3 еВ. Наприклад, у германію  $E_g = 0,66$  еВ; у кремнію  $E_g = 1,12$  еВ;

# ПРЯМОЗОННІ ТА НЕПРЯМОЗОННІ МАТЕРІАЛИ

Відомі в наш час *напівпровідники у відповідності з конфігурацією зон* поділяють на *два основні види*. У першому з них мінімум енергії в зоні провідності, який характеризується *хвильовим вектором  $k_{\min}$*  і максимумом енергії у валентній зоні  $k_{\max}$  розташовані у одній тій самій точці зони Брилюєна (звичайно у точці  $k = 0$ ). Такі напівпровідники називаються *прямозонними* (GaAs, InSb, CdTe). У іншого виду напівпровідників екстремуми зони провідності і валентної знаходяться при різних значеннях  $k$ . Такі напівпровідники називаються *непрямозонними* (Ge, Si). Оскільки екстремуми зон зміщені за  $k$ , то *перекидання електрона під дією фотона відбувається зі зміною вихідного значення квазіімпульса*. Для цього потрібне *третє тіло – фонон*, який забере частину імпульсу на себе. Такі переходи менш ймовірні, оскільки відбуваються з участю трьох частинок.



$$k_x = \frac{2\pi}{\lambda}$$

$$p = \hbar k,$$

Дисперсійне співвідношення

Зона з прямими переходами:

$$\text{сильна абсорбція } \alpha = A(h\nu - E_g)^2$$

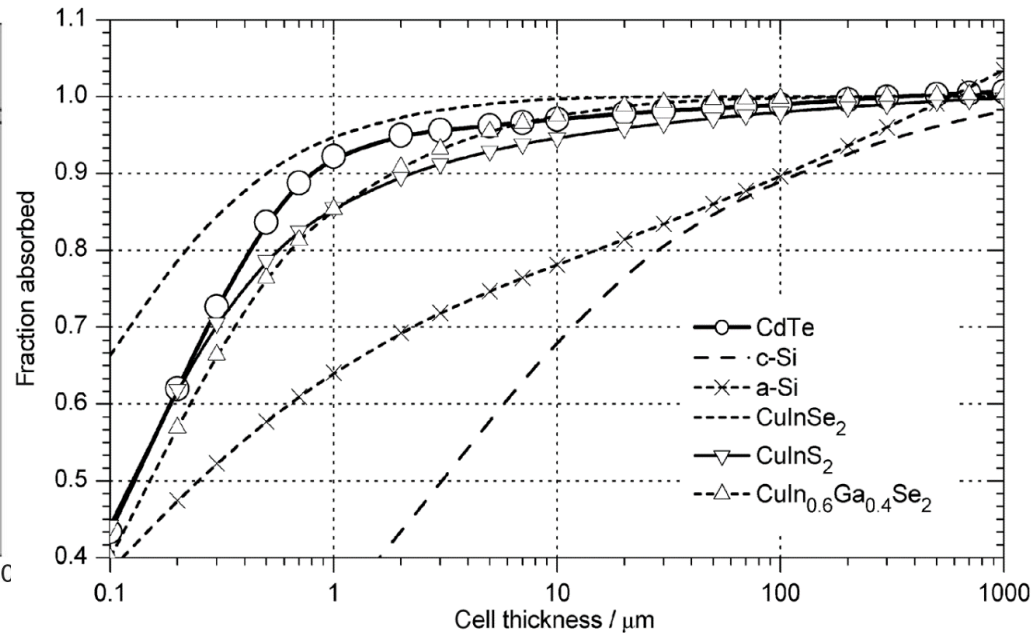
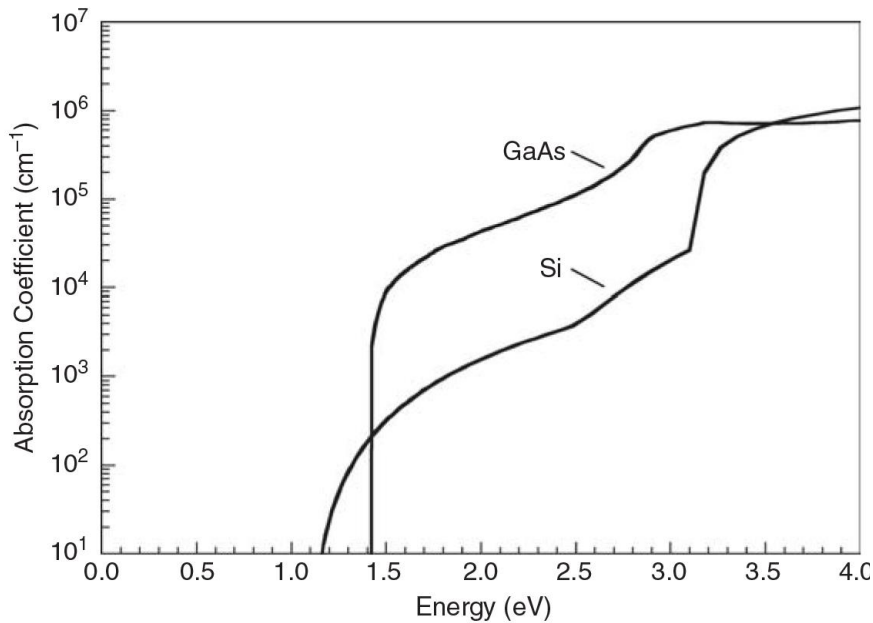
(високий показник поглинання  $\alpha > 10^5 \text{ см}^{-1}$ )

Зона з непрямыми переходами:

$$\text{слабка абсорбція } \alpha = A(h\nu - E_g)^{1/2}$$

(низький показник  $\alpha < 10^3 \text{ см}^{-1}$ )

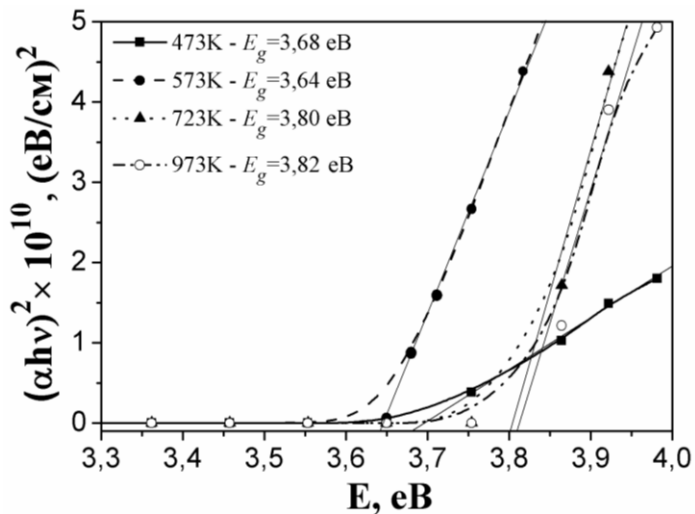
# ПОГЛИНАННЯ СВІТЛА



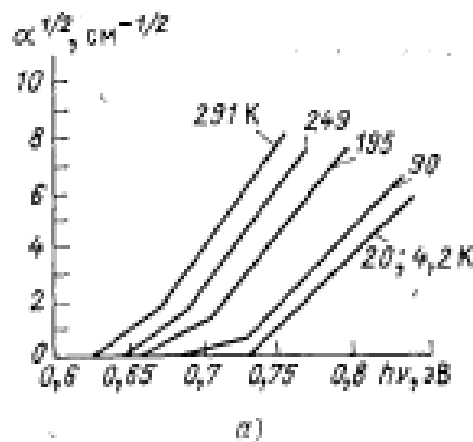
*Прямозонні матеріали поглинають 90% падаючого світла на товщині 1-3 мкм, непрямоzonні на 100-150 мкм. Для того, щоб поглинути 100% світла, шар кремнію повинен мати товщину 10<sup>4</sup> мікрон, в той час коли, наприклад, шар CdTe, CuInGaS<sub>2</sub> (CIGS) – лише 4-5 мікрон*

# ВИЗНАЧЕННЯ $E_g$ НП

$$\alpha = A(h\nu - E_g)^n, n=2, 1/2$$

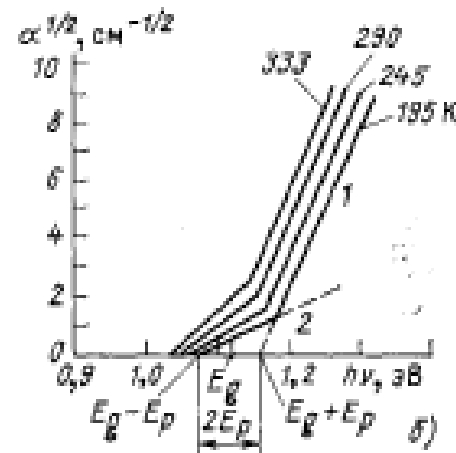


Залежності  $(\alpha)^2$ ,  $(\alpha h\nu)^2$  -  $E$  для прямозонних плівок ZnS, отриманих при різній температурі підкладки



Залежності  $(\alpha)^{1/2}$ ,  $((\alpha h\nu)^{1/2})$  -  $E$  (закон Макфейна-Робертса) при різній температурі для германію (а) і кремнію (б).

$E_p$  - енергія фонона який приймає участь у оптичних переходах



У випадку **прямозонних матеріалів** перетин дотичної з віссю  $x$  дає значення забороненої зони матеріалу. У випадку **непрямозонних матеріалів** маємо два прямолінійні ділянки, дотичні дають перетин у точках  $E_g + E_p$  та  $E_g - E_p$ . Значенню  $E_g$  відповідає половина відрізка між цими точками



# ЕКСИТОННЕ ПОГЛИНАННЯ

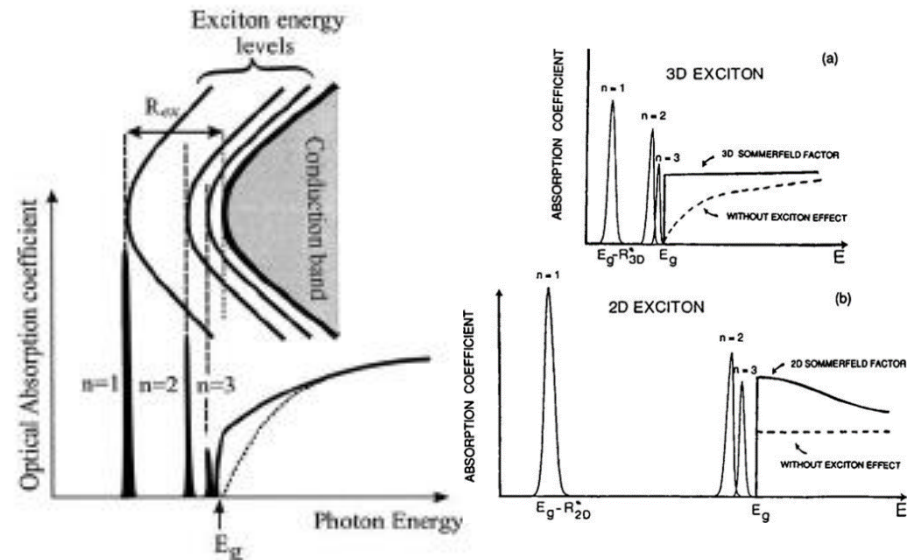
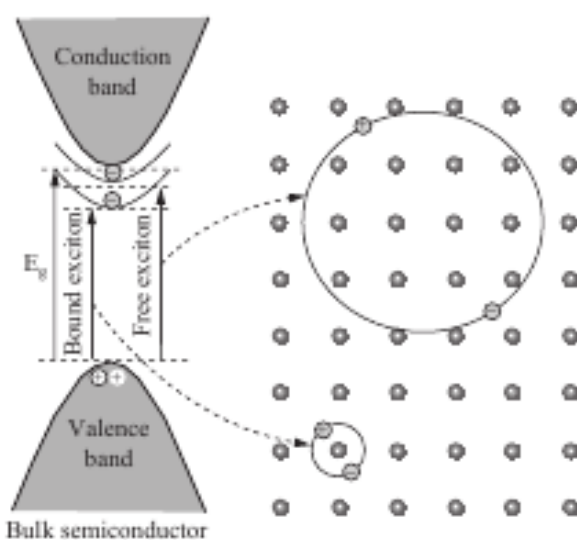
При поглинанні світла напівпровідниками можливе таке збудження *електрону* валентної зони, при якому він не переходить у зону провідності, а *утворює з діркою зв'язану систему*. Така система отримала назву *екситону*.

**Екситон** (лат. *excito* — «збуджую») — *воднеподібна квазічастинка, що являє собою електронне збудження в діелектрику, напівпровіднику або металі, яка мігрує по кристалу і не пов'язана з перенесенням електричного заряду*.

Повна енергія екситонів дорівнює  $h\nu = h\nu_{\infty} - \frac{E_{\text{екс}}}{n^2}$

де  $h\nu_{\infty}$  співпадає з шириною забороненої зони матеріалу;  $E_{\text{екс}}$  — енергія зв'язку екситону.

Можуть існувати як *вільні так і зв'язані* на дефектах кристалу (домішках) екситони.



Схематичне представлення енергії – екситонів відносно зони провідності (а). Пов'язані пари електрон-дірка як вільні, так і зв'язані (б)

Енергетичне положення екситонів на оптичному спектрі напівпровідника

# ЛЮМІНЕСЦЕНЦІЯ

• **Люмінесценцією** називається електромагнітне нетеплове випромінювання, що має тривалість, яка значно перевищує період світлових коливань. Для виникнення люмінесценції в напівпровіднику атоми напівпровідника повинні бути виведені зі стану термодинамічної рівноваги, тобто збуджені. Вони можуть бути переведені в збуджений стан електричним полем - **електролюмінесценція**, бомбардуванням напівпровідника електронами - **катодолюмінесценція**, освітленням - **фотолюмінесценція**. При люмінесценції акти поглинання енергії напівпровідником і випромінювання квантів світла розділені в часі. Люмінесценція, яка відбувається під час збудження називається **флуоресценцією**, якщо ж вона продовжується після закінчення збудження – **фосфоресценцією**.

• Випромінювання квантів світла з напівпровідника може відбуватися в результаті переходу електрона на більш низький енергетичний рівень при **міжзонній рекомбінації** або при **рекомбінації за участю рекомбінаційних пасток**. Випромінювальна рекомбінація носіїв заряду може відбутися без електромагнітного впливу, тобто самовільно. Така рекомбінація називається **спонтанною**. Акти спонтанного випромінювання відбуваються незалежно один від одного в різні моменти часу. Тому спонтанне випромінювання **не когерентне**.

• **Перехід електрона на більш низький енергетичний рівень з випромінюванням кванта світла, що стався з допомогою електромагнітного впливу, називається вимушеної або стимульованої рекомбінацією**. Індуковане випромінювання відбувається в тому ж напрямі, що і випромінювання, яке його викликало, в **одній і тій же фазі і з однаковою поляризацією**. Індуковане випромінювання **є когерентним**.

• На практиці найбільшого поширення набула **електролюмінесценція**. На основі цього явища працюють випромінювачі, тобто прилади, що перетворюють електричну енергію збудження в енергію оптичного випромінювання заданого спектрального складу і просторового розподілу. Когерентні - інжекційні лазери і некогерентні - світловипромінюючі діоди.

• Специфічні вимоги до світловипромінюючих діодів: робота у видимому діапазоні 400 ... 700 нм, висока яскравість, визначають вимоги до напівпровідникових матеріалів для їх виготовлення. Міжзонна рекомбінація найбільш імовірна в прямозонних напівпровідниках, типовими представниками яких є GaAs, InAs, InSb, GaSb, більшість сполук  $A_2B_6$  (ZnS, ZnSe, ZnTe, CdS, CdTe, CdSe), а також ряд інших бінарних сполук - PbS, PbSe, PbTe.

• **Спектральний склад оптичного випромінювання визначається шириною забороненої зони в прямозонних напівпровідниках і енергетичним рівнем пасток в непрямоzonних.**

# ІНЖЕКЦІЙНА ТА УДАРНА ЛЮМІНЕСЦЕНЦІЯ

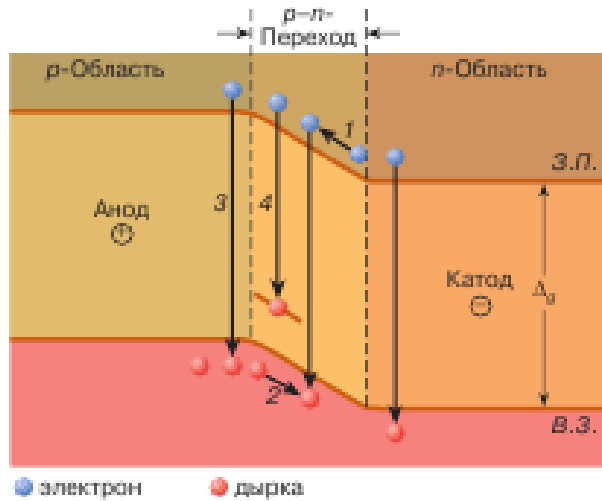
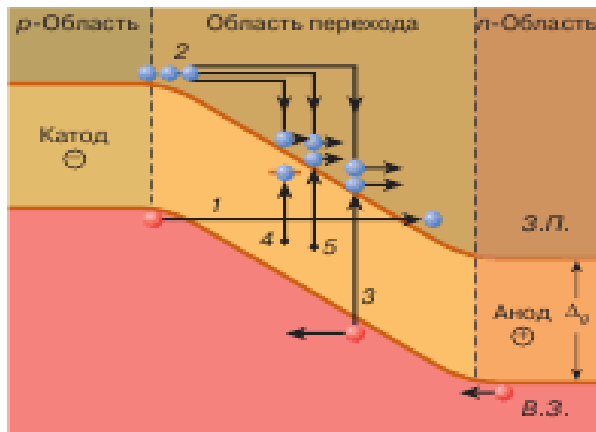


Схема випромінювальної рекомбінації носіїв на p-n - переході: 1 - потік електронів, 2 - потік дірок, 3 - міжзонна випромінювальна рекомбінація носіїв, 4 - випромінювальна рекомбінація носіїв через центри люмінесценції



## Інжекційна люмінесценція

Люмінесценцію можна викликати шляхом інжекції носіїв через p-n - перехід. Зонна схема p-n - переходу, включеного в **пряму напрямі**, представлена на рис. 1. Прикладання зовнішньої прямої напруги  $U$ , що понижує контактну різницю потенціалів, дає можливість частині носіїв проникнути в перехід і прилеглі до нього області та рекомбінувати з носіями заряду протилежного знака, при цьому відбувається випромінювання квантів світла (перехід 3 на рис. 1). Рекомбінація може відбуватися також з участю рівнів домішки (перехід 4)

## Ударна іонізація

Схематично **процеси ударної іонізації і ударного збудження** на p-n-переході, що **включений в зворотному напрямі**, зображені на рис. В сильному електричному полі електрони зони провідності прискорюються (перехід 2), накопичуючи енергію, достатню для вибивання електронів з валентної зони в зону провідності (перехід 3). Поряд з цим відбувається також збудження або іонізація центрів люмінесценції (переходи 4 і 5 відповідно). Аналогічні переходи відбуваються під дією дірок, що прискорюються. Випромінювання виникає при переходах, обернених 4 (внутрішньоцентрова люмінесценція), а також 3 і 5 (міжзонна рекомбінація електронів з дірками і рекомбінація через центри люмінесценції відповідно). При деякому критичному значенні напруженості електричного поля цей процес приводить до настільки різкого збільшення густини струму, що відбувається **електричний пробій напівпровідника**.

# СВІТЛОДІОДИ

• **Напівпровідниковий випромінювальний діод (світлодіод)** – це напівпровідниковий прилад з одним або кількома електричними переходами, призначений для безпосереднього перетворення електричної енергії в енергію некогерентного світлового випромінювання. В основі їх роботи лежить **інжекційна електролюмінесценція**.

• Відповідно до ГОСТ 10862-72 **першим елементом** позначення світлодіодів є літера або цифра, що означає матеріал виготовлення (А(1) - арсенід галію), **другим елементом** є літера “Л”.

Значення **третього елемента** позначення світлодіодів такі:

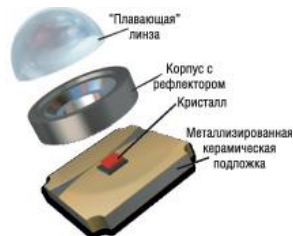
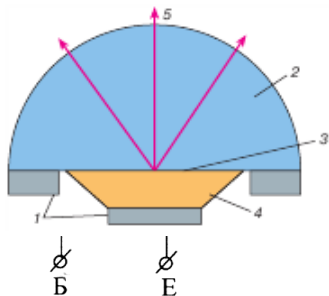
- 1 – діод інфрачервоного діапазону;
- 2 – оптичного діапазону;
- 3 – діод з яскравістю свічення менше 500 Кд/м<sup>2</sup>;
- 4 – з яскравістю, більшою 500 Кд/м<sup>2</sup>.



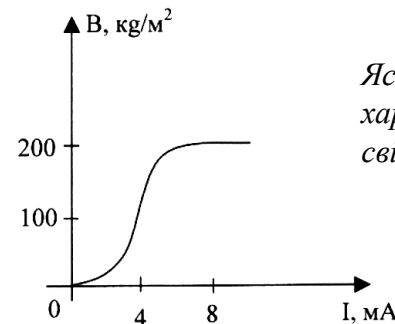
**Четвертий, п'ятий і шостий елементи** позначення такі самі, як у звичайних діодів.

Приклад. АЛ307А: А — арсенід галію, Л — світлодіод, 3 — світловий потік видимого спектра випромінювання, 07 — номер розробки, А — технологічна група розробки.

• **Основний фізичний процес, що забезпечує роботу світлодіодів** – це **випромінювальна рекомбінація у базі**, ймовірність якої зростає при підвищенні концентрації неосновних нерівноважних носіїв. **Ця рекомбінація, на відміну від невивипромінювальної, супроводжується виділенням енергії у вигляді квантів світла.** Для виготовлення світлодіодів застосовують матеріали з малою ймовірністю невивипромінювальної рекомбінації (наприклад, сполуки А<sub>2</sub>В<sub>6</sub> та А<sub>3</sub>В<sub>5</sub>: InSb, GaSb, GaAs, GaP, InP, SiC тощо). Свічення збуджується в інфрачервоному і видимому діапазонах за допомогою змінного або постійного струмів при напрузі  $U > U_{пор}$ , де  $U_{пор} \approx U_K$  (**порогова напруга дорівнює контактній різниці потенціалів**). Будова світлодіоду показана на рис. 1. Для підвищення ККД (зменшення відбиття) випромінювальна поверхня виконується у формі напівсфери. Яскравість свічення на одній з ділянок яскравостної характеристики майже лінійно залежить від струму через світлодіод (рис. 2).

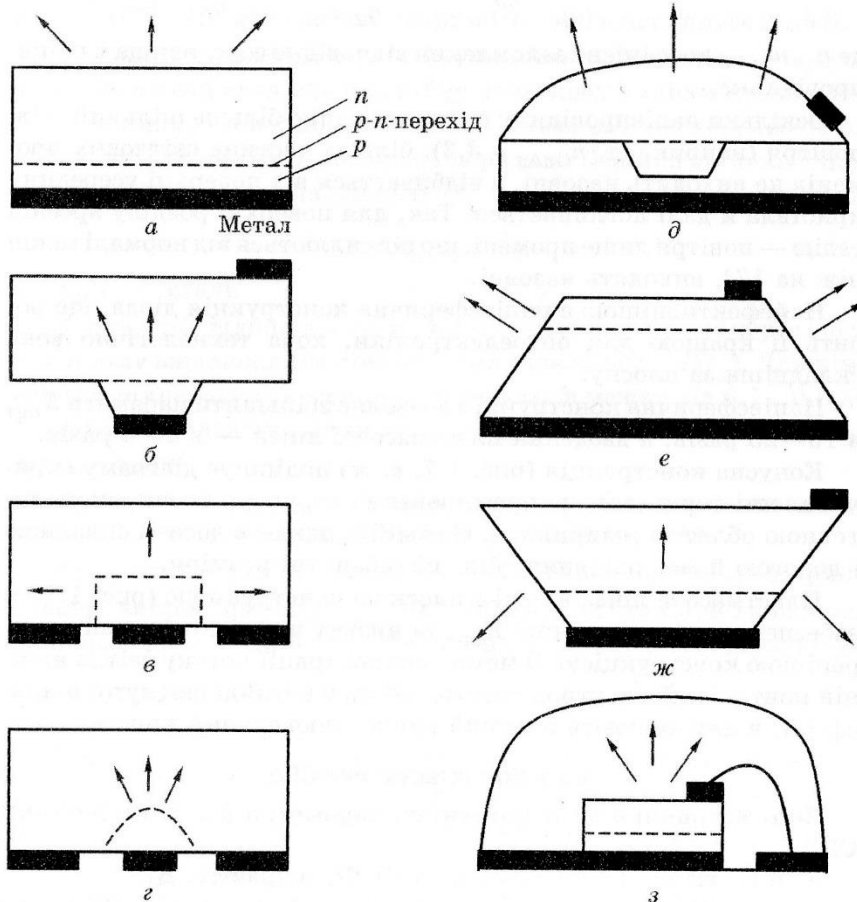


**Будова світлодіоду**  
1 - металеві контакти;  
2 - n-область; 3 – світло-  
випромінюючий p-n-  
перехід; 4 - p-область;  
5 - світловий потік



**Яскравісна  
характеристика  
світлодіоду**

# ОСНОВНІ КОНСТРУКЦІЇ СВІТЛОДІОДІВ



•Розрізняють такі конструкції світлодіодів:

а – плоский  $p-n$ -перехід;

б – мезаструктура;

в – планарний  $p-n$ -перехід;

г – структура з локальною епітаксією;

д – **напівсферичний кристал з мезаструктурою**;

е, ж – конструкція у вигляді усіченого конуса;

з – структура із пластмасовою лінзою.

Кращі сучасні світлодіоди плоскої конструкції забезпечують ефективність 15-20% (рис. а-г).

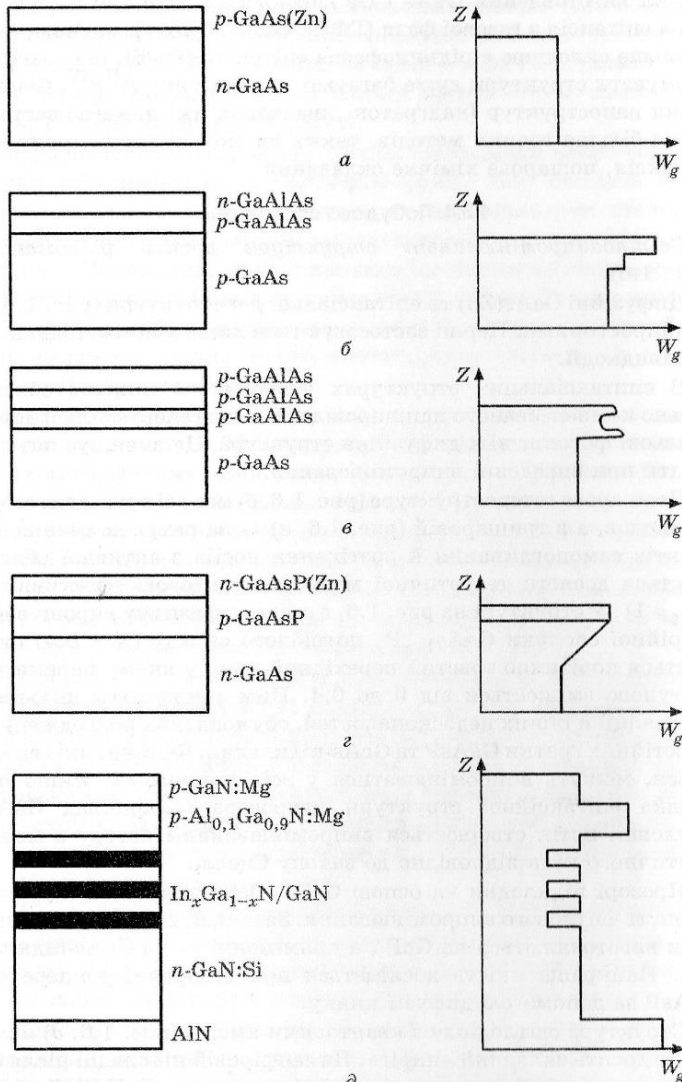
**Найефективнішою є напівсферична конструкція діода**, що робить її кращою для оптоелектроніки, хоча технологічно вона складніша за плоску (рис. д).

**Пластмасова лінза в парі з плоскою конструкцією (рис. з)**

**забезпечує високу ефективність світлодіода та його низьку ціну, тому вона є найпоширенішою.**

З метою концентрації потоку світла нижній контактний електрод виготовляють у вигляді ввігнутої напівсфери, в яку впаюють плоский випромінюючий кристал.

# КОНСТРУКЦІЯ СВІТЛОДІОДІВ



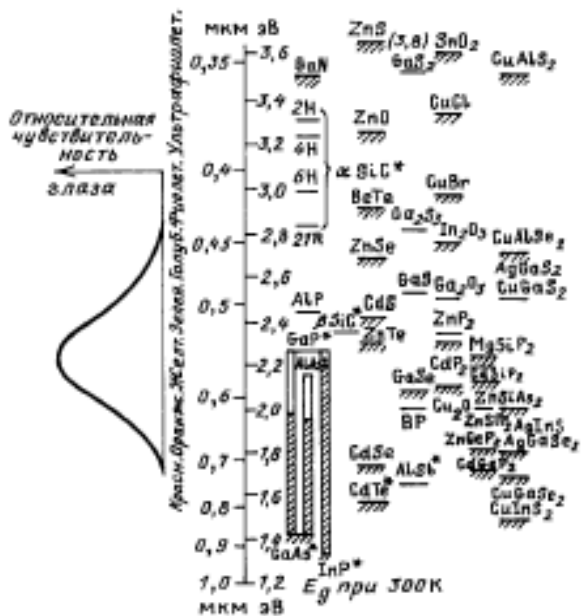
•Світловипромінювальні структури досить різноманітні. Найпростішими є дифузійні GaAs(Zn) та *p-n-епітаксціальні структури* (рис. а). В епітаксціальних структурах утворюється широка область сильно компенсованого напівпровідника, що генерує більш довгохвильові фотони, ніж дифузійна структура. Це зменшує оптичні втрати при виведенні випромінювання. Двошарова гетероструктура (рис. б) має всі переваги ГП, а в тришаровій (рис. в) – за рахунок зменшення ефектів рекомбінації і розтікання носіїв в активній області **вдається досягти теоретичної межі квантової ефективності ( $Q = 1$ )**. У структурі наведеній на рис г при газофазному вирощуванні твердого розчину GaAs<sub>1-x</sub>P<sub>x</sub> створюється порівняно товстий перехідний шар змінного складу. Цим знижується густина дислокацій на гетерограниці. На рис. д представлена структура з **квантовими ямами**.

# НП ДЛЯ ВИГОТОВЛЕННЯ ПРИБАДІВ ОПТОЕЛЕКТРОНІКИ

Table 3.1 Abbreviated periodic table of the elements

I	II	III	IV	V	VI
		B	C	N	O
		Al	Si	P	S
Cu	Zn	Ga	Ge	As	Se
Ag	Cd	In	Sn	Sb	Te

## Приладове використання напівпровідникових матеріалів



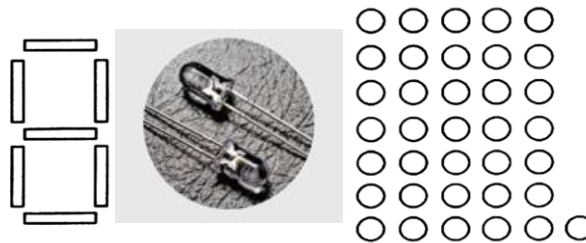
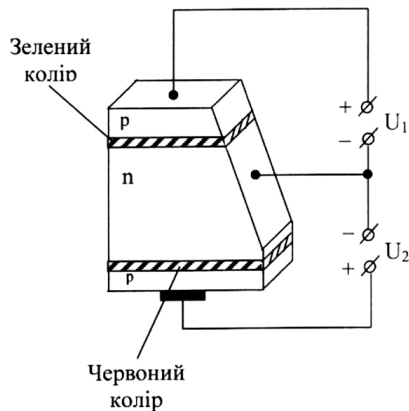
Матеріал	Опто-електроніка	Лазери з електронною накачкою	Інжекційні лазери	СВЧ генератори (ЛПД)	Високотемпературні діоди і транзистори	Счетчики частиц і дозиметри	Фото-приймачі
Алмаз	Перспективи применений			Перспективи применений	Положительные результаты (в лабораторных условиях)	Используется	Перспективи применений
Карбид кремня 6H-SiC, 4H-SiC GaP	Светодиоды (зеленая, синяя область) Светодиоды (осн. материал в видимой области)			Перспективи применений	Используется	Используются	Используются
ZnS	Используется		Первые результаты				
ZnSe	Используется		Первые результаты				
ZnTe	Используется	Используется	Первые результаты				
CdS	Используется	Используется					Широко используется
Порнистый кремний	Перспективи применений						

# СВІТЛОДІОДИ

•Колір свічення світлодіоду залежить від матеріалу з якого він виготовлений (ширини забороненої зони, природи центрів рекомбінації тощо). Чим більша ширина забороненої зони матеріалу, тим менша довжина хвилі світлового випромінювання:  $\lambda = \frac{hc}{E_g}$ . Так, двокомпонентні напівпровідникові матеріали GaAs і GaP дають *червоне свічення*, карбід кремнію SiC – *червоно-помаранчеве або жовте*. Суміш GaP та InP – *жовте або жовто-зелене свічення*. Використовуються **світлодіоди з перестроюваним кольором свічення** (рис. 1), які мають два – переходи, утворені різними матеріалами (легуючими домішками). Це забезпечує генерування одним переходом зеленого світла, а іншим – червоного. **Регулюванням струмів через переходи можна змінювати інтенсивність кожного з кольорів, а отже і сумарний колір свічення.**

•Світлодіоди широко використовуються і в різноманітних електронних пристроях. **Перевагою** інжекційних світлодіодів є – яскраве і чисте свічення, зручність керування, економність, довговічність тощо.

•Крім точкових світлодіодів, у напівпровідникових індикаторах застосовують дві основні конфігурації індикаторних елементів: **семисегментну та матричну** (рис.2). Сегментна конфігурація складається із 7 прямокутних напівпровідникових пластин, елементарні ділянки яких являють собою світлодіоди. Така конфігурація дозволяє відтворювати усі десять цифр і кілька літер. Матрична конфігурація складається з комірок, кожна з яких має 36 (7·5+1) точок і дозволяє відтворювати усі цифри, літери, знаки стандартного коду для обміну інформацією.



Структура світлодіода з кольором свічення, що перелаштовується

Варіанти елементів, що висвічуються за допомогою світлодіодів:

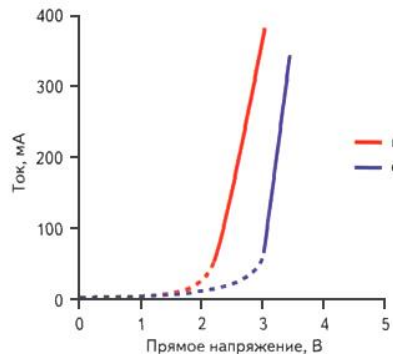
- а) семисегментна конфігурація;
- б) – матрична конфігурація



# ПАРАМЕТРИ СВІТЛОДІОДІВ

•**Світлодіод** - низьковольтний прилад. Звичайний світлодіоди, що застосовуються для індикації, споживають від 2 до 4 В постійної напруги при струмі до 50 мА. Світлодіоди, які використовуються для освітлення, споживають таку ж напругу, але струм є вищим - від декількох сотень мА до 1 А. В світлодіодному модулі окремі світлодіоди можуть бути включені послідовно і сумарна напруга виявляється більш високою (зазвичай 12 або 24 В). **При підключенні світлодіода необхідно дотримуватись полярності, інакше прилад може вийти з ладу.** Напруга пробою вказується виробником і звичайно становить більше 5 В для одного світлодіода. Яскравість світлодіода характеризується **світловим потоком і осовою силою світла, а також діаграмою спрямованості.** Існують світлодіоди різних конструкцій, що випромінюють в тілесному куті від  $4^0$ - $140^0$ . Колір, світла, що випромінюється, визначається координатами кольоровості і колірною температурою, а також довжиною хвилі випромінювання. Для порівняння ефективності світлодіодів між собою та з іншими джерелами світла використовується **світловіддача**: величина світлового потоку на один ват електричної потужності. Також цікавою маркетинговою характеристикою виявляється **ціна одного люмена.**

•В робочих режимах струм світлодіода експоненціально залежить від напруги і незначні її зміни приводять до великих змін струму. Оскільки світловий вихід прямо пропорційний струму, то і яскравість світлодіода виявляється нестабільною. Тому **струм необхідно стабілізувати.** Крім того, якщо струм перевищить допустиму межу, то перегрів світлодіода може привести до його прискореного старіння. Саме тому **послідовно з світлодіодом включають конвертор** (driver). Для світлодіода він те саме, що баласт для лампи. Він стабілізує струм, що проходить через світлодіод.



ВАХ світлодіода

До основних характеристик світлодіодів відносяться наступні:

1. **Довжина хвилі максимуму спектрального випромінювання  $\lambda$ .** Світлодіоди являють собою джерело некогерентного випромінювання, тому спектр їх випромінювання характеризується значною шириною.
2. **Яскравість електролюмінесценції.**
3. **Густина струму, що проходить через прилад.**
4. **Коефіцієнт корисної дії:** відношення середньої енергії, що випромінюється до енергії, що підводиться до світлодіода.
5. **Напруга, що прикладається до світлодіода.**

# НАПІВПРОВІДНИКОВІ ЛАЗЕРИ

• **Напівпровідниковий лазер** - твердотільний лазер, в якому як робоча речовина використовується напівпровідник. У такому лазері, на відміну від лазерів інших типів, використовуються випромінювальні переходи не між ізольованими рівнями енергії атомів, молекул і іонів, а між дозволеними енергетичними зонами або підзонами кристала. В напівпровідниковому лазері накачування здійснюється:

- безпосередньо електричним струмом (пряме накачування);
- електронним пучком;
- електромагнітним випромінюванням.

Оскільки в напівпровідниковому лазері збуджуються і випромінюють колективно атоми, що складають кристалічну ґратку, сам лазер може мати дуже малі розміри.

• Іншими особливостями напівпровідникових лазерів є високий ККД, мала інерційність, простота конструкції. Типовим представником напівпровідникових лазерів є **лазерний діод** - лазер, в якому робочою областю є напівпровідниковий p-n перехід. У такому лазері випромінювання відбувається за рахунок рекомбінації електронів і дірок інжектованих в область p-n-переходу. Для отримання лазерного випромінювання також використовують структури з **квантовими ямами**.

• За конструкцією інжекційні лазери на гомо- і гетеропереходах нагадують світлодіоди.

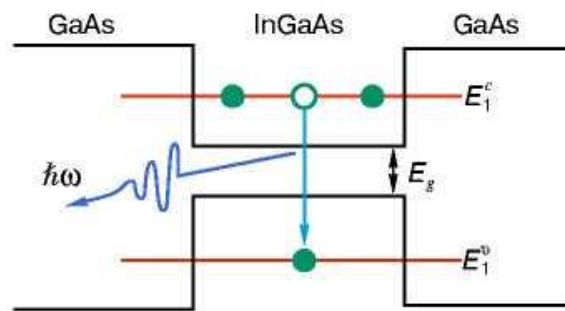
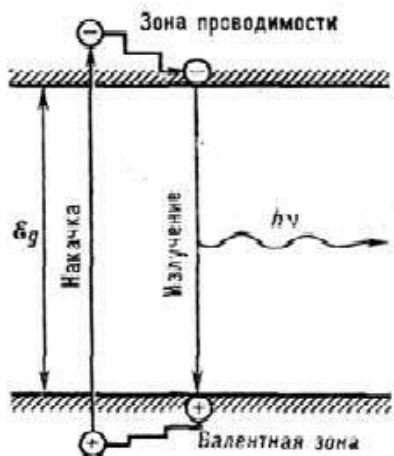
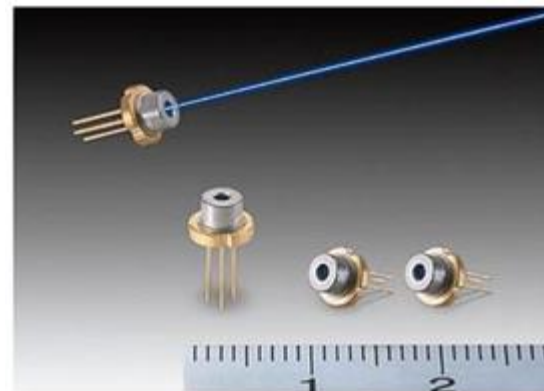
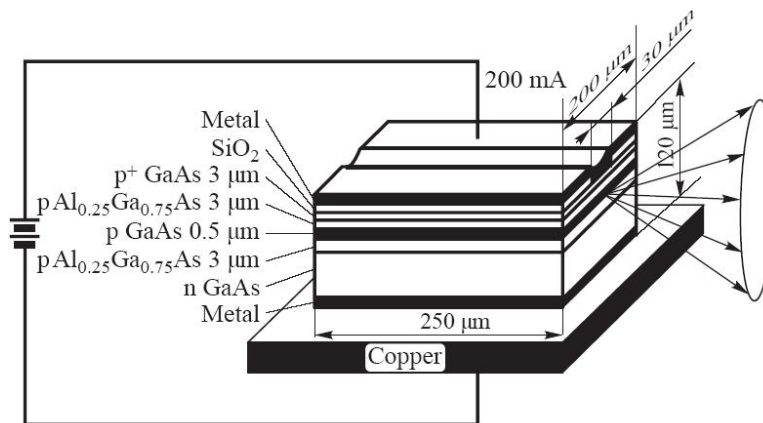
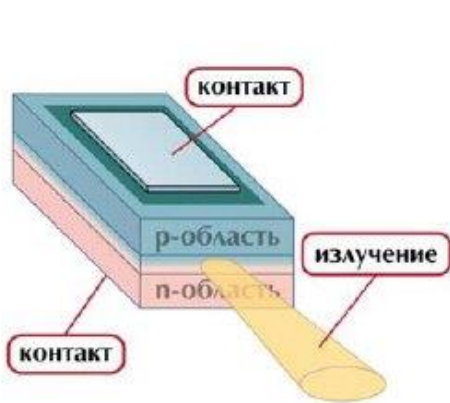


Схема виникнення випромінювання при міжзонних переходах у напівпровіднику (а), у квантових ямах (б)



# НАПІВПРОВІДНИКОВІ ЛАЗЕРИ

• **Інжекційні лазери на гомо- і ГП за конструкцією нагадують світлодіоди.** Інжекційні лазери на гомопереходах були створені на основі GaAs, однак їх параметри виявилися незадовільними. **Використання ГП значно поліщило умови генерації когерентного випромінювання.** У лазері на діоді напівпровідниковий кристал виготовляють у вигляді дуже тонкої прямокутної пластинки. Така пластинка за суттю є **оптичним хвилеводом**, де випромінювання обмежене у відносно невеликому просторі. Верхній шар кристала легується для створення *n*-області, а в нижньому шарі створюють *p*-область. В результаті утворюється плоский *p-n* перехід великої площі. **Дві бокові сторони (торці) кристала поліруються для створення гладких паралельних площин**, які утворюють **оптичний резонатор**, названий **резонатором Фабрі-Перо**. Випадковий фотон спонтанного випромінювання, що випромінюється перпендикулярно цим площинам, проходить через оптичний хвилевід і кілька разів відбивається від торців, перш ніж вийде назовні. **Проходячи вздовж резонатора, він буде викликати вимушену рекомбінацію, створюючи нові і нові фотони з тими ж параметрами, і випромінювання посилюватиметься** (механізм вимушеного випромінювання). Як тільки посилення перевищить втрати, почнеться **лазерна генерація**. Це відповідає пороговому струму інжекції. Такі лазери поділяють на **одномодові та багатомодові**. **Одномодові лазери (випромінюють монохроматичну хвилю в результаті збудження тільки одного виду коливань)** застосовуються в оптичних запам'ятовуючих пристроях, лазерними вказівками, а також в волоконній техніці.



Конструкція інжекційного напівпровідникового лазера (а) та лазера на квантових ямах (б)

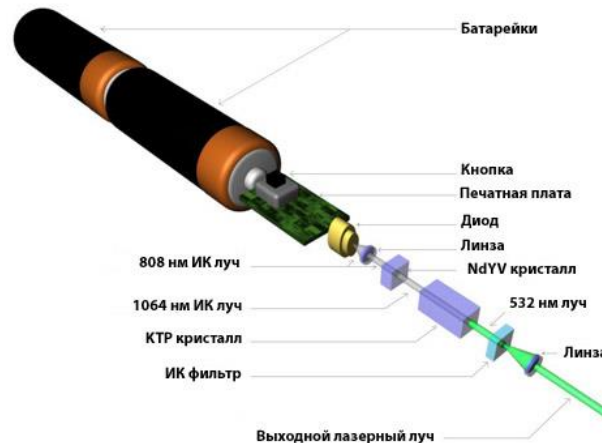
Залежність вихідної потужності від струму накачки

# НАПІВПРОВІДНИКОВІ ЛАЗЕРИ

• Як вказувалося лазерні діоди можуть бути декількох типів. Як правило, їх робочі шари зроблені дуже тонкими, і така структура може генерувати випромінювання тільки в напрямі, паралельному до них. З іншого боку, *якщо хвилевід зробити досить широким в порівнянні з довжиною хвилі, він зможе працювати вже в декількох поперечних режимах.* Такий діод називається **багатомодовим**. Застосування таких лазерів можливо в тих випадках, коли від пристрою потрібна **висока потужність випромінювання, і не ставиться умова гарної збіжності променя** (тобто допускається його значне розсіювання). Такими областями застосувань є: друкуючі пристрої, хімічна промисловість, накачування інших лазерів.

• *Довжина хвилі випромінювання лазерного діода залежить від ширини забороненої зони між енергетичними рівнями  $p$ - і  $n$ -областей напівпровідника.*

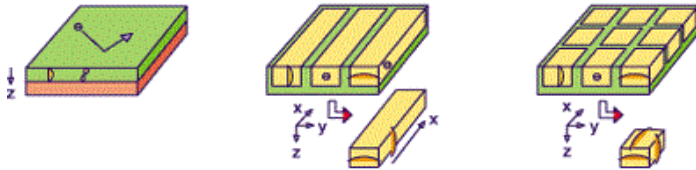
• У зв'язку з тим, що випромінюючий елемент достатньо тонкий, промінь на виході діода, внаслідок дифракції, практично відразу розходиться. Для компенсації цього ефекту і отримання тонкого променя **необхідно застосовувати лінзи, що фокусують.** Для багатомодових широких лазерів найбільш часто застосовуються **циліндричні лінзи.** Для одномодових лазерів, при використанні симетричних лінз, перетин променя буде еліптичним, оскільки розбіжність у вертикальній площині перевищує розбіжність в горизонтальній. **Багатомодові лазерні діоди можуть мати вихідну оптичну потужність в безперервному режимі від 500 мВт до 8 Вт, а квазінеперервні лазерні лінійки - до 150 Вт.**



Вигляд типового твердотільного лазера та лазерної указки

# ЛАЗЕРИ НА НАНОСТРУКТУРАХ

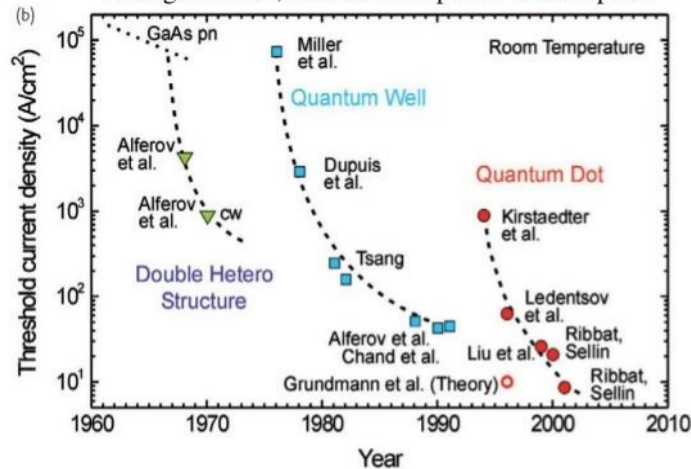
• На початку 80-х років було запропоновано використати для створення лазерів *одновимірні або нульвимірні об'єкти*. Досить скоро такі структури вдалося виготовити. Одновимірні стали називати *квантовими нитками або квантовими дротами* ("**quantum wire**"), нульвимірні - *квантовими точками* ("**quantum dot**"). Фізика їх виявилася вкрай цікавою. У випадку лазерів, виявилось, що *застосування квантових точок дозволяє сильно знизити їх робочий струм*.



Ефективність таких лазерів порівняна з попередніми їх поколіннями на наочному графіку. Основною проблемою квантових точок до цього часу залишається складність їх виготовлення.

*Двовимірна, одновимірна і нульвимірна структури*

Reductions in Threshold Current, i.e., Minimum Current Needed for Lasing to Occur, enable lower power consumption



Source: Materials Today 14(9) September 2011, Pages 388-397

*Еволюція лазерних діодів. За вертикаллю - пороговий струм (чим менше, тим легше змусити лазер працювати).*

*Три пунктири відповідають трьом поколінням технологій: подвійні гетероструктури, квантові ями, квантові точки. Кожне наступне покоління знижувало пороговий струм приблизно на порядок*

# ФОТОРЕЗИСТИВНИЙ ЕФЕКТ

• **Фоторезистивний ефект** – полягає у зміні електричного опору напівпровідника, обумовлений виключно дією оптичного випромінювання і не пов'язаний з його нагріванням.

• Для виникнення фоторезистивного ефекту необхідно, щоб у напівпровіднику відбувалося або **власне поглинання оптичного випромінювання** з утворенням нових пар носіїв заряду, або **домішкове поглинання** з утворенням носіїв одного знака. **В результаті збільшення концентрації носіїв заряду зменшується опір напівпровідника.** .

$$h\nu > E_g (E_{A(D)})$$

• Надлишкову концентрацію носіїв заряду, наприклад, електронів можна визначити наступним чином

$$\Delta n = (1 - R) \alpha Q N_{\phi} \tau,$$

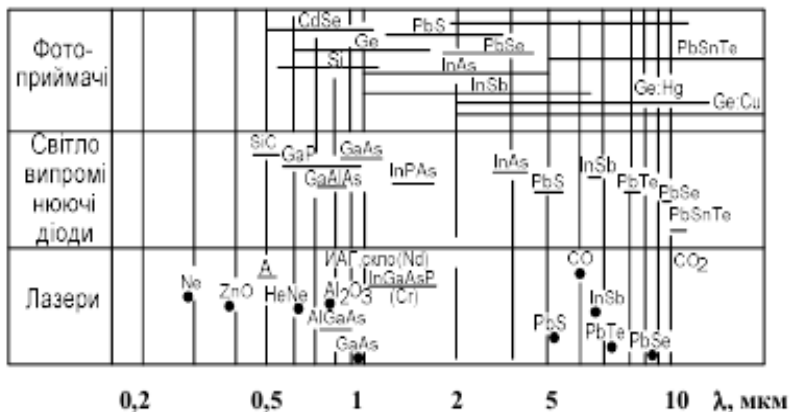
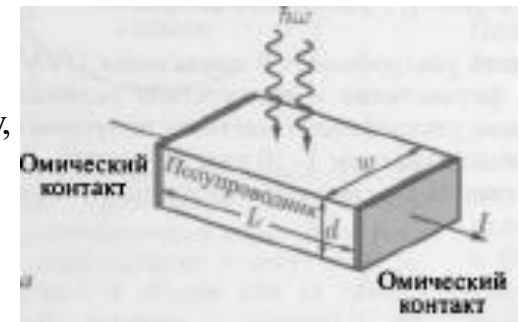
де  $R$  - коефіцієнт відбиття фотонів від напівпровідника,

$\alpha$  – коефіцієнт поглинання матеріалу,

$Q$  - квантова ефективність генерації,

$N_{\phi}$  - кількість фотонів, що падають на одиничну поверхню в одиницю часу,

$\tau$  - час життя нерівноважних носіїв заряду.



Розподіл випромінювачів і фотоприймачів з різних матеріалів в оптичному діапазоні спектру

# НАПІВПРОВІДНИКОВІ ФОТОПРИЙМАЧІ

• **Фотоприймачі** це електронні прилади призначені для перетворення світлових сигналів в електричні. У напівпровідникових фотоприладах використовується **внутрішній фотоефект**, який полягає в тому, що при опроміненні електрони напівпровідникового кристала набувають додаткової енергії, що необхідна для вивільнення їх з ковалентних зв'язків. Тому в напівпровідниках з'являються додаткові носії електричного заряду, які збільшують їх електропровідність.

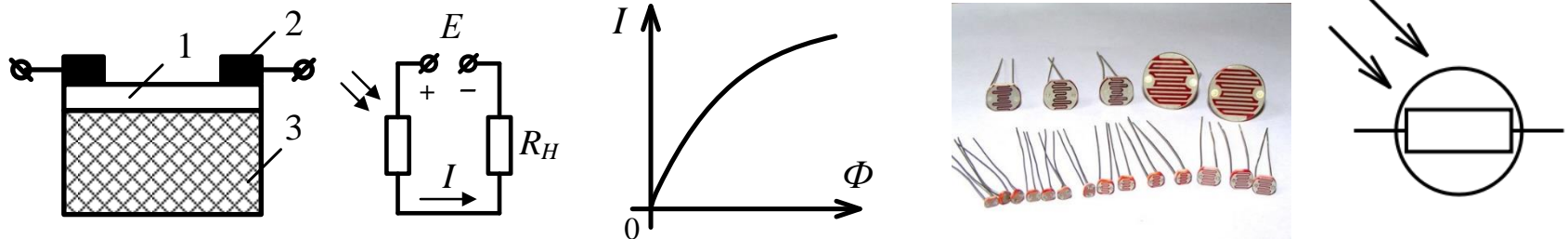
• Фотоприймачі поділяють на: **фоторезистори, фотодіоди, фототранзистори, фототеристори, багатоелементні пристрої** (лінійки фотоприймачів, матричні фотоприймачі).

## Фоторезистори

**Фоторезисторами** називають пасивні напівпровідникові прилади, електричний опір яких змінюється під дією світла. Конструктивно фоторезистор складається з діелектрика 3, на який нанесено світлочутливий шар напівпровідника 1, і зовнішніх електродів 2 (рис. а).

• Схема вмикання фоторезистора до електричного кола показана на рис. б. Увімкнення джерела  $E$  не залежить від полярності, оскільки фоторезистор не має вентильних властивостей.

• Вихідним матеріалом для виготовлення світлочутливого шару фоторезистору є  $\text{PbS}$ ,  $\text{CdSe}$  або  $\text{CdS}$ .



Будова (а), схема вмикання (б), статична характеристика (в), вигляд (г) та позначення фоторезистору

# НАПІВПРОВІДНИКОВІ ФОТОПРИЙМАЧІ

•За відсутності світла (світловий потік  $\Phi = 0$ ) фоторезистор має великий темновий опір, і при прикладенні зовнішньої напруги через нього проходить малий темновий струм  $I_T$ . *Під дією світла опір фоторезистора зменшується*, і через нього проходить струм

$$I = C\sqrt{\Phi} + I_T$$

де  $C$  - коефіцієнт пропорціональності;

$\Phi$  - світловий потік;

$I_T$  - темновий струм (темновий опір фото резистора – сотні кілоомів).

Залежність  $I = f(\Phi)$  при  $E = \text{const}$  відповідно до формули показана на рис. в. (попер. плакат)

*При низьких рівнях освітлення* залежність  $I = f(\Phi)$  можна вважати лінійною:

$$I = C_\Phi \Phi + I_T,$$

де  $C_\Phi$  - інтегральна чутливість фоторезистору.

Найважливішими параметрами фоторезисторів є *коефіцієнт підсилення*  $G$ , опір у темноті  $R_m$  та на світлі  $R_c$ . Коефіцієнт підсилення визначається виразом

$$G = \frac{\tau_{\text{еф}}}{\tau_{\text{пр}}} = \frac{\tau_{\text{еф}} \mu_{\text{еф}} U}{l^2}$$

де  $\tau_{\text{еф}}$  – час життя електронів;  $\tau_{\text{пр}}$  – час прольоту електрона через фоторезистор;

$\mu_{\text{еф}}$  – ефективне значення рухливості носіїв;  $l$  – довжина активної області фоторезистора;  $U$  – прикладена напруга. Параметр може сягати значень  $G = 10^4$ - $10^6$ .

•*Недоліками фоторезисторів* є нелінійність характеристики  $I = f(\Phi)$  та мала швидкодія (граничні частоти приладу не перевищують 1 кГц).

•Фоторезистори застосовують як *оптоелектронні датчики*, а також як *фотоприймачі в оптронах*.



# ФОТОДІОДИ

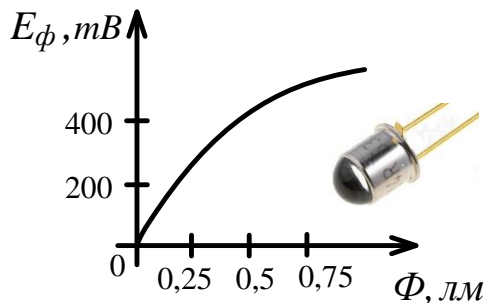
• У фотодіодах  $p-n$  - перехід паралельний до скляного вікна, через яке надходить світловий потік. **Під дією світла на  $p-n$  перехід фотодіода внаслідок явища внутрішнього фотоефекту в областях біля переходу відбувається додаткова генерація пар "електрон-дірка"**. Під дією дифузійного поля  $p-n$  переходу фотодірки переміщуються до  $p$ -області, а фотоелектрони – до  $n$  області. При цьому створюється фото ЕРС  $E_\phi = (0,1 - 1,0) \text{ В}$ , залежність якої від світлового потоку показана на рис. 1.

• Під дією цієї фото ЕРС у зовнішньому колі фотодіода проходить **фотострум  $I_\phi$** , що збігається за напрямом зі зворотним струмом  $p-n$  - переходу (рис. 2).

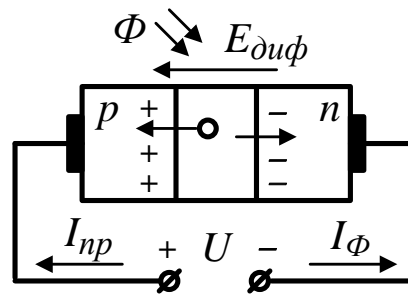
• Оскільки фотострум проходить незалежно від струму, який викликається зовнішнім джерелом напруги, то вираз для повного струму може бути записаний у вигляді  $I = I_s(e^{eU/kT} - 1) - I_\phi$  де  $I_s$  - струм насичення (екстракції) – переходу;  $U$  - зовнішня напруга;  $I_\phi$  - фотострум.

• **Дія фото ЕРС на  $p-n$  перехід еквівалентна додатковому зворотному зміщенню переходу**, наслідком чого є збільшення зворотного струму фотодіода на величину  $I_\phi$ .

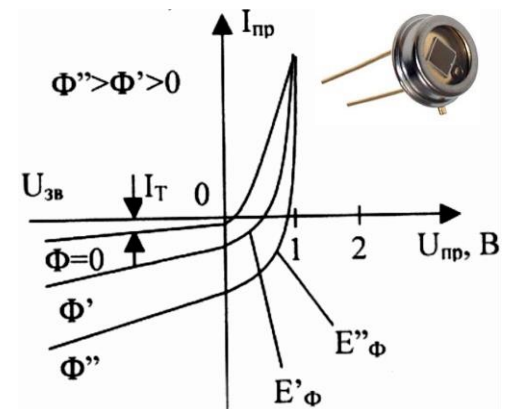
• Сім'я ВАХ фотодіода показана на рис. 3.



Залежність фотоЕРС від світлового потоку



До пояснення принципу дії фотодіода



Сім'я ВАХ фотодіода

# ФОТОДІОДИ

•Оскільки фото ЕРС і пряма напруга ввімкнені назустріч одна одній, то при їх рівності струм діода дорівнює нулю, що відповідає **режиму холостого ходу**. ЕРС холостого ходу при  $I = 0$  можна визначити за формулою:

$$E_{\phi} = kT/e \ln\left(\frac{I_{\phi}}{I_s}\right). \text{ Цю фото ЕРС знаходять також з ВАХ.}$$

•**Фотодіоди використовують у двох режимах: вентильного фотоелемента** (рис. 1а) та **фотодіодному** (рис. 1б). **У першому режимі фотодіод використовують як джерело струму, датчик, що генерує ЕРС  $E_{\phi}$ , як чутливий індикатор випромінювання або сонячний елемент.** Фото ЕРС може досягати 1 В. У цьому режимі робоча точка пересувається вздовж осі на ВАХ залежно від інтенсивності світла.

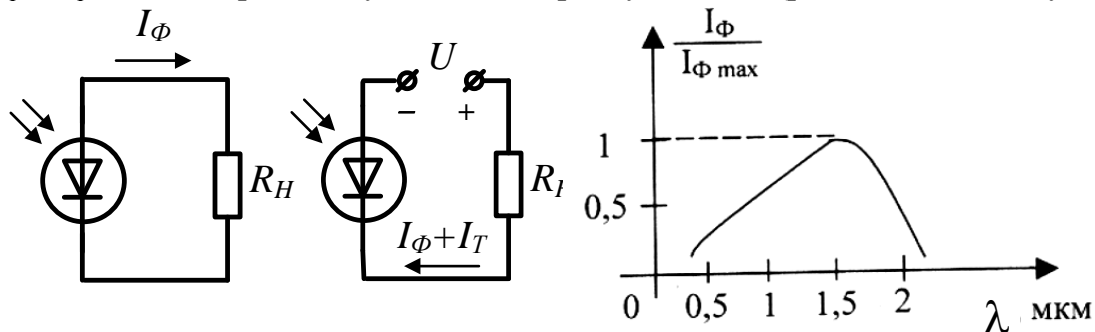
•**У другому режимі** (рис. 1б) **фотодіод працює на зворотній гілці ВАХ як фоторезистор**, опір якого залежить від світлового потоку. Робоча точка може займати будь-яке положення між осями  $U_{зв}$ ,  $I_{зв}$ , залежно від напруги джерела  $U$  і світлового потоку  $\Phi$ .

•У фотодіодному режимі спостерігається більш висока швидкодія, **краща стабільність, більший динамічний діапазон.** **Недоліком** цього режиму є темновий струм, значення якого залежить від температури, при цьому може спостерігатися й надлишковий шум, що зникає при нульовому зміщенні.

•Фотострум залежить не тільки від потоку  $\Phi$ , але і від довжини хвилі світлового випромінювання, яке діє на  $p-n$  перехід. Цей факт ілюструє спектральна характеристика рис. 2.

•**Параметри фотодіода  $\epsilon$ :** темновий струм  $I_T$  – струм, що проходить через діод при робочій напрузі і відсутності світла;  $U_{роб}$  – робоча напруга, напруга на діоді у фотодіодному режимі;

$S_{\phi} = I_{\phi}/\Phi$  – інтегральна чутливість; поріг чутливості (рівень мін сигналу, який реєструється  $\sim 10^{-14}$  Вт/Гц<sup>1/2</sup>)



*Вентильний і фотодіодний режими роботи фотоелемента*

*Спектральна характеристика германієвого фотодіода*

# РІЗНОВИДИ ФОТОДІОДІВ

## •Р-і-п

•Для цих напівпровідників характерна наявність в зоні  $p-n$  - переходу ділянки, що має власну провідність зі значною величиною опору. При попаданні на цю ділянку світлового потоку з'являються пари дірок і електронів. Електричне поле в даній області постійно, просторового заряду немає. Такий *допоміжний шар розширює діапазон робочих частот напівпровідника*. За функціональним призначенням  $p-i-n$  - фотодіоди поділяють на *детекторні, змішувальні, параметричні, обмежувальні, помножувальні, налаштовувальні* і інші.

## •Лавинні

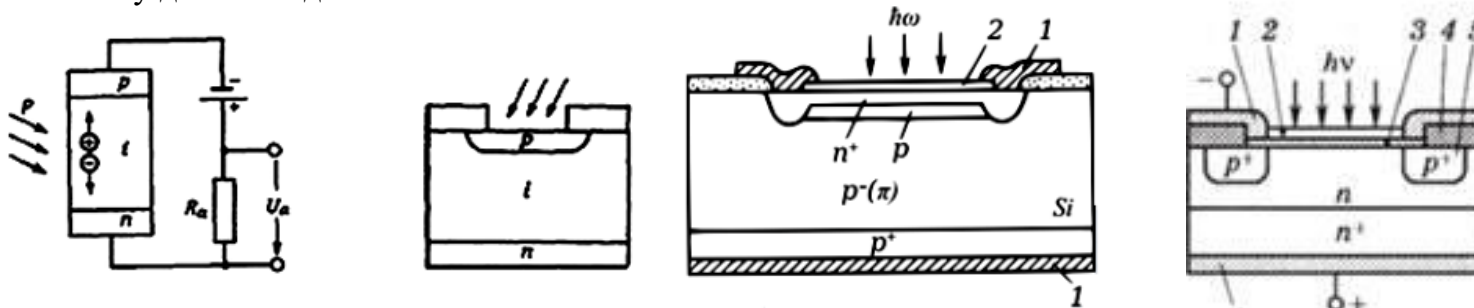
•Цей вид *відрізняється високою чутливістю*. Його функція - перетворення світлового потоку в електричний сигнал, посилений за допомогою ефекту лавинного множення. Може застосовуватися в умовах незначного світлового потоку. У конструкції лавинних фотодіодів використовуються надгратки, що сприяють зниженню перешкод при передачі сигналів.

## •З бар'єром Шотткі

•Складається з металу і напівпровідника, навколо границі розділу яких створюється електричне поле. Головною відмінністю від звичайних фотодіодів  $p-i-n$ -типу є використання основних, а не додаткових носіїв зарядів.

## •З гетероструктурами

•Утворюється з двох напівпровідників, що мають різну ширину забороненої зони. Гетерогенним називають шар, що знаходиться між ними. Шляхом підбору таких напівпровідників можна створити пристрій, що працює в повному діапазоні довжин хвиль. Його мінусом є висока складність виготовлення



Типова структура фотодіода з бар'єром Шотткі 1 - металеві контакти; 2 - покриття, що просвітлює з півки ZnS; 3 - тонкий напівпрозорий шар металу; 4 - окис кремнію SiO<sub>2</sub>; 5 - дифузійне охоронне кільце  $p^+$  - типу.

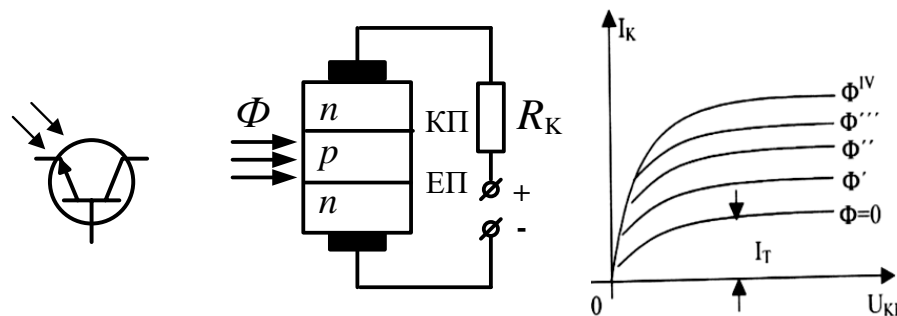
# ФОТОПРИЙМАЧІ З ВНУТРІШНІМ ПІДСИЛЕННЯМ

- До таких фотоприймачів належать *фототранзистори та фототиристри*.
- Крім перетворення світлової енергії в електричну з утворенням фотоструму, як у фотодіодах, *фототранзистор ще й підсилює цей фотострум*.
- Розглянемо роботу фототранзистора у ССЕ в режимі з розімкненою базою ( $I_B = 0$ ) (рис.).

Якщо  $\Phi = 0$ , то через фототранзистор проходить невеликий темновий струм

$$I_T = I_{КБ0}(h_{21E} + 1).$$

При освітленні області бази через вікно ( $\Phi > 0$ ) в ній генеруються нерівноважні пари носіїв заряду – фотоелектрони та фотодірки, які дифундують до ЕП та КП. При цьому поле КП розділяє заряди: електрони рухаються до  $n$ -колектора, дірки – до  $p$ -бази. У колі колектора під дією цих електронів зростає струм на величину  $I_\Phi$ . Дірки створюють у базі позитивний заряд, який зміщує ЕП у прямому напрямі і викликає інжекцію електронів. Унаслідок інжекції електронів через ЕП, їх дифузії через базу та екстракції через КП струм колектора додатково зростає на величину  $h_{21E} I_\Phi$ . Тобто *фотодірки у базі відіграють роль вхідного струму бази*.



Структура і схема вмикання фототранзистора  
(а), статичні вихідні характеристики (б)

# ФОТОПРИЙМАЧІ З ВНУТРІШНІМ ПІДСИЛЕННЯМ

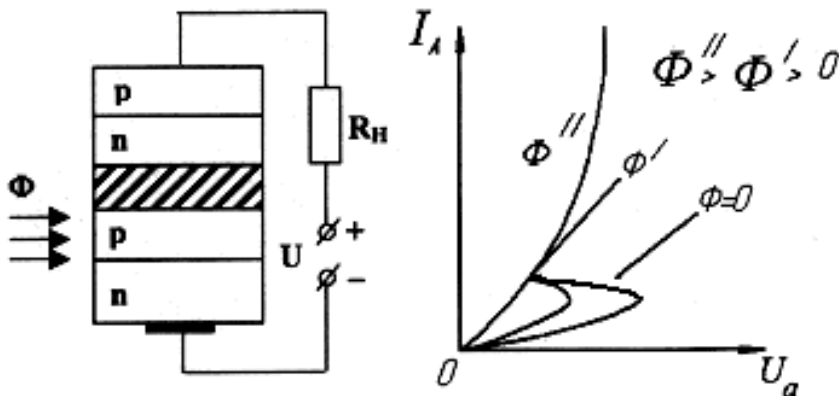
• Загальний колекторний струм *фототранзистора*

$$I_K = I_\Phi + h_{21E}I_\Phi + I_T = (1 + h_{21E})I_\Phi + I_T$$

• Сім'я ВАХ фототранзистора  $I_K = f(U_{KB}) | \Phi = \text{const}$  показана на рис. Збільшення освітлення фототранзистора приводить, згідно з формулою, до зростання колекторного струму. Інтегральна чутливість фототранзистора  $S_\Phi$  в  $(1 + h_{21E})$  раз більша, ніж у фотодіода. Це пояснюється тим, що у фототранзистора струм  $I_\Phi$  підсилюється в  $(1 + h_{21E})$  раз.

• **Фототиристри** (рис.) є фотоприймачами з ключовою пороговою характеристикою, вони застосовуються для перемикання великих струмів і напруги. ВАХ з відкриваючою дією світлового потоку показана на рис.

• Засвічення базової області тиристора зумовлює генерацію надлишкових носіїв заряду, що приводить до перемикання чотиришарової структури із закритого стану у відкритий так само, як це буває у триністорі при перемиканні керувальним струмом.



Структура, схема вмикання (а) та ВАХ (б) фототиристора

# ОСНОВНІ ПАРАМЕТРИ ФОТОПРИЙМАЧІВ

• До *основних параметрів фотоприймачів* відносяться:

- 1. *Довгохвильова границя*  $\lambda_0$  або довжина хвилі, що відповідає максимуму фоточутливості  $\lambda_m$ .
- 2. *Спектральна чутливість*  $R_\lambda$  - величина вихідного сигналу, що припадає на одиницю потужності монохроматичного випромінювання у даній спектральній області.
- 3 *Мінімальна потужність, що виявляється*  $P_{min}$  - потужність при якій вихідний сигнал дорівнює рівню шуму. Часто використовується еквівалентна потужність шуму.

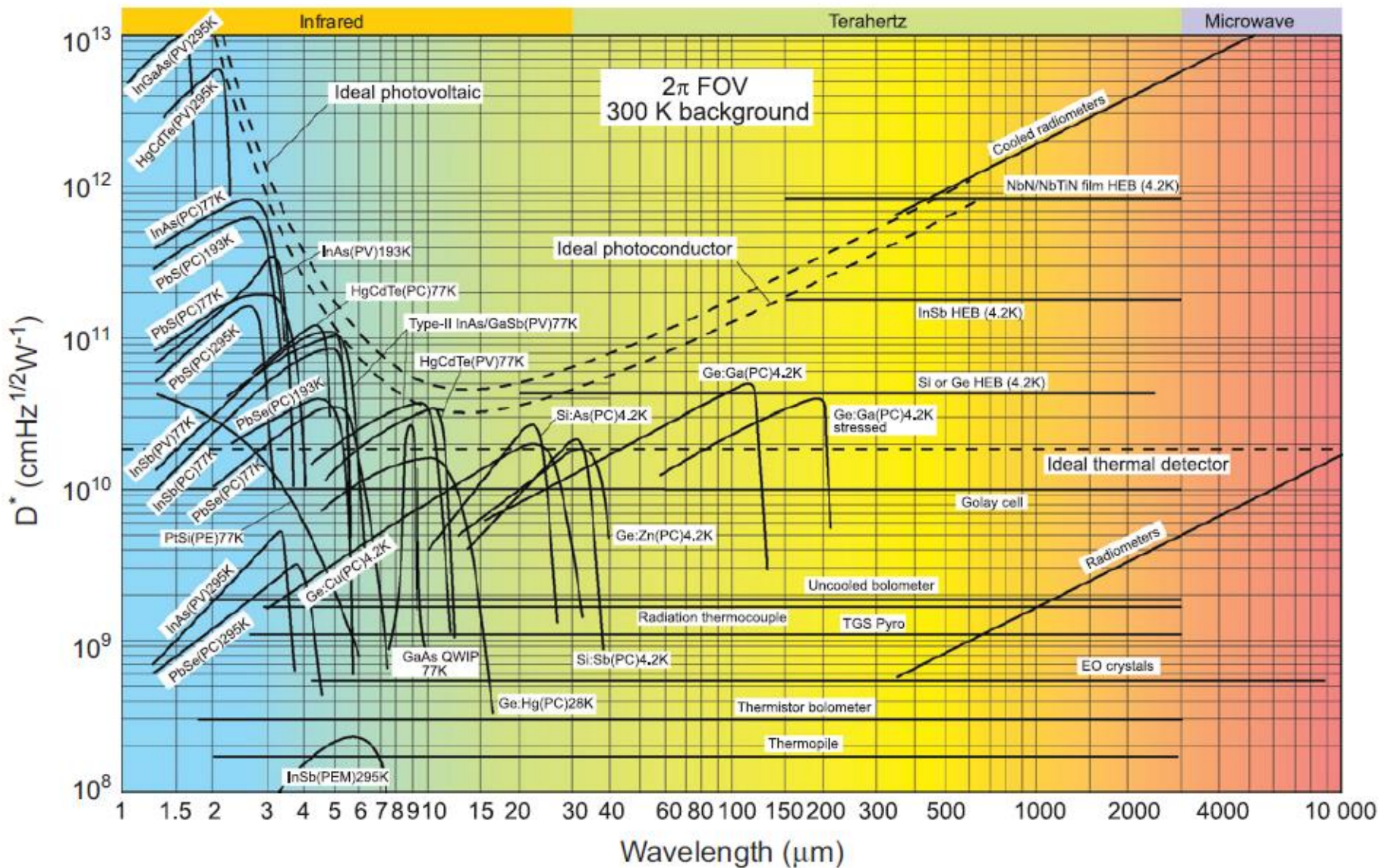
$$NEP = P_{min}(\Delta\nu)^{-1/2}$$

Тобто *потужність, віднесена до одиничної полоси пропускання*. Тут  $\Delta\nu$  - ефективна полоса пропускання підсилувача.

- 4. *Виявна здатність*  $D^*$  - величина обернена  $P_{min}$  віднесена до одиничної полоси пропускання (1 Гц) і одиничної площі поверхні фотоприймача.
- 5. *Квантова ефективність*  $Q$  - число фотогенерованих носіїв, що припадають на один поглинутий фотон.
- 6. *Стала часу*  $\tau$  - час за який вихідний сигнал детектора досягне 63% максимального значення.
- 7. *Опір приймача*  $R$  або приведений опір. Звичайно він наводиться при нульовому зміщенні.
- 8. *Гранична частота*  $\nu$  - найбільша робоча частота приладу.

<https://forms.gle/px4w7FB7My1vH2Xn9>

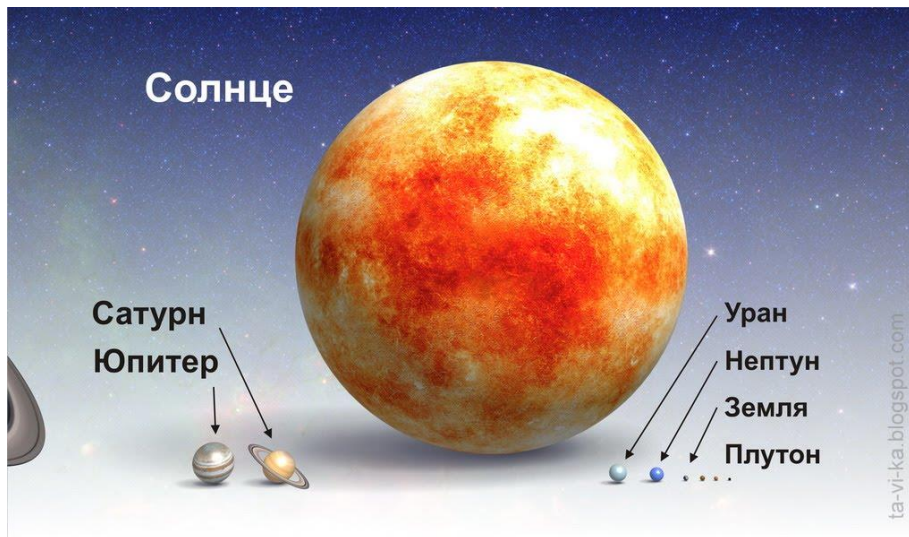
# ЧУТЛИВІСТЬ ФОТОПРИЙМАЧІВ



Comparison of the  $D^*$  of various available detectors when operated at the indicated temperature.

# ПОТЕНЦІАЛ СОНЯЧНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ

• Джерело сонячного випромінювання - Сонце, має приблизний радіус 695 300 км і масу близько  $2 \cdot 10^{30}$  кг. Температура поверхні Сонця -  $\sim 6000$  °С, усередині Сонця - близько 40 млн. °С *Сонце випромінює в кожен момент часу в космос близько  $4 \cdot 10^{23}$  кВт, з яких на Землю припадає близько  $0,25 \cdot 10^9$  всього обсягу випромінювання Сонця. Потужність сонячної радіації на поверхні Землі становить  $1,75 \cdot 10^{17}$  Вт, що еквівалентно  $5,4 \cdot 10^{24}$  Дж енергії на рік. Це в 10 разів перевищує загальносвітові запаси органічного палива, які оцінюються в  $6,9 \cdot 10^{23}$  Дж, або в 1000 разів перевищує прогнозоване до кінця сторіччя загальносвітове енергоспоживання, що дорівнює  $15,3 \cdot 10^{20}$  Дж.* Якщо прийняти, що потужність всіх видів енергоустановок на Землі складає сьогодні близько 13 ТВт або  $13 \cdot 10^9$  кВт, то *потужність СВ перевищує сучасні потреби людства в тисячі разів.* Отже, *використання навіть 0,1% сумарного енергетичного потенціалу сонячної радіації дозволить цілком задовольнити енергетичні потреби людства до кінця ХХІ століття.* Потенціал сонячної енергії, що надходить на Землю в 5000 разів більше потенціалу вітрової енергії, і в 1500 разів більше потенціалу гідроенергії. При цьому, вважається, що без шкоди для екології навколишнього середовища може бути використано 1,5% всієї падаючої на Землю сонячної енергії.





# СПЕКТР ВИПРОМІНЮВАННЯ

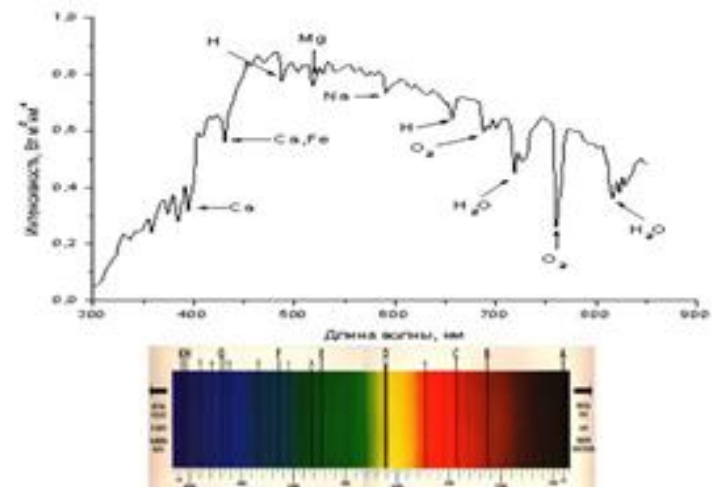
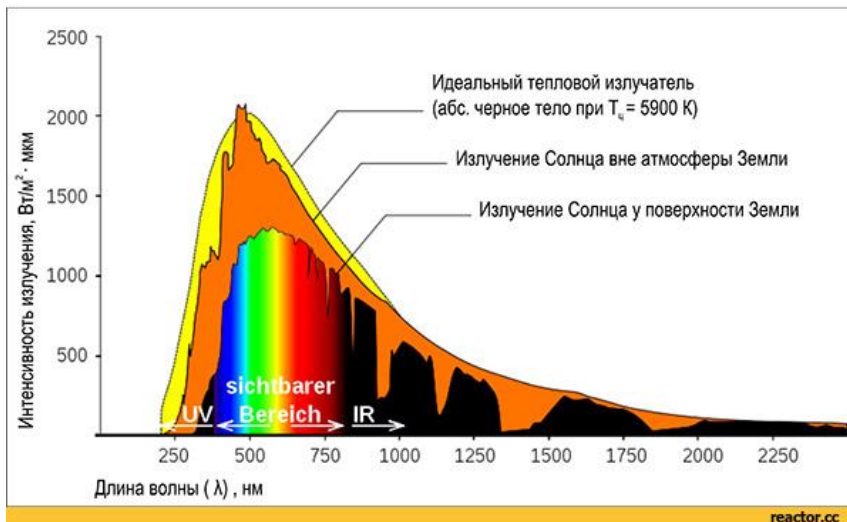
• **Сонячний спектр** - розподіл енергії електромагнітного випромінювання Сонця за довжиною хвиль.

• На рис. 1. представлений спектр СВ за межами атмосфери (в космосі), що припадає на 1 м<sup>2</sup> приймального майданчика, перпендикулярного випромінюванню. Там же представлений теоретичний розподіл випромінювання **чорного тіла при температурі 5900 K**, який майже повністю відповідає спектральному розподілу СВ -  $\epsilon_\lambda(\lambda)$ . Площа всієї фігури під графіком  $\epsilon_\lambda(\lambda)$  називається **сонячною сталою**  $\epsilon_0$  (Вт/м<sup>2</sup>) і визначається за формулою 
$$\epsilon_0 = \int_0^\infty \epsilon_\lambda(\lambda) d\lambda$$

• **Сонячна стала** - сумарний потік сонячного випромінювання, що проходить за одиницю часу через одиничну площадку, орієнтовану перпендикулярно потоку, на відстані однієї астрономічної одиниці від Сонця поза земної атмосфери.

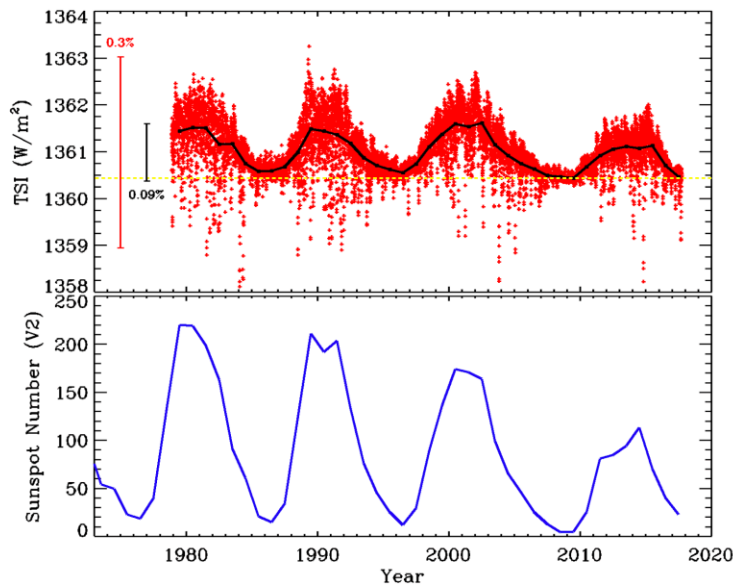
• **За міжнародною угодою 1981 р. в якості  $\epsilon_0$  в розрахунках рекомендується приймати  $\epsilon_0 = 1370$  Вт/м<sup>2</sup>.** (Часто використовують величину  $\epsilon_0 = 1353$  Вт/м<sup>2</sup>, оскільки в наслідок еліптичності орбіти Землі ця величина є змінною).

• З рис. видно, що майже вся енергія, що випромінюється Сонцем, припадає на вузький діапазон довжин хвиль **у видимій та ближній ІЧ-області** (у діапазон 0,24-4,0 мкм попадає 98% енергії випромінювання). Поглинання сонячної радіації атмосферою обумовлено в основному присутністю в ній водню, озону, кисню і водяної пари. Озон майже повністю поглинає випромінювання в ультрафіолетовій частині спектра до 0,29 мкм, Са - поглинає до 0,35 мкм і не поглинає в іншій частині спектру, Na - поблизу 0,6 мкм. Водяна пара і СО<sub>2</sub> викликають появу досить широких полос поглинання в ближній ІЧ-області. В цілому **в атмосфері поглинається 15 - 20% радіації, що приходить від Сонця до Землі.**

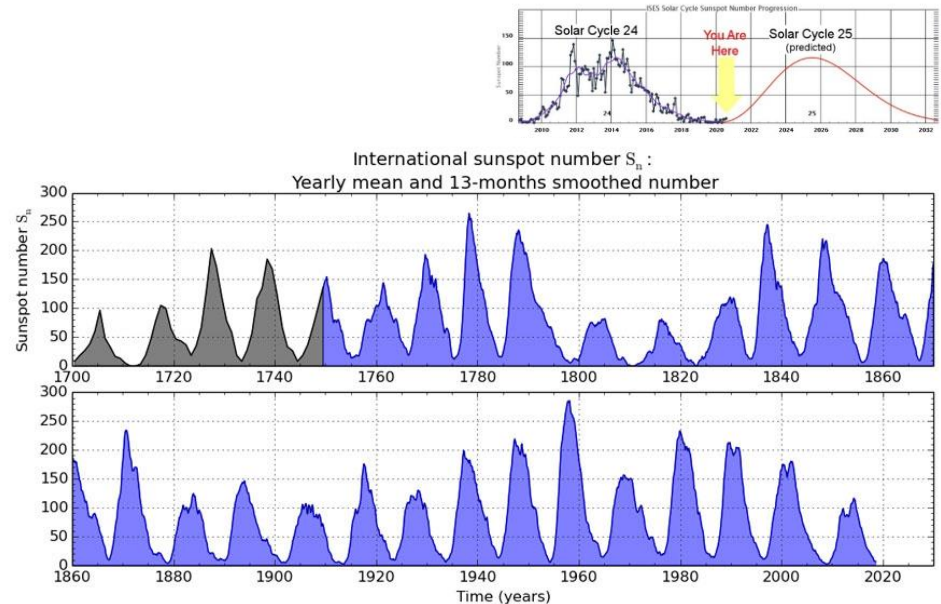


# ЗМІНИ СОНЯЧНОЇ СТАЛОЇ

**•Реально сонячна стала не є незмінною в часі величиною.** Відомо, що на її величину впливають два основні фактори: відстань між Землею і Сонцем, що змінюється протягом року з причини еліптичності орбіти Землі (річна варіація 6,9% - від 1,412 кВт/м<sup>2</sup> на початку січня до 1,321 кВт/м<sup>2</sup> на початку липня) і зміни сонячної активності. Цей вплив зумовлений, в основному, зміною потоку випромінювання при зміні числа і сумарної площі сонячних плям, при цьому потік випромінювання змінюється найсильніше в рентгенівському і радіодіапазоні. Оскільки період прямих вимірювань сонячної сталої відносно невеликий, то її зміна протягом 11-річного циклу сонячної активності (циклу Швабе), скоріше за все, не перевищує  $\sim 10^{-3}$ , частка мінливості в оптичному діапазоні, обумовлена внеском сонячних плям, оцінюється у  $\sim 10^{-4}$ . Оцінки варіацій сонячної сталої протягом більш тривалих сонячних циклів (цикли Хейла, Гляйсберга та ін.) на основі прямих вимірювань відсутні. У характеристики СЕ прийнято виділяти три основних поняття або показника: потік або енергія СВ за заданий інтервал часу; потужність або інтенсивність потоку СВ; тривалість СВ за заданий інтервал часу.



Графік, побудований на основі даних 9 супутників NASA, показує зниження TSI з 1978 р. Помітно збільшення і зниження величини сонячної постійної пов'язане з циклами активності Сонця



Сонячна активність (кількість плям на сонці) з 1700 року

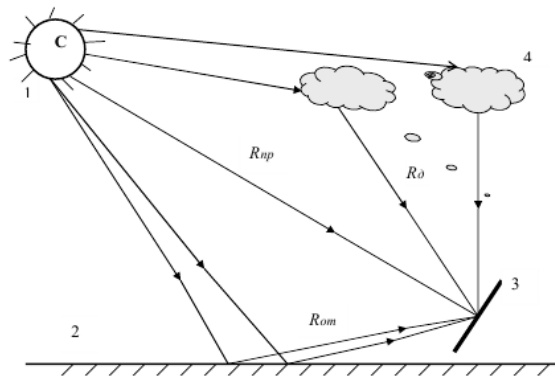
SILSO graphics (<http://sidc.be/silso>) Royal Observatory of Belgium 2019 March 1

# ФАКТОРИ ЩО ВПЛИВАЮТЬ НА ПРИХІД СВ

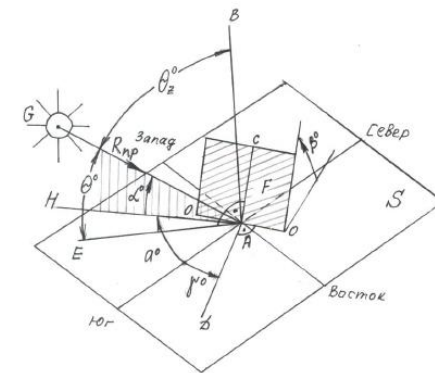
• Сонячна енергія поширюється в космосі у вигляді так званого *прямого направленого потоку* СВ, що характеризується прямою лінією, що зв'язує собою Сонце (джерело СВ) і приймальний майданчик. З причини наявності атмосфери і підстилаючої поверхні Землі на довільно-орієнтований приймальний майданчик СВ надходить уже у *вигляді трьох потоків енергії* (рис.1): *прямого*  $R_{np}(t)$ , *дифузного або розсіяного*  $R_d(t)$  і *відбитого*  $R_{від}(t)$  від поверхні Землі (див. рис.), тобто сумарний потік СВ на приймальний майданчик  $R_{\Sigma}(t)$  на поверхні Землі буде в кожен момент часу  $t$  буде виглядати так:  $R_{\Sigma}(t) = R_{np}(t) + R_d(t) + R_{від}(t)$ .

• Якщо для приймального майданчика в космосі  $R_{\Sigma}(t)$  визначаються тільки прямим СВ (тобто  $R_{np}(t)$ ), то на поверхні Землі  $R_{\Sigma}(t)$  залежить від багатьох факторів, і, в першу чергу, *від геометричного розташування приймального майданчика відносно Сонця*. Для пояснення сказаного на рис. представлений довільно-орієнтований нахилений на південь плоский приймальний майданчик, розташований на поверхні землі в точці А з координатами  $\varphi_A^0$ , град. півн. широти;  $\psi_A^0$ , град. - східної довготи. Основні позначення на рис.2: S - горизонтальна площадка на землі у точці А з координатами  $(\varphi_A^0, \psi_A^0)$ , плоский приймальний майданчик F, нахилений до півдня під кутом  $\beta_0$ , ГО - лінія перетину площин F і S; ADES і AD $\perp$ OO; ACEF і AC $\perp$ OO; AE $\perp$ LF; ABES; G - сонце; AH $\in$ S і AH є проекцією AG на S.

• проекцією AG на S.



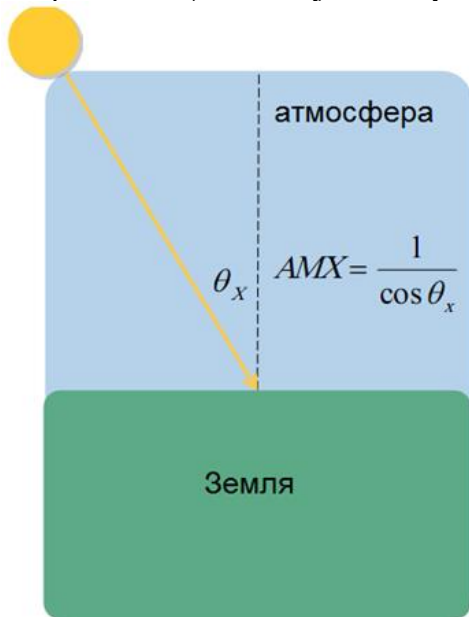
Основні складові СВ на поверхні Землі: 1 - Сонце, 2 - поверхня Землі, 3 - приймальний майданчик, 4 - хмари, аерозолі, пил



Геометрія приймального майданчика на Землі і положення Сонця

# СОНЯЧНИЙ СПЕКТР В КОСМОСІ ТА НА ЗЕМЛІ

• При проходженні СВ через земну атмосферу одночасно відбуваються **три процеси**. **Відбиття СВ назад у космос** (близько 34%), **яке не залежить від довжини хвилі випромінювання**. Велика частина СВ відбивається хмарами і самою атмосферою та поверхнею Землі. Потрібно також враховувати **поглинання СВ атмосферою** (близько 19%), коли енергія випромінювання переходить в тепло (ІЧ випромінювання), і **перевипромінюється** назад у космос. **На поверхню Землі приходить** близько 47% СВ, ~20% його відбивається від поверхні землі і у вигляді ІЧ випромінювання йде назад в космос; **тільки 72% всього СВ, що надходить на землю з космосу, перетворюється в енергію, яка йде на випаровування і нагрівання води, нагрівання атмосфери, утворення вітрів, хвиль, течій тощо**. **Через поглинання, при проходженні атмосферної маси Землі, максимальний потік сонячного випромінювання на рівні моря (на Екваторі) складає 1020 Вт/м<sup>2</sup>, але звичайно ця величина округлюється до 1000 Вт/м<sup>2</sup>**. Проте слід врахувати, що середньодобове значення потоку сонячного випромінювання через **одиничну горизонтальну площадку як мінімум в три рази менше** (через зміну дня і ночі і зміну кута сонця над горизонтом). **Взимку в помірних широтах це значення в два рази менше**.



Параметром, що відображає вплив атмосфери на інтенсивність і спектральний склад СВ, що доходить до земної поверхні, є **атмосферна (або повітряна) маса (АМ)**.

**Атмосферна маса** - це довжина шляху, який проходить світло через атмосферу, віднесена до найкоротшого можливого шляху (коли Сонце знаходиться в зеніті). Атмосферна маса показує на скільки зменшилася спектральна густина потоку випромінювання після проходження через атмосферу і поглинання повітрям і пилом. Атмосферна маса визначається, як

$$AM = \frac{1}{\cos(\theta)}$$

де  $\theta$  - це кут, що відраховується від вертикалі (зенітний кут). Коли Сонце знаходиться прямо над головою, якщо  $\theta = 90$  атмосферна маса дорівнює 1 (АМ1).

При нульовій повітряній масі АМ0 інтенсивність випромінювання, як вже вказувалося, дорівнює **1370 Вт/м<sup>2</sup> (1353 Вт/м<sup>2</sup>)**.

# СТАНДАРТНИЙ СОНЯЧНИЙ СПЕКТР

•Ефективність СЕ залежить як від інтенсивності падаючого світла, так і від його спектрального складу. Щоб полегшити порівняння СЕ, зроблених у різних місцях і в різний час, були визначені *стандартний спектр і поверхнева густина потоку сонячного випромінювання для умов на поверхні Землі і на кордоні атмосфери Землі*. Стандартний спектр поза земної атмосфери називається **АМ0**, бо світло не проходить через атмосферу. *Зазвичай цей спектр використовують для розрахунку ефективності СЕ для космічних апаратів.*

•Стандартний спектр на поверхні Землі називається **АМ1.5G** (G, global, означає загальний, і *включає в себе як пряме, так і розсіяне випромінювання*) або **АМ1.5D** (direct, що *включає тільки пряме випромінювання*). *Інтенсивність випромінювання АМ1.5D можна приблизно оцінити, як 72% від АМ0 (18% - поглинання, 10% - розсіювання). Загальний спектр на 10% більший, ніж прямий.* Розрахувавши густину потоку випромінювання, використовуючи ці дані, отримують значення приблизно рівне 1020 Вт/м<sup>2</sup> для АМ1.5G. *Однак на практиці використовують значення, рівне 10<sup>3</sup> Вт/м<sup>2</sup>,* оскільки воно зручніше для розрахунків і через те, що падаючому випромінюванню притаманні невеликі зміни. Щоденну інтенсивність прямої складової сонячного світла можна визначити, як функцію атмосферної маси. *Експериментально отримане рівняння має вигляд:*

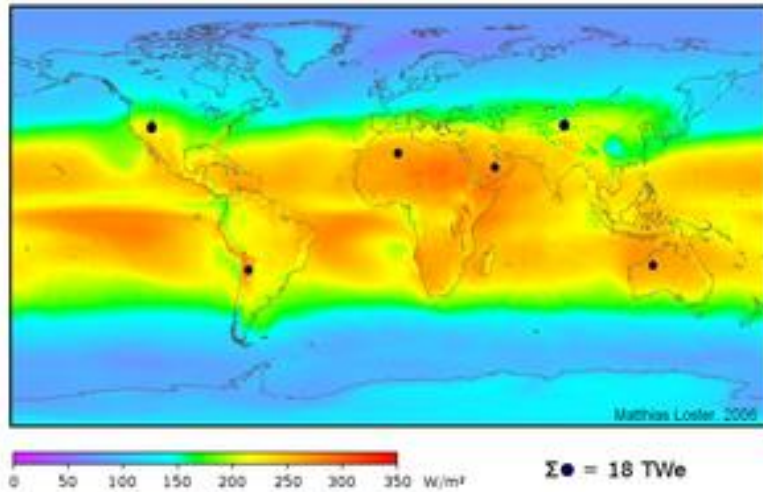
$$I_D = 1.353 \cdot 0.7(AM^{0.678})$$

де  $I_D$  - це інтенсивність на майданчику, перпендикулярному сонячним променям в кВт/м<sup>2</sup>, АМ - атмосферна маса. 1,353 кВт/м<sup>2</sup> - це сонячна стала, а 0,7 враховує той факт, що близько 70% сонячного випромінювання, що приходить на межу атмосфери, досягає землі. Показник 0,678 - емпіричний коефіцієнт, що враховує неоднорідність атмосферних шарів.

•Дифузне випромінювання навіть при ясному небі становить близько 10% прямого. Тому в ясний день загальна інтенсивність випромінювання, що падає на модуль, орієнтований перпендикулярно сонячним променям, дорівнює:

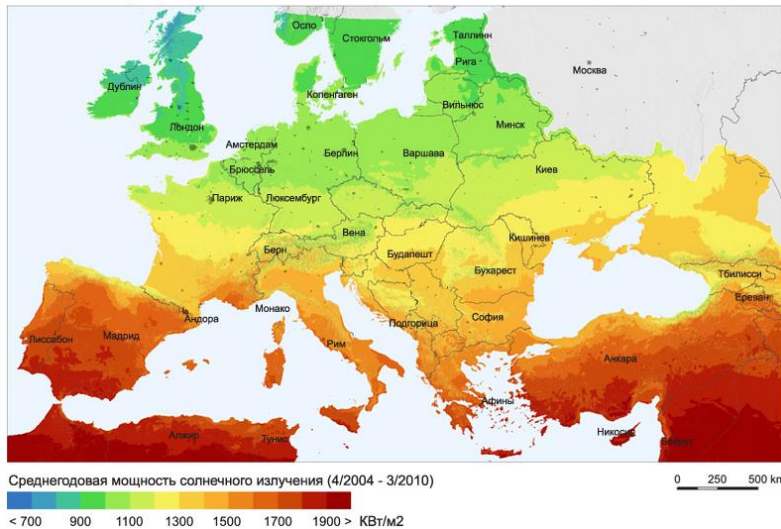
$$I_G = 1.1 \cdot I_D$$

# РОЗПОДІЛ СЕ ЗА ПОВЕРХНЕЮ ЗЕМЛІ



Глобальная карта распределения солнечной радиации

ЕВРОПА

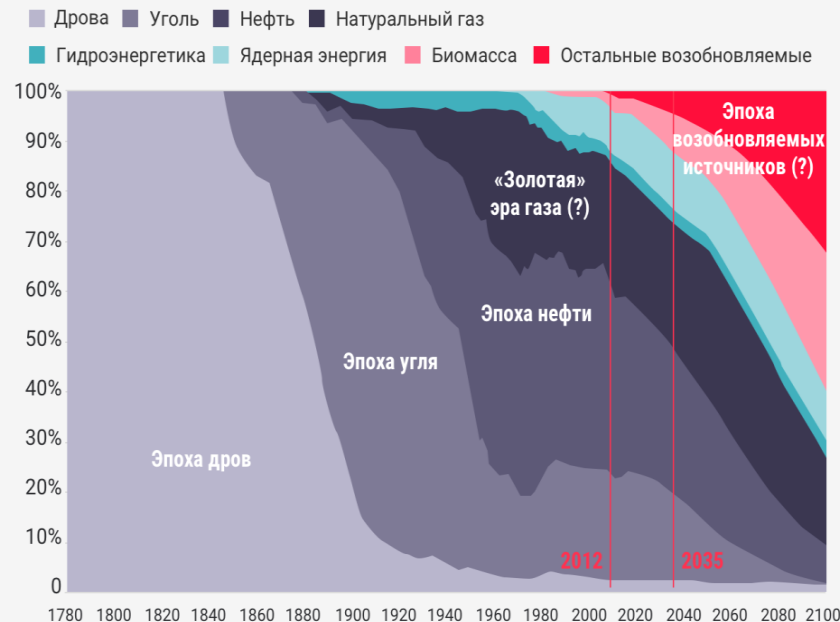
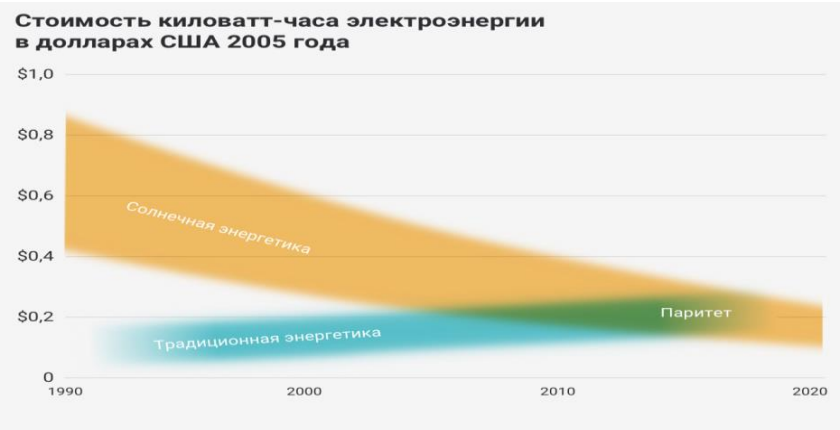


- Потік сонячної енергії, що падає на встановлений під оптимальним кутом фотоелемент, залежить від широти місцевості, сезону, клімату і може відрізнятися в два рази для заселеної частини суші (до трьох з урахуванням пустелі Сахари). Атмосферні явища (хмари, туман, пил і ін.) не тільки змінюють спектр та інтенсивність падаючого на поверхню Землі СВ, але і змінюють співвідношення між прямим і розсіяним випромінюванням, що значно впливає на ККД деяких типів сонячних електростанцій, наприклад, з концентраторами або на елементах широкого спектра перетворення.

- **Найбільшу дозу сонячної радіації** щорічно отримує: північно-східна Африка, деякі центральні і південно-західні області континенту; східне узбережжя Африки; Аравійський півострів; південні субекваторіальні ділянки Атлантичного і Тихого океанів; північний захід Австралії, деякі острови Індонезії; західне узбережжя Південної Америки.

# ТЕНДЕНЦІЇ СПОЖИВАННЯ ЕНЕРГІЇ

Прогноз енергетичного балансу в світі до 2100 року. 1 ЕДж = 278 млрд кВт·год, 100 ЕДж = річне споживання США



Источник: IEA,EIA Citi Research

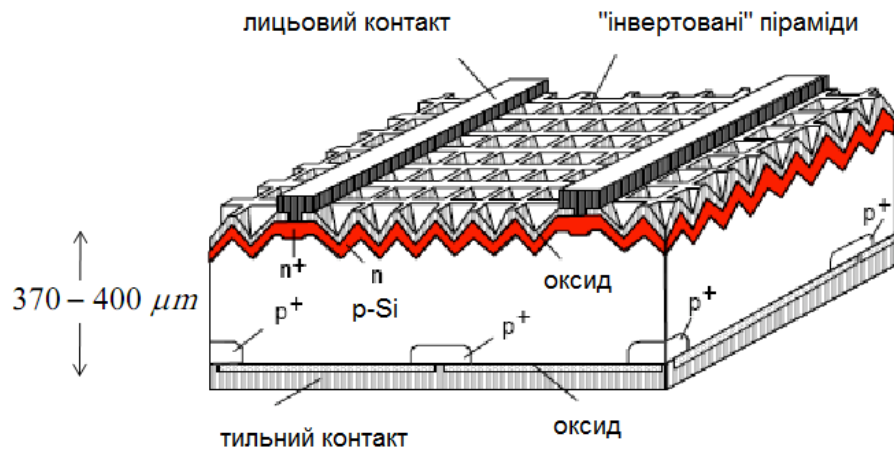
За останні 20-30 років темпи зростання сонячної енергетики становили в середньому приблизно 25%. Згідно із прогнозами в XXI столітті розвиток сонячної енергетики залишатиметься основним серед усіх альтернативних джерел. За оцінками до 2050 р. сонячна енергія може забезпечити 30-50% світового виробництва енергії, а до кінця XXI століття сонячна енергетика повинна стати домінуючим джерелом енергії з часткою, що сягає 90-100%.

Український національний план дій з відновлюваної енергетики передбачає, що до 2035 року Україна повинна забезпечити 25% своїх енергопотреб за рахунок ВДЕ. Однак поки що частка відновлюваних джерел в енергобалансі країни становить 12,4 відсотків, а середньорічний приріст їх використання в період з 2010 року по 2020 рік складав всього лише 3%, хоча у 2019 р. суттєво прискорився.

На 1 квітня 2021 р. більше 32 тисяч домогосподарств використовують сонячні електростанції загальною потужністю 835 МВт для побутових потреб чого достатньо для енергозабезпечення близько 320 тис. домогосподарств. Обсяг інвестицій в будівництво домашніх сонячних станцій перевищив 640 млн євро. У Сумському районі встановлено близько 15 таких домашніх електростанцій, по області - більше 472.

# КОНСТРУКЦІЯ СЕ

Перетворення енергії у фотоелектричних перетворювачах (ФЕП) засноване на *фотовольтаїчному ефекті, який виникає в неоднорідних напівпровідникових структурах при дії на них сонячного випромінювання*. Неоднорідність структури ФЕП може бути отримана шляхом легуванням одного і того ж напівпровідника різними домішками (*створення  $p-n$  - переходів*) або шляхом з'єднання різних напівпровідників з неоднаковою шириною забороненої зони (*створення гетеропереходів*). Використовуються також *МДН структури. СЕ фактично є фотодіодами, що працюють в вентильному режимі*, оптимізованими для максимально ефективного перетворення світлової енергії в електричну. Принцип роботи СЕ можна пояснити на прикладі перетворювачів з  $p-n$ -переходом, які широко застосовуються у сучасній геліоенергетиці



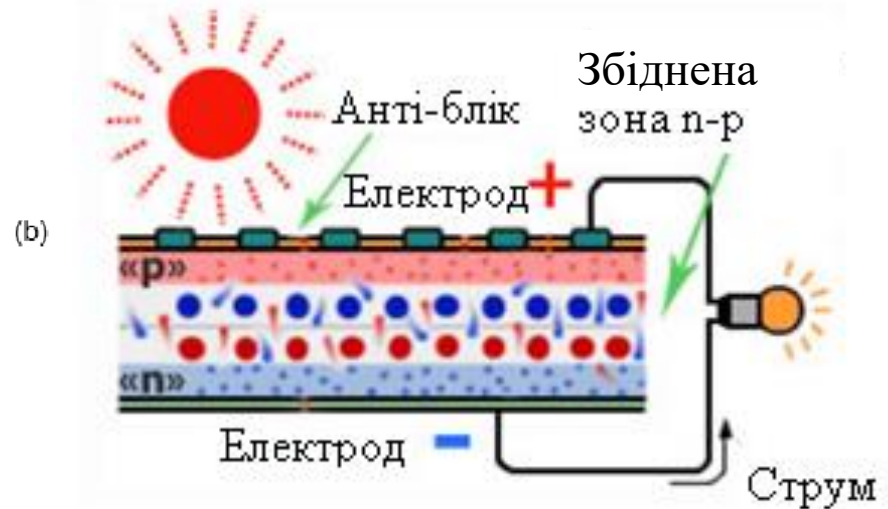
а

Конструкція

(а)

та

принцип



б

дії

(б)

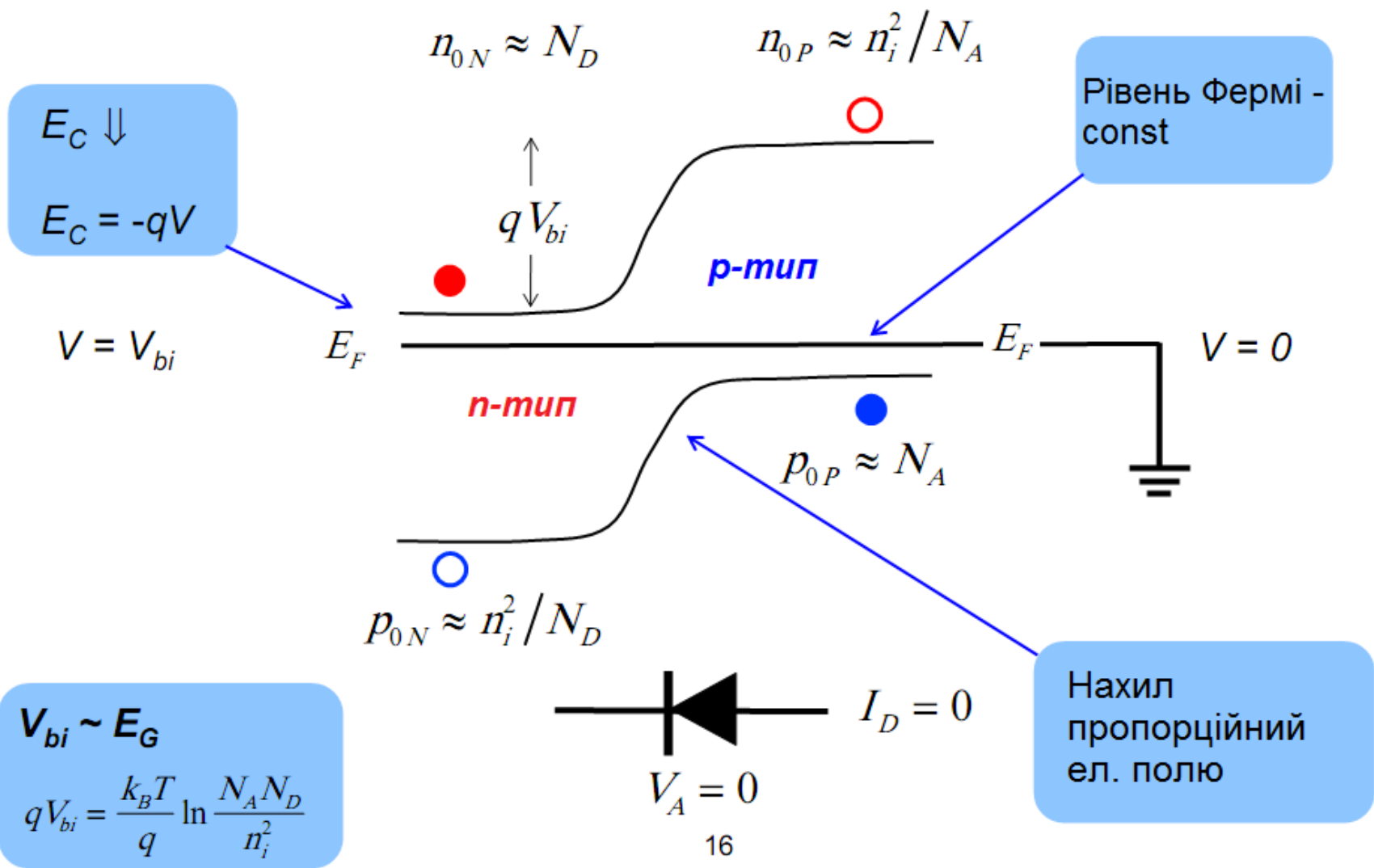
фотоперетворювача



# ВИГОТОВЛЕННЯ ФЕП НА ОСНОВІ Si



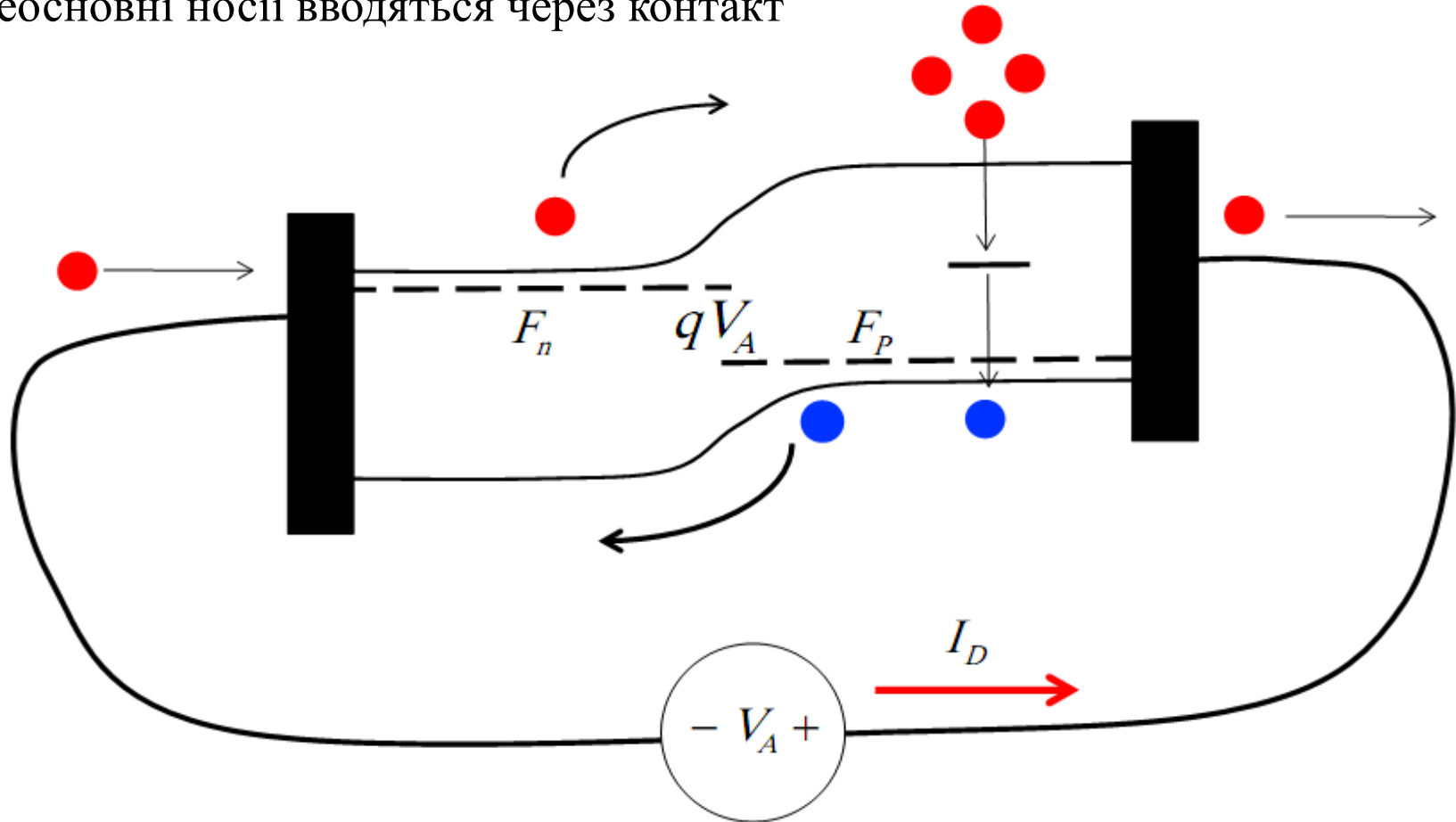
# p-n ПЕРЕХІД В СТАНІ РІВНОВАГИ



$V_{bi} \sim E_G$   
 $qV_{bi} = \frac{k_B T}{q} \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2}$

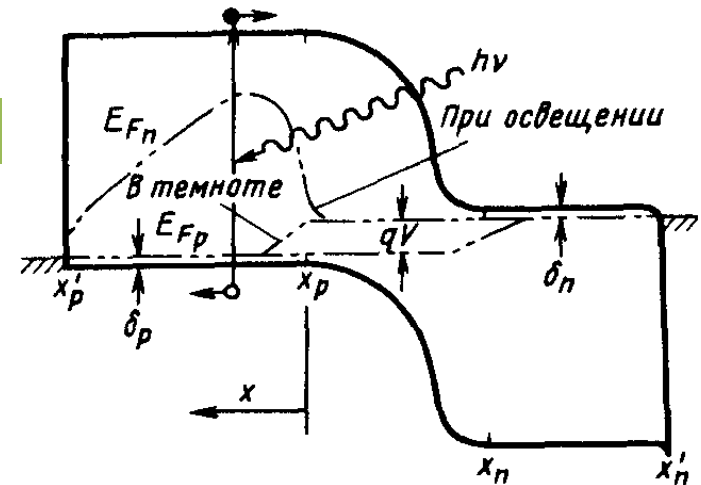
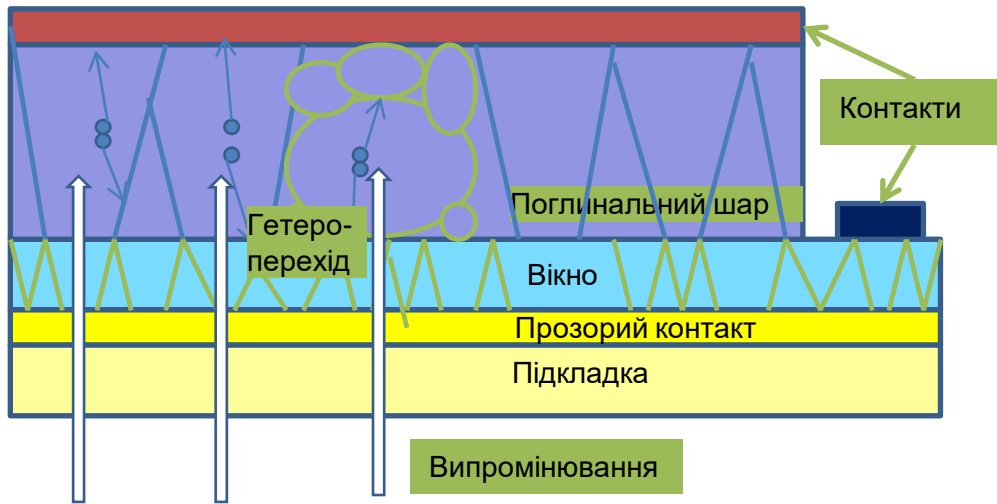
# ПОЯВА СТРУМУ ПРИ ОСВІТЛЕНІ

Неосновні носії вводяться через контакт



Кожного разу, коли неосновний носій-електрон рекомбінує на р-стороні, один електрон проходить у зовнішньому колі

# ПРОЦЕСИ У ФОТОПЕРЕТВОРЮВАЧАХ



При роботі сонячних елементів відбуваються наступні процеси:

1. Генерація електронно-діркових пар під дією випромінювання;
2. Дифузія неосновних фотогенерованих носіїв до р-п, гетеро- або переходу напівпровідник-метал;
3. Розділення носіїв переходом;
4. Збирання носіїв омичними контактами.

Процеси рекомбінації характеризуються часом життя неосновних носіїв заряду

$$\tau = (\nu S_r N_t)^{-1}$$

$\tau$  - час життя неосновних носіїв заряду;  $\nu$  - їх теплова швидкість;  $S_r$  - переріз захопту носіїв рекомбінаційними центрами.

Дифузійна довжина неосновних носіїв заряду пов'язана з їх часом життя  $\tau$

$$L_{dif}^2 = k\mu\tau / e$$

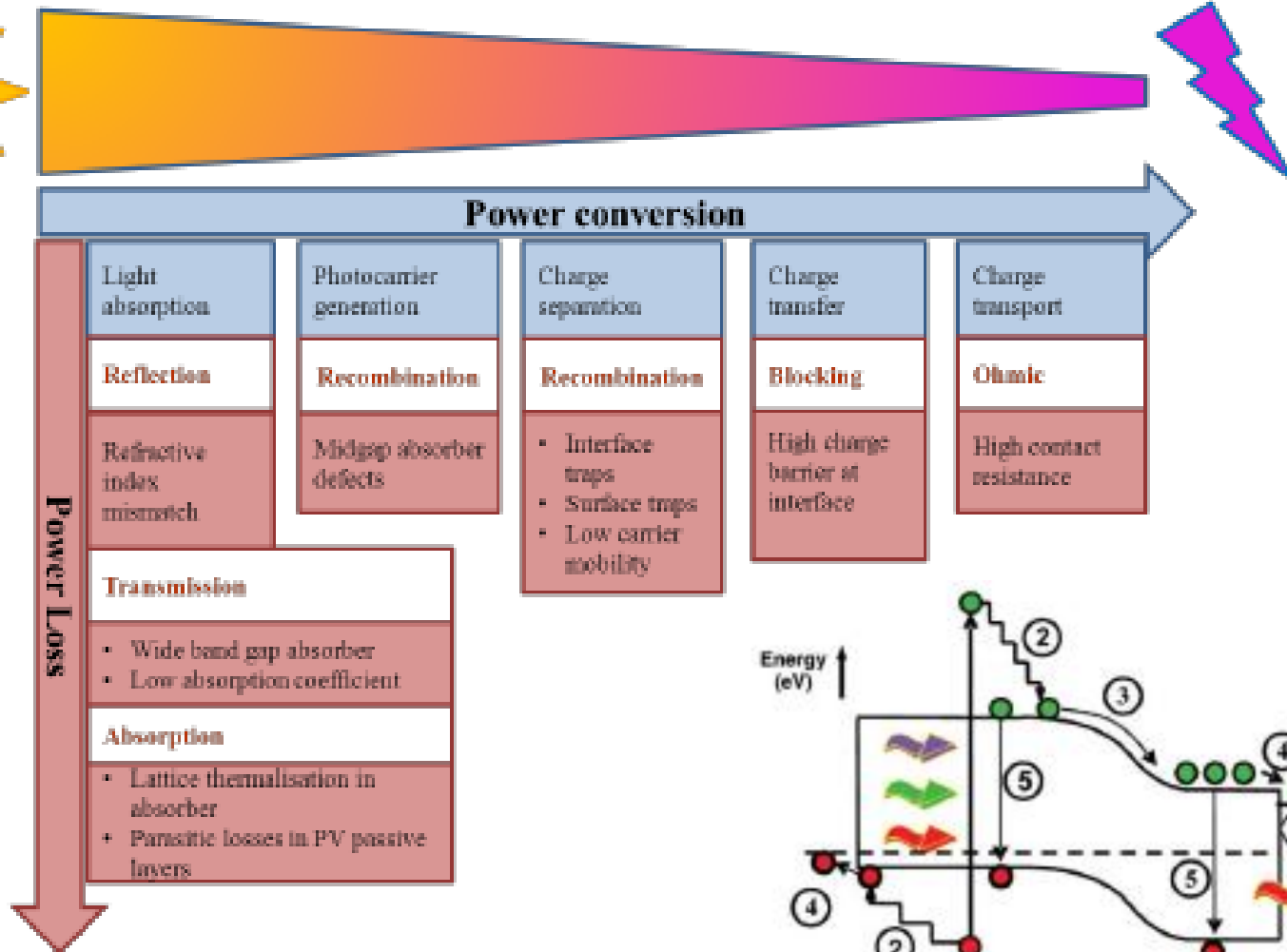
де  $k$  – стала Больцмана;  $\mu$  - рухливість носіїв заряду;  $e$  – заряд електрона.

$$1/\tau = 1/\tau_{прот} + 1/\tau_{точк}$$

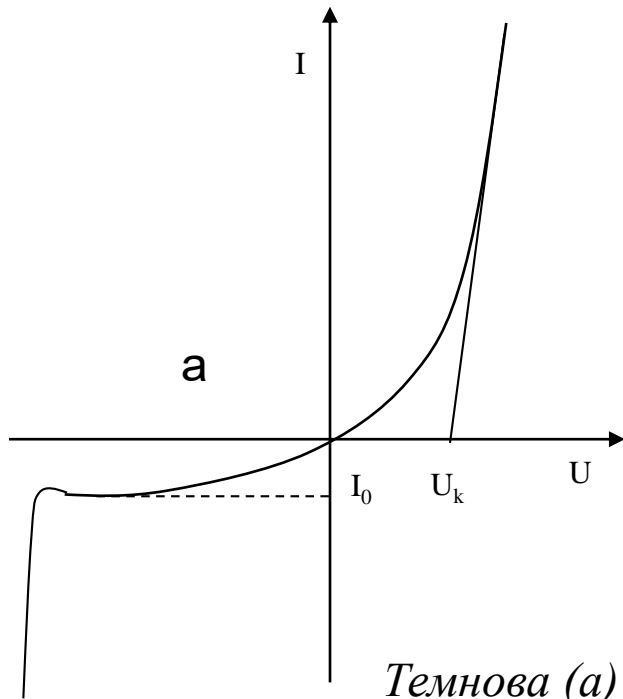
# ВТРАТИ ЕНЕРГІЇ У СЕ

$P_{in} = 100 \text{ mW/cm}^2$

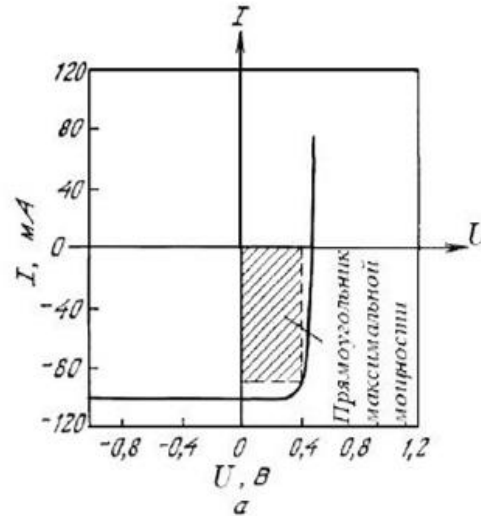
$P_{out} < 45 \text{ mW/cm}^2$



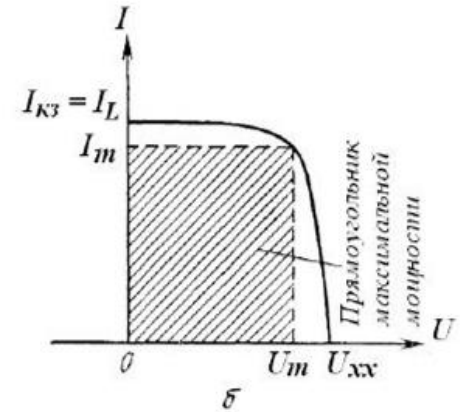
# ВАХ ГЕТЕРОПЕРЕХОДУ



Темнова (а) та світлова (б) ВАХ СЕ



Точка максимальной мощности



$$I = I_d - I_c = I_0 \left[ \exp\left(\pm \frac{qU}{AkT}\right) - 1 \right]$$

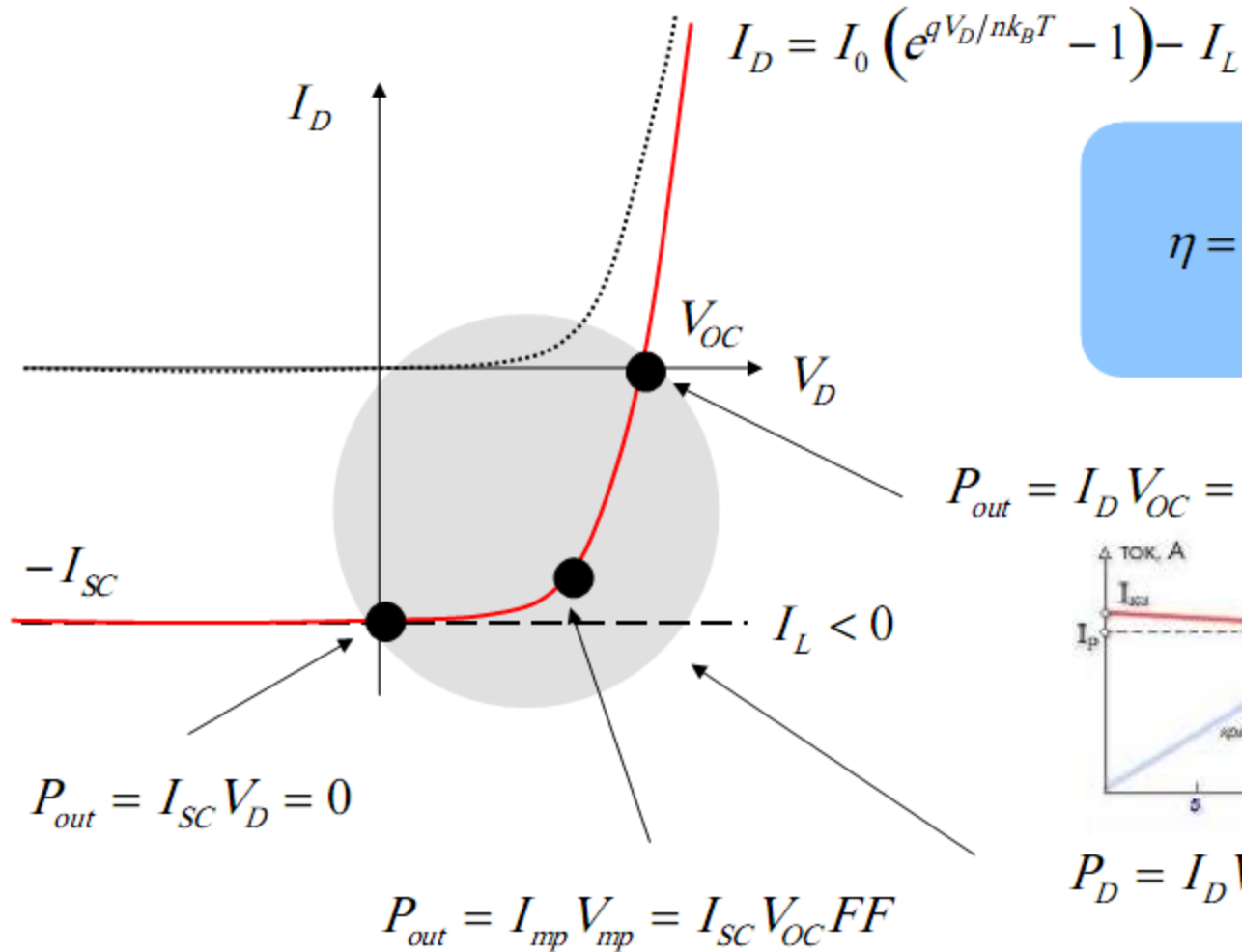
- темнова ВАХ

$$I = I_0 (e^{\pm qU/AkT} - 1) - I_\Phi$$

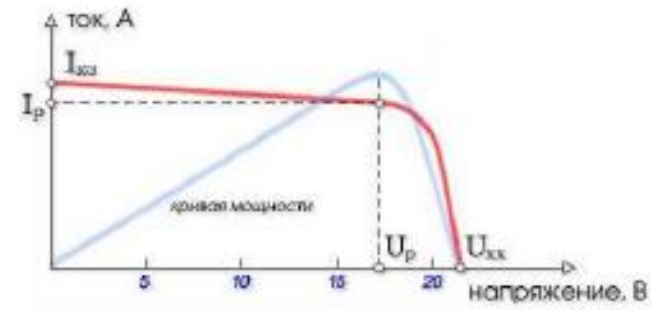
- світлова ВАХ

$I_0$ ,  $A$  - визначаються механізмом проходження струму через структуру. У випадку дифузійного механізму  $A = 2$ , емісійного механізму  $A = 1$ , рекомбінаційного -  $1 < A < 2$ , тунельного -  $1,3 < A < 2$

# ТОЧКА МАКСИМАЛЬНОЇ ПОТУЖНОСТІ

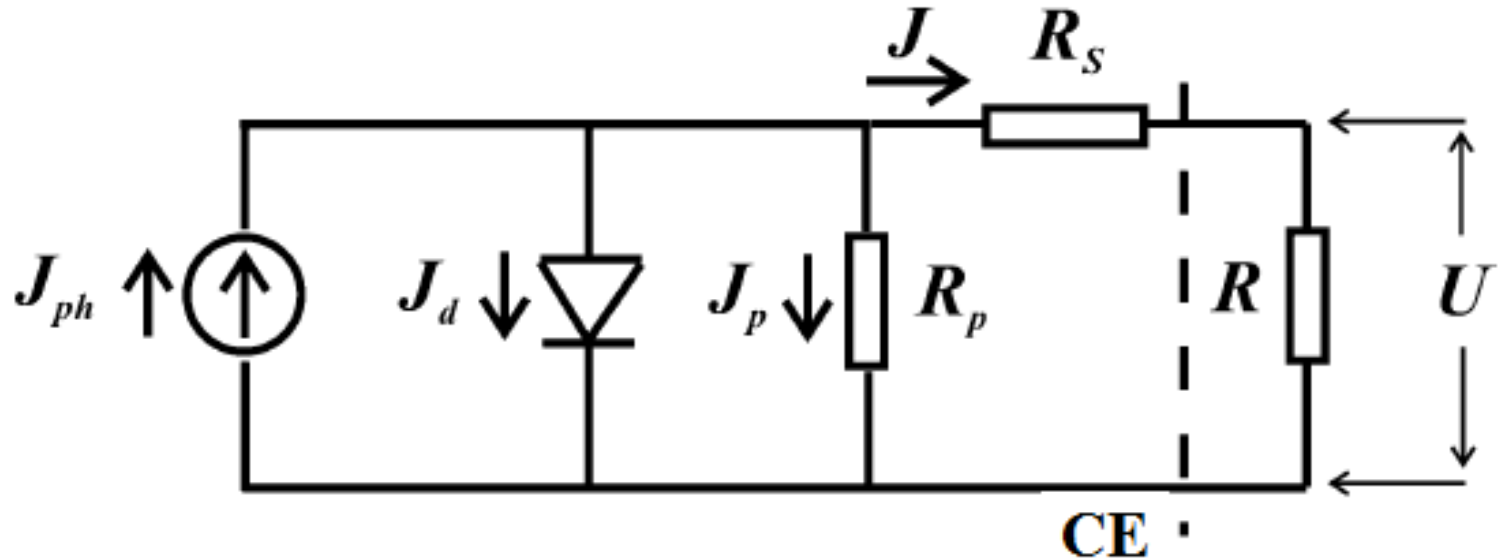


$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{I_{SC} V_{OC} FF}{P_{in}}$$



$$P_D = I_D V_D < 0$$

# ЕКВІВАЛЕНТНА СХЕМА СЕ

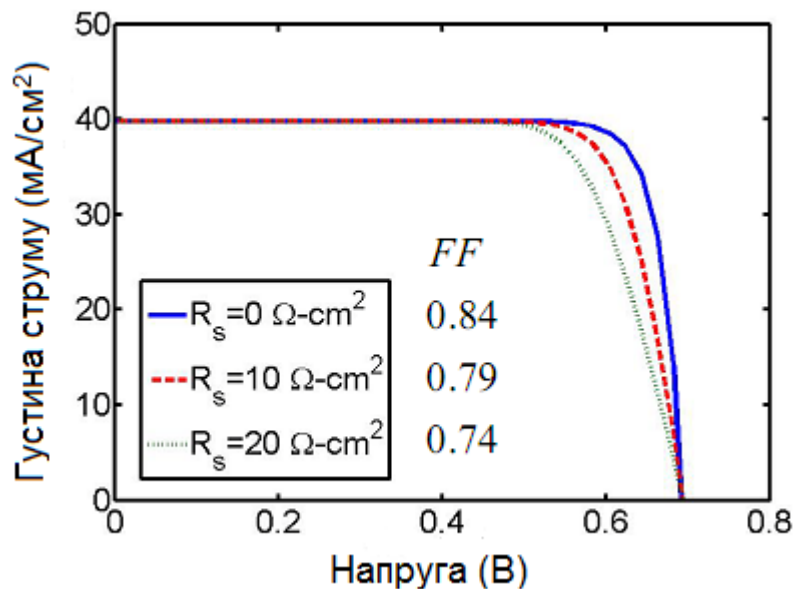


СЕ можна представити як генератор включений паралельно з діодом та послідовним  $R_s$  та шунтувальним  $R_p$  опорами



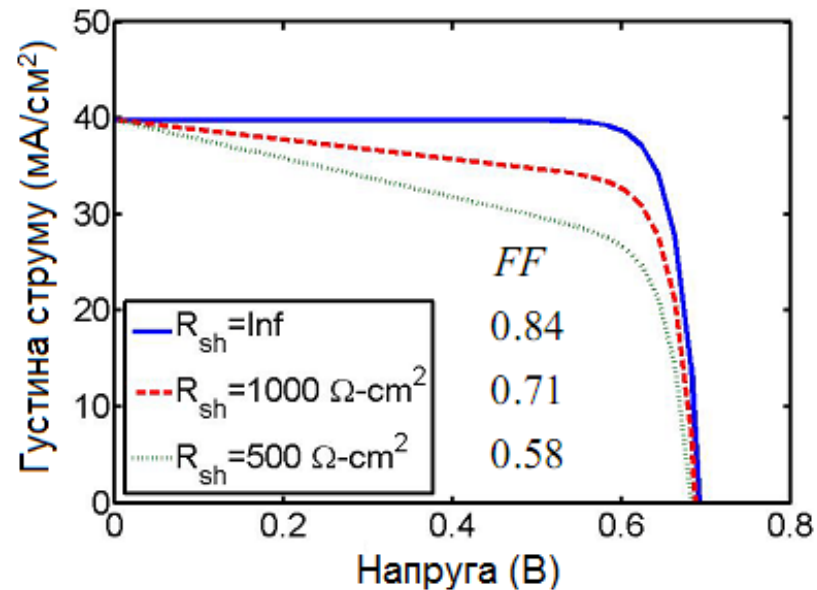
# ВПЛИВ ПОСЛІДОВНОГО І ШУНТУЮЧОГО ОПОРІВ

Вплив послідовного опору



$R_s \uparrow$  FF  $\downarrow$

Вплив шунтувального опору



$R_{sh} \uparrow$  FF  $\uparrow$

ВАХ діоду з врахуванням послідовного і шунтувального опорів:

$$I = I_L - I_0 \left( e^{q(V + IR_S) / k_B T} - 1 \right) - \frac{V + IR_S}{R_{SH}}$$

# ОПТИМУМ ШОКЛІ-КВАЙСЕРА

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{I_{SC} V_{oc} FF}{P_{in}}$$

## 1) Коефіцієнт заповнення ВАХ (fill factor - FF).

Визначається характеристиками діоду і його послідовним і шунтувальним опором.

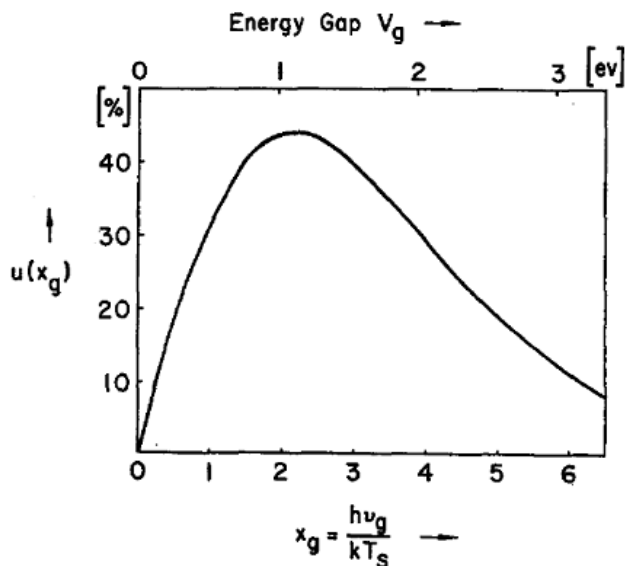
## 2) Струм короткого замикання ( $I_{sc}$ ).

Зростає при зменшенні ширини забороненої зони матеріалу. Для заданої ширини забороненої зони, визначається відбиттям, абсорбцією світла, рекомбінацією носіїв заряду.

## 3) Напруга холостого ходу ( $V_{oc}$ ).

Зростає при зростанні ширини забороненої зони. Для заданої ширини забороненої зони матеріалу, визначається рекомбінацією носіїв заряду та часом життя неосновних носіїв заряду.

- 1) Мала ширина забороненої зони дає можливість отримувати великі струми короткого замикання  $I_{sc}$ ;
- 2) Велика ширина забороненої зони дає можливість отримувати велику напругу холостого ходу  $V_{oc}$ ;
- 3) Таким чином, для даного сонячного спектру, існує оптимальна ширина забороненої зони матеріалу



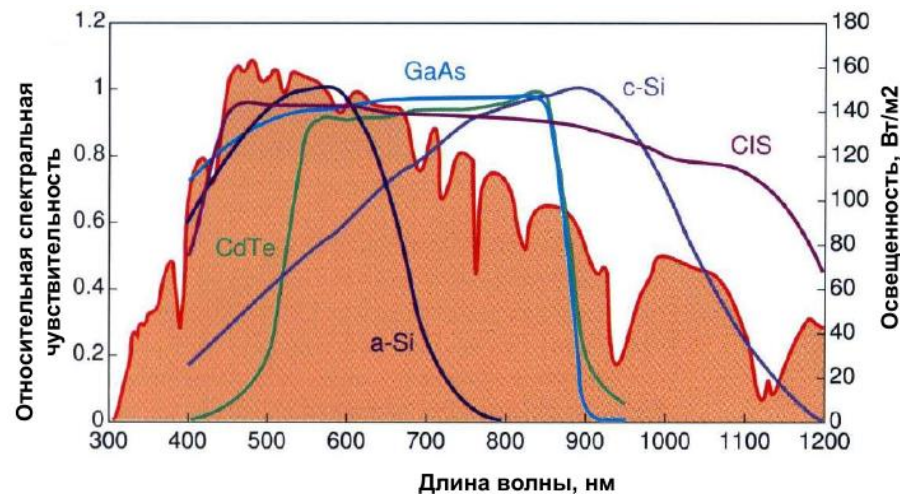
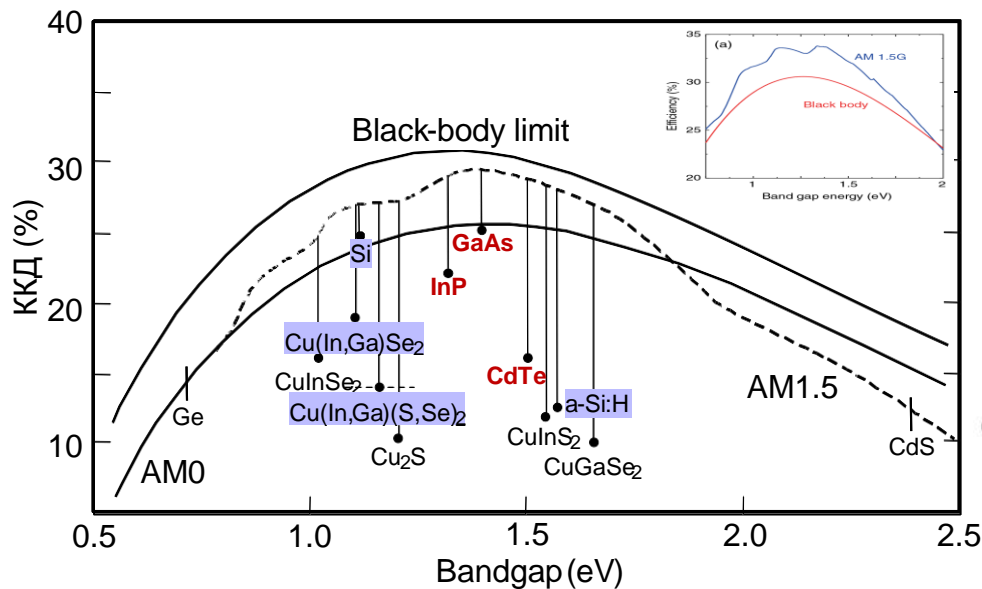
W. Shockley and H. J. Queisser. Detailed Balance Limit of Efficiency of  $p$ - $n$  Junction Solar Cells // J. Appl. Phys. – 1961. – V.32. – P. 510.

# МАКСИМАЛЬНИЙ ККД СЕ

*ККД СЕ визначається шириною забороненої зони поглинального матеріалу.*

*Оптимальною є ширина забороненої зони  $E_g \sim (1,4-1,5) \text{ eV}$  ( $T = 25^\circ \text{C}$ ).*

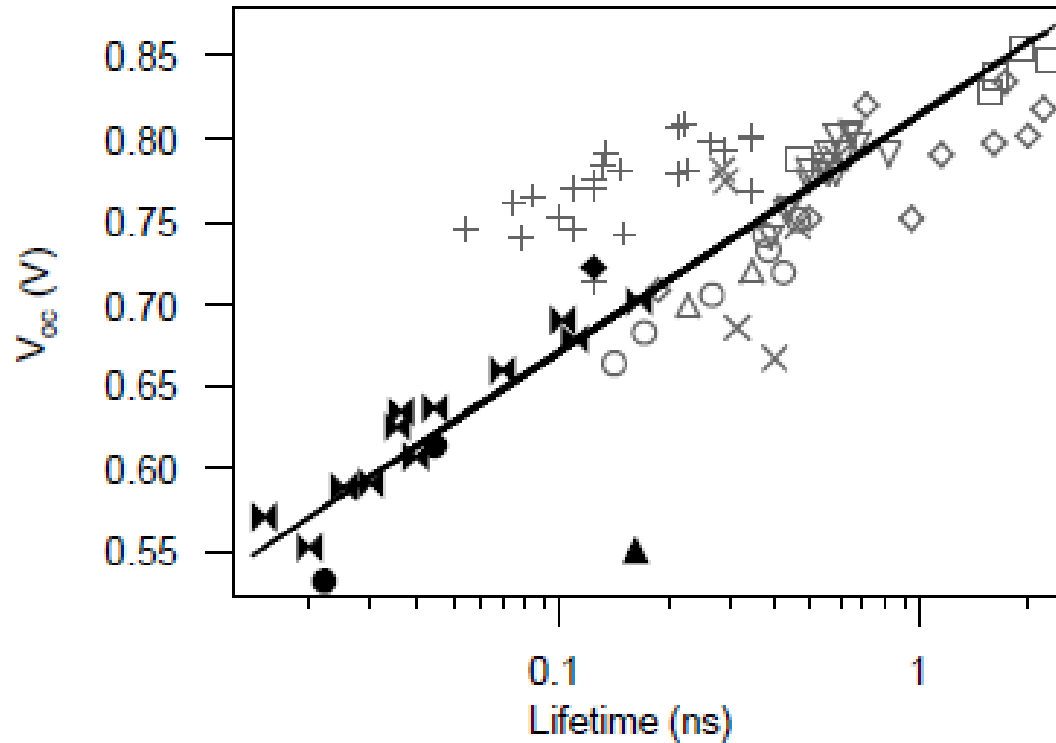
*Для більш точних розрахунків  $E_g = 1,34 \text{ eV}$  (ККД  $\eta = 33,8\%$ ),  $1,14 \text{ eV}$  ( $\eta = 33,4\%$ ).*



*Залежність максимального коефіцієнта корисної дії СЕ від ширини забороненої зони матеріалу: CdTe, InP, GaAs, CIS – CuInSe<sub>2</sub>, CIGS – Cu(In,Ga)Se<sub>2</sub>, CIGSS – Cu(In,Ga)(S,Se)<sub>2</sub>. Умова освітлення AM1,5; T = 25 °C.*

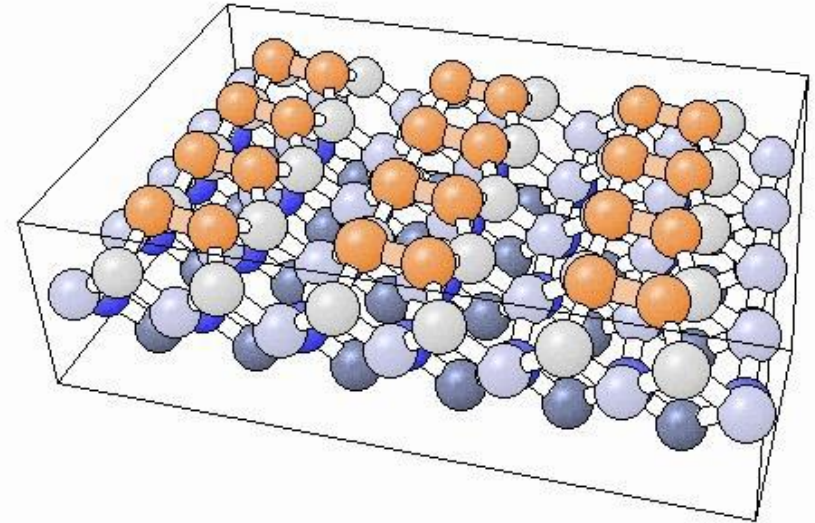
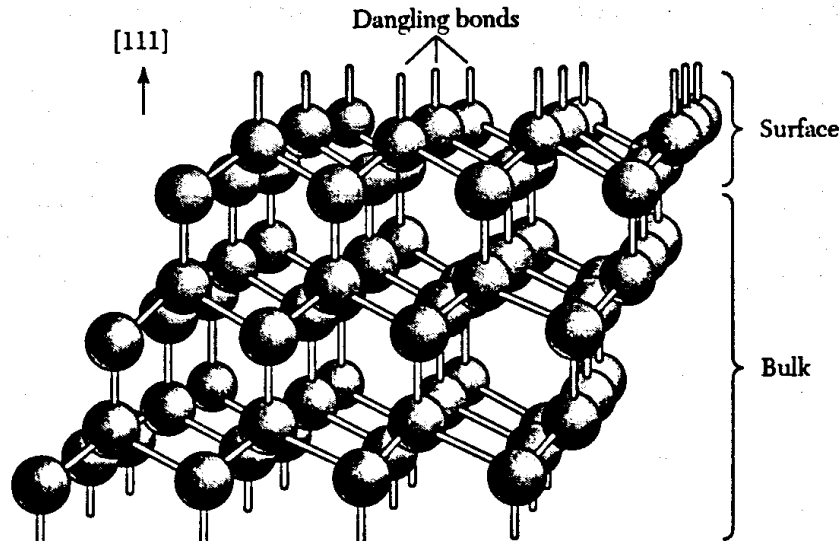
*Відносна спектральна чутливість ФЕП з поглинальним шаром з різних напівпровідників*

# ВПЛИВ ЧАСУ ЖИТТЯ НОСІІВ ЗАРЯДУ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ СЕ



Залежність  $V_{oc}$  від тривалості життя носіїв для СЕ на основі CdTe

# ПОВЕРХНЕВА РЕКОМБІНАЦІЯ

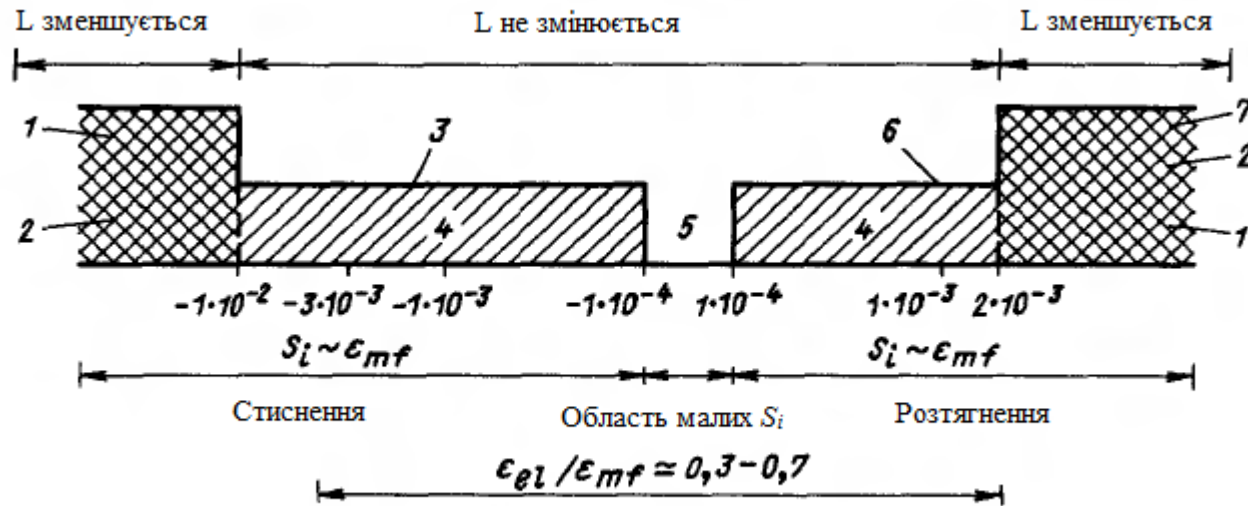


*Поверхня СЕ є ефективним рекомбінаційним центром. Оскільки  $p$ - $n$ -переходи в прямозонних матеріалах повинні бути мілкими, поверхнева рекомбінація суттєво погіршує ККД таких СЕ. Більш **перспективним є використання фотоелементів на основі гетеропереходів з широкозонним віконним шаром**. Вікно відсуває область генерації носіїв від поверхні перетворювача збільшуючи його ККД.*

# ГЕТЕРОПЕРЕХОДИ

Останнім часом сонячні елементи почали створюватися *на основі гетеропереходів*. **Гетеропереходом (ГП)** називають контакт двох напівпровідників, які розрізняються структурними та електрофізичними параметрами: *кристалічною структурою, шириною забороненої зони, величиною електронної спорідненості, діелектричними сталими, ефективною масою тощо*. Внаслідок цього їх експериментальне дослідження та теоретичний опис набагато складніші ніж у випадку *p-n*-переходів. Розрізняють ізотипні і анізотипні гетеропереходи. Якщо гетероперехід утворений двома напівпровідниками одного типу провідності, то говорять про *ізотипний* гетероперехід. *Анізотипні* гетеропереходи утворюються напівпровідниками з різним типом провідності. Сонячні елементи створюють саме на основі анізотипних ГП. Найбільш перспективними вважаються СЕ на основі ГП між сполуками  $A_3B_5$  та  $A_2B_6$ . Переходи утворенні сполуками групи  $A_2B_6$ , досліджуються вже більше 40 років. Однак в основному вивчені структури, де на монокристалічну підкладку з однієї сполуки різними методами нанесена епітаксіальна плівка іншої сполуки. Останніми роками почали вивчатися ГП на основі полікристалічних матеріалів. *Серед сполук  $A_2B_6$  тільки  $ZnTe$  і  $CdTe$  у нелегованому вигляді можуть мати діркову провідність, всі інші мають n-тип, тому створення анізотипних гетеропереходів можливе лише з даними матеріалами.*

# СТАН ГЕТЕРОГРАНИЦІ



Критичні деформації і напруження і їх взаємозв'язок з механічними і електричними властивостями ГП:

$L$  – дифузійна довжина неосновних носіїв заряду;  $\epsilon_{el}$  – пружна деформація;  $\epsilon_{mf}$  – деформація внаслідок невідповідності параметрів решіток;  $S_i$  – швидкість рекомбінації носіїв на границі поділу;  $l$  – утворення дислокацій невідповідності; 2 – ріст недосконалого кристалу; 3 – критична пружна деформація, яка викликає розмноження дислокацій; 4 – **дислокація невідповідності у границі поділу**; 5 – **дислокації невідповідності відсутні**; 6 – критична деформація невідповідності, яка викликає утворення тріщин; 7 – тріщини.

*При невідповідності параметрів ґратки матеріалів ГП меншій 1-3% відбувається їх гетероепітаксiale спрощення, в результаті приповерхневі стани на міжфазній межі не виникають. При більшій невідповідності сталих ґратки матеріалів (>1%) на гетеромежі виникає сітка дислокацій, які є рекомбінаційними центрами. При неузгодженості періодів ґратки матеріалів більшій 7% на їх межі поділу виникає дуже велика кількість приповерхневих станів ( $N_s > 10^{13} \text{ см}^{-3}$ )*

# ДИСЛОКАЦІЙНА СІТКА

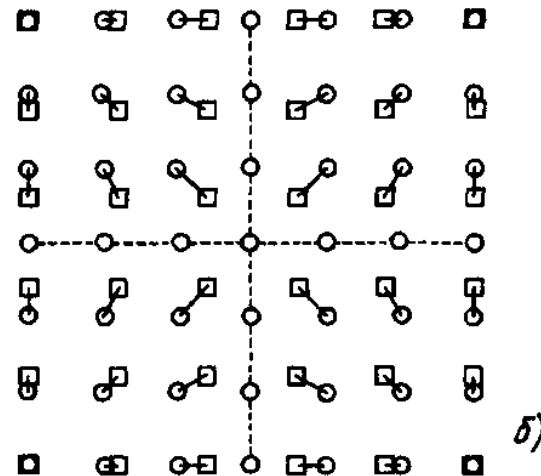
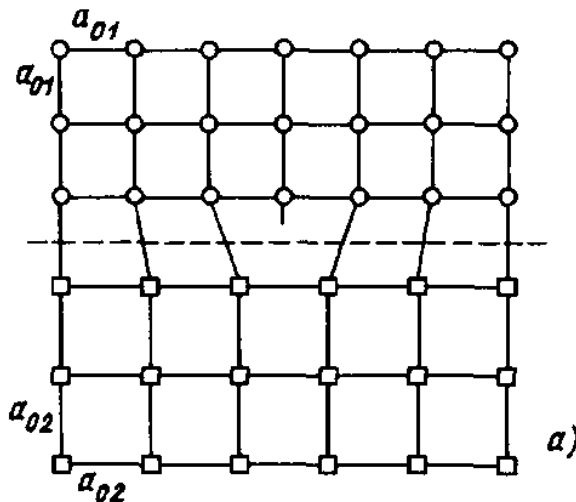
• При невідповідності сталих ґратки матеріалів ГП на їх границі виникає *сітка крайових дислокацій*. Поверхневі стани з концентрацією  $N_s$ , що виникають внаслідок цього є зарядженими і виступають у ролі ефективних рекомбінаційних центрів. В результаті електричні властивості ГП суттєво погіршуються. Відстань  $x$  між поверхневими дефектами і їх концентрація  $N_s$  для матеріалів з кубічною ґраткою визначаються виразами

$$x = \frac{a_1 \cdot a_2}{\sqrt{2} (a_1 - a_2)}, \quad N_s = \frac{4 (a_1^2 - a_2^2)}{a_1^2 a_2^2}$$

• Границя розділу матеріалів яка практично не містить поверхневі стани (ідеальний ГП) може бути отримана при невідповідності періодів ґраток матеріалів, що не перевищує 1-3%.

• Невідповідність коефіцієнтів лінійного розширення ( $\Delta\alpha$ ) матеріалів ГП приводить до виникнення мікродеформацій в них та знову ж до утворення дислокаційної сітки. Тому коефіцієнти  $\alpha$  матеріалів гетеропари повинні бути близькими

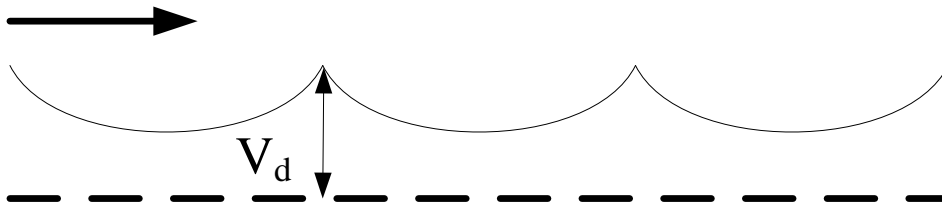
$$\varepsilon = (\alpha_1 - \alpha_2)(T_1 - T_2).$$





# ВПЛИВ ГРАНИЦЬ ЗЕРЕН

- Сучасні тонкоплівкові СЕ є полікристалічними.
- При встановленні впливу міжкристалітних меж на характеристики приладів з сепаруючими бар'єрами (фотодетекторів, СЕ тощо) їх звичайно поділяють на два типи:
  - паралельні цьому бар'єру
  - перпендикулярні йому.
- Носії які генеруються випромінюванням за межею паралельною р-п чи ГП **практично повністю рекомбінують на зерномежових станах і внеску у фотострум не вносять**, суттєво погіршуючи характеристики приладів. При цьому міжкристалічні потенціальні бар'єри є суттєвими перепонами для носіїв заряду, які їх все ж перетнули. В результаті в полікристалічних напівпровідниках **рухливість носіїв суттєво знижується** у порівнянні з їх рухливістю у монокристалічному матеріалі.

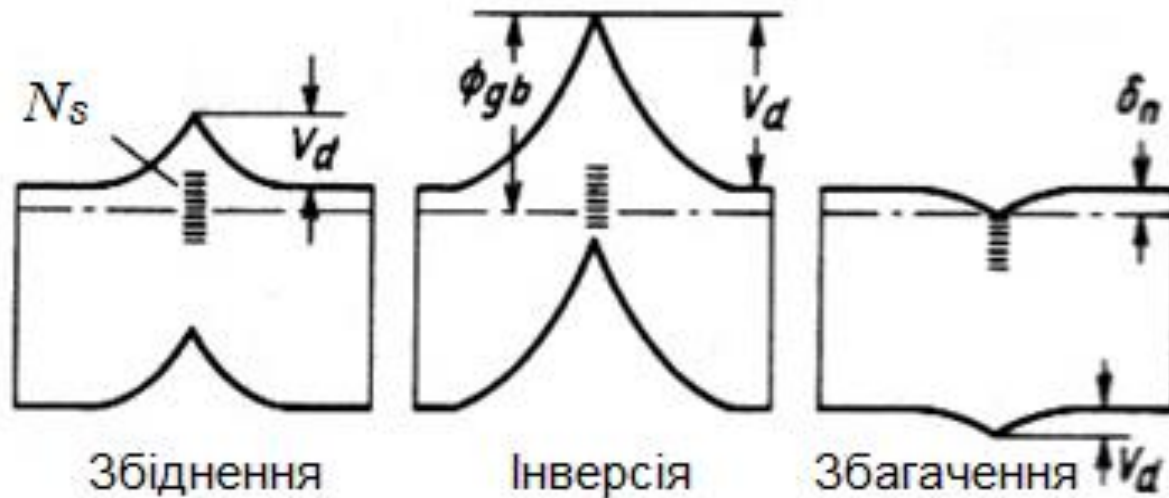


$$\mu = \mu_0 \cdot e^{-V_d/kT}$$

- Межі перпендикулярні сепаруючому бар'єру призводять до зменшення струмів короткого замикання  $I_{sc}$  та напруги холостого ходу  $U_{oc}$ , збільшення струмів втрати СЕ та інших приладів в яких генеруються носії заряду.
- Для мінімізації цих втрат зерна полікристалічних плівок повинні бути стовпчастими з розмірами, що перевищують подвоєну дифузійну довжину носіїв заряду ( $D \gg 2L_{dif}$ ).

# ТИПИ ПОТЕНЦІАЛЬНИХ БАР'ЄРІВ НА МЕЖІ ЗЕРНА

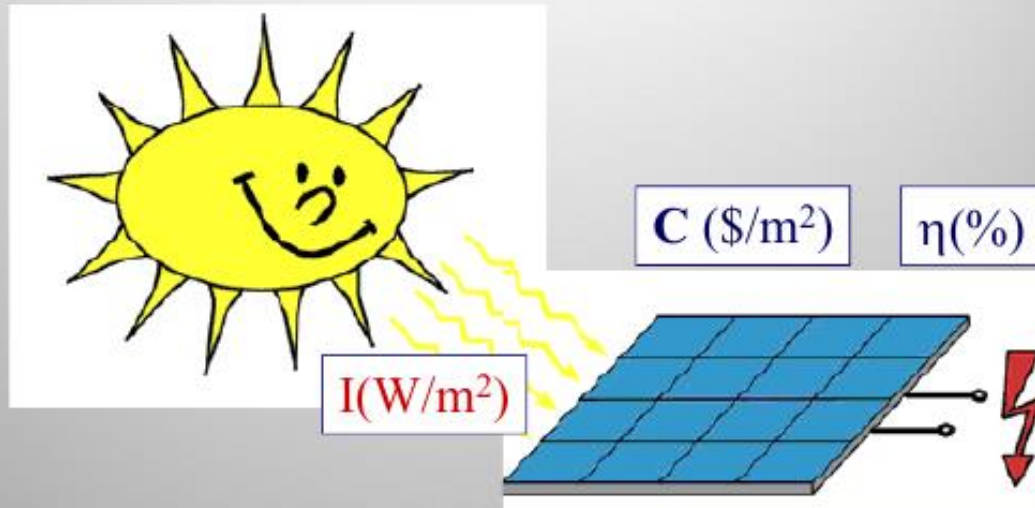
Електрична активність різних границь зерен є різною. Найменшу активність мають межі між областями когерентного розсіювання, когерентними двійниками та дефектами пакування, *найбільшу висококутові міжзеренні*. Останнім властива висока концентрація дислокацій, велика деформація кристалічної ґратки і суттєва сегрегація домішок. Саме вони в значній мірі визначають електрофізичні характеристики полікристалічного матеріалу. Для збільшення ефективності сонячних елементів потрібно створювати на границях зерен бар'єри, які відбивають неосновні носії заряду, що створюються внаслідок освітлення напівпровідника світлом.



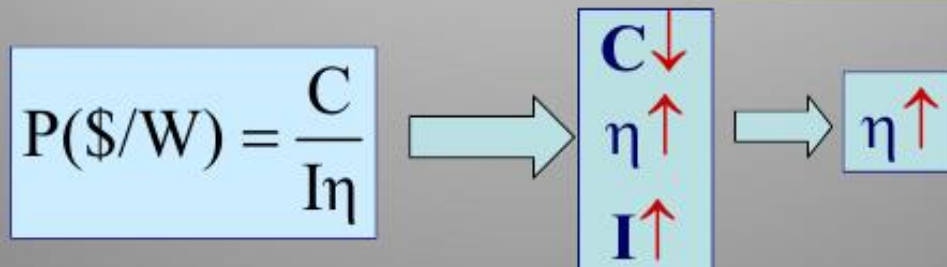
$V_d$  - висота потенціального бар'єра,  $N_s$  - густина поверхневих станів

# ВАРТІСТЬ СОНЯЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

вартість отримання 1 Вт



$$N(\text{W}/\text{m}^2) = I(\text{W}/\text{m}^2) \left( \frac{\eta\%}{100\%} \right)$$



# ПОКОЛІННЯ ФЕП

В наш час прийнято виділяти **три покоління ФЕП**:

## Кристалічні (перше покоління):

- монокристалічні кремнієві;
- полікристалічні (мультикристалічні) кремнієві;
- технології вирощування тонкостінних заготовок:
- EFG (Edge defined film-fed crystal growth technique), S-web (Siemens), тонкошаровий полікремній (Arex).

## Тонкоплівкові (друге покоління):

- кремнієві: аморфні, мікрокристалічні, нанокристалічні, CSG (crystalline silicon on glass);
- на основі телуриду кадмію (CdTe);
- на основі селеніду міді-індію-галію (CIGS);

## ФЕП третього покоління:

- неорганічні ФЕП на основі нових матеріалів (CZTSSe ( $\text{Cu}_2\text{ZnSnS}_4(\text{Se}_4)$ ), перовскіти ( $\text{CaTiO}_3$ ,  $\text{CH}_3\text{NH}_3\text{PbX}_3$ , де  $\text{CH}_3\text{NH}_3$  - іон метіламонію, Pb - свинець, а X - іон з числа галогенів (може бути як I, Br, так і Cl));
- ФЕП на основі каскадних структур;
- фотосенсибілізовані барвники (dye-sensitized solar cell, DSC);
- органічні (полімерні) ФЕП (OPV);
- нові принципи перетворення сонячної енергії



### 1-е покоління

- Кремниевые пластины
- толщина > 250 мкм
  - ограничение по площади из-за использования пластин
  - сложное интеграция в модуль
  - негибкие
- ДОРОГИЕ**  
Si, GaAs пластины



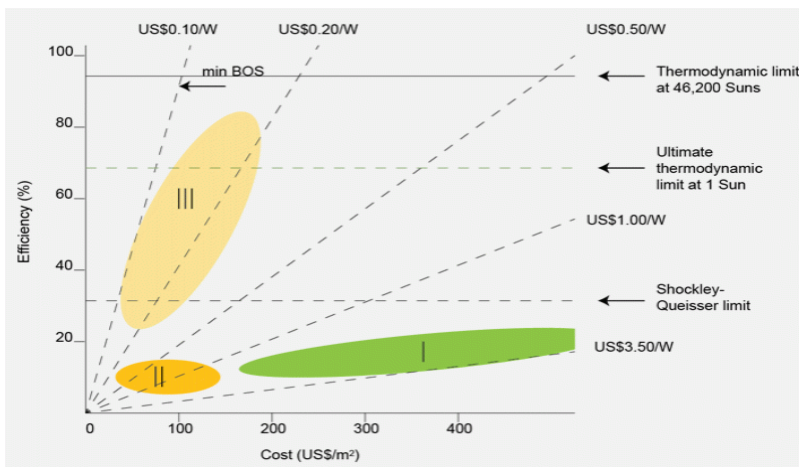
### 2-е покоління

- Тонкие пленки на стекле
- толщина < 3 мкм
  - возможность осаждения на большие площади
  - монолитная интеграция в модуль
  - негибкие
- ПОТЕНЦИАЛЬНО НЕДОРОГИЕ**  
a-Si, CdTe, CIGS



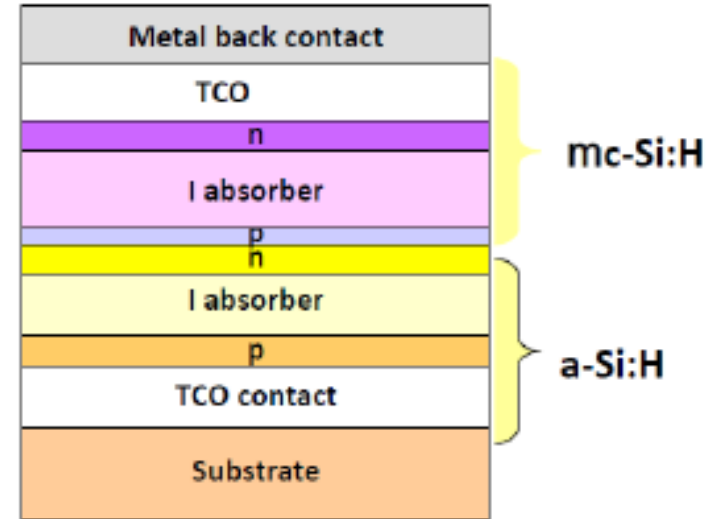
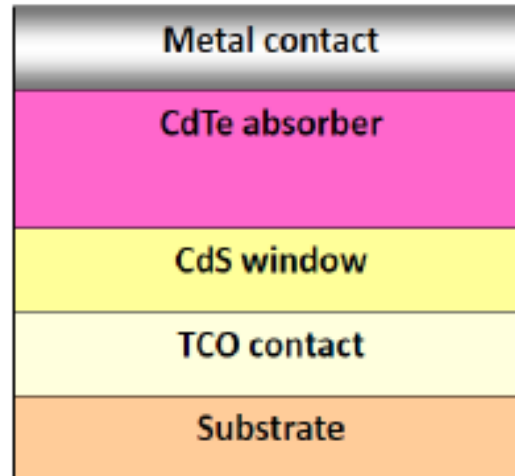
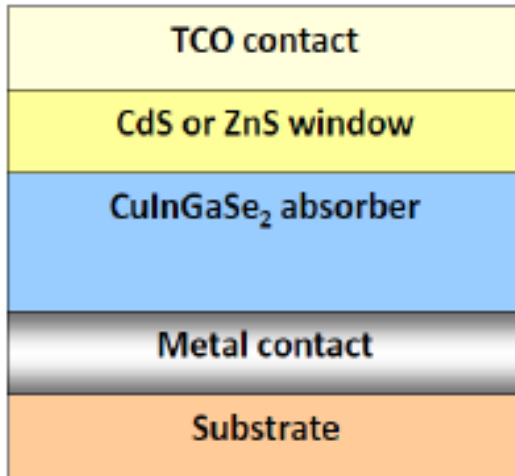
### 3-е покоління

- Тонкие пленки на гибких подложках
- толщина < 3 мкм
  - возможность осаждения на большие площади
  - легкая интеграция в модуль
  - гибкие
- ПОТЕНЦИАЛЬНО НЕДОРОГИЕ**  
a-Si, CdTe, CIGS



Вартість сонячної електрики як функція ефективності та ціни різних фотоелектричних модулів. Три виділені області позначають три покоління СЕ. Синя лінія, зазначена як «min BOS» (Balance of system costs), вказує мінімальну межу витрат, пов'язаних з монтажем та обслуговуванням установок, вартістю землі і т. ін. Для сучасних модулів на основі монокристалічного кремнію ці витрати становлять приблизно 250 \$/м<sup>2</sup>.

# ТОНКОПЛІВКОВІ ФЕП



Максимальний КПД: 20,3%  
 Площади ячейки: 0,5 см<sup>2</sup>  
 Средний КПД: 12-20%  
 КПД модуля:  
 Максимальный – 15-16%  
 Средний: 8-13,5%

**substrate**

Максимальний КПД: 16,5%  
 Площади ячейки: 1 см<sup>2</sup>  
 Средний КПД: 10-16,5%  
 КПД модуля:  
 Максимальный – 11,5%  
 Средний: 9-11%

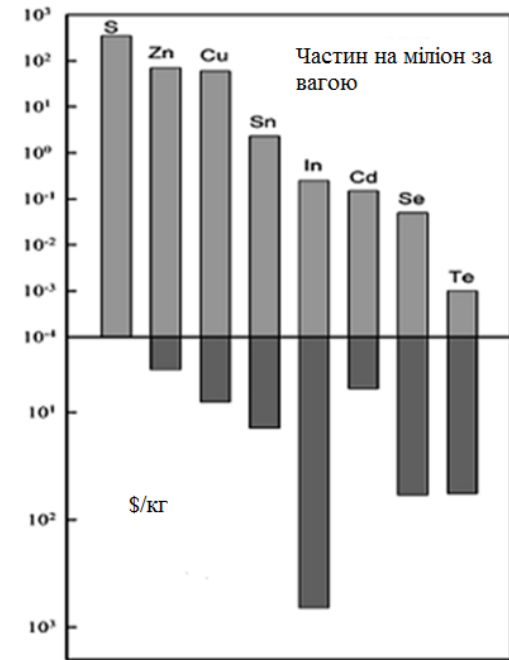
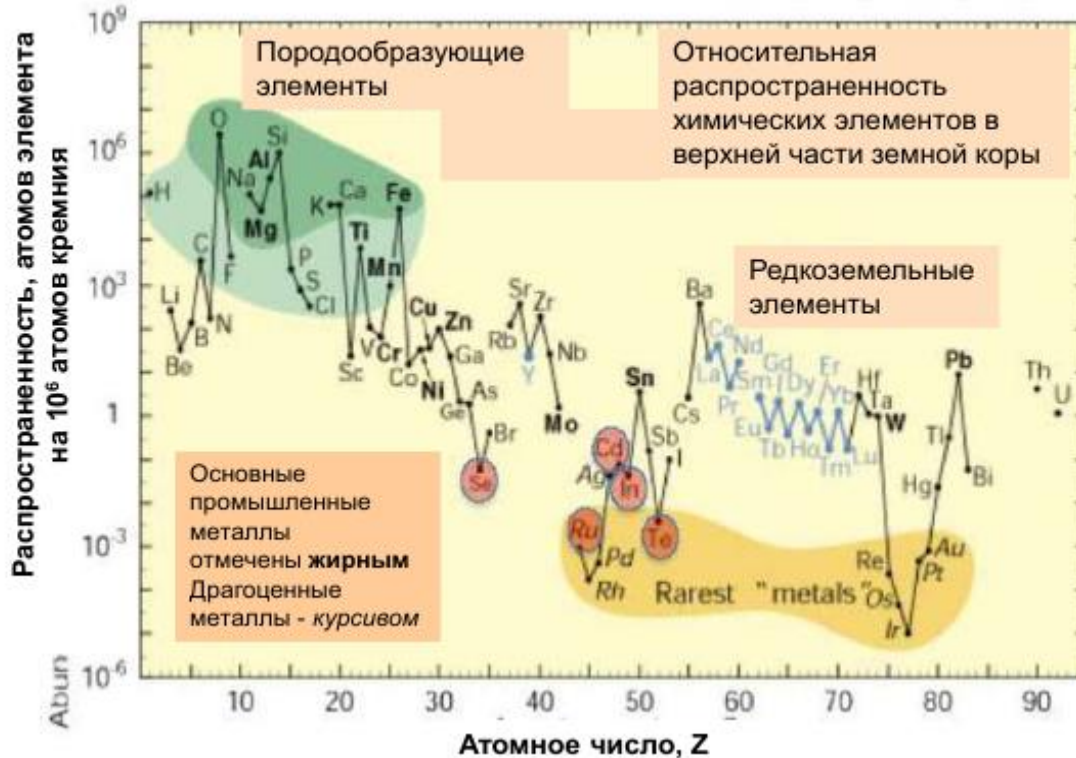
**superstrate**

Максимальний КПД: 13,3%  
 Площади ячейки: 0,25 см<sup>2</sup>  
 Средний КПД: 8-13,3%  
 КПД модуля:  
 Максимальный – 10,3%  
 Средний: 4-9%

**superstrate**

# НОВІ МАТЕРІАЛИ ПОГЛИНАЛЬНИХ ШАРІВ СЕ

Матеріали: Si, Fe, Cu, Al, C, Ca, Pb, Ba, Zn, S



Поширення у земній корі та ціна видобутку елементів

Замість CdTe, CuInSe<sub>2</sub> (CIS), Cu(In,Ga)Se<sub>2</sub> (CIGS), Cu(In,Ga)(S,Se)<sub>2</sub> (CIGSS) запропоновані **нові матеріали** Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub> (CZTS), Cu<sub>2</sub>ZnSnSe<sub>4</sub> (CZTSe), Cu<sub>2</sub>ZnSn(S,Se)<sub>4</sub> (CZTSSe), перовскіти

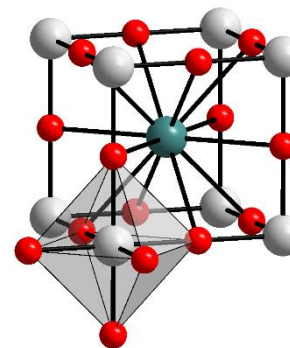
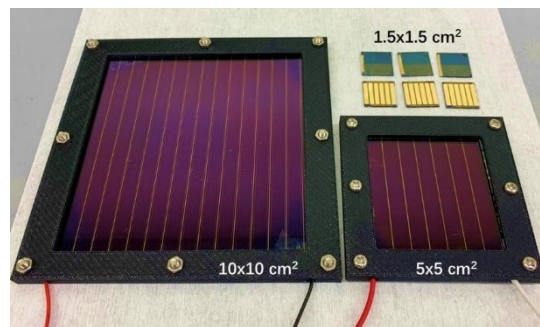
# ПЕРОВСКІТНІ СЕ

Перовскітові СЕ — відносно нова область сонячних технологій, що швидко розвивається. *Перші розробки у сфері сонячної енергетики із цього матеріалу з'явилися у період з 2006 по 2008 рік.* Тоді важко було говорити про прорив, оскільки ККД таких елементів ледь перевищував значення 2-3%. На те, щоби підняти їх ККД до 22%, пішло приблизно 7 років. *Перовскіти є гібридними сполуками, що складаються з галогенідів металів і органічних компонентів.* Емпірична формула: ***CaTiO<sub>3</sub>***. *Перовскіти прямозонні сполуки.*

На сьогоднішній день найефективніші перовскітові фотоелементи виготовлені з наступною комбінацією матеріалів відповідно до структури  $ABX_3$ : ***A = органічний катіон - метиламоній ( $CH_3NH_3$ ) + B = Великий неорганічний катіон - зазвичай свинець (II) ( $Pb^{2+}$ ) X3 = аніон галогену - зазвичай хлорид (Cl-) або йодид (I-).***

Вчені постійно експериментують над комбінацією елементів у структурі. Так, на початку 2018 року було представлено безсвинцеві елементи на основі титану, що дозволяє зменшити токсичність виробництва.

Основною і найважливішою перевагою перовскітових СЕ є їхня *дешевизна в порівнянні з кремнієвими (Si) елементами.* Сонячні батареї на базі Si коштують сьогодні в середньому 70 центів за 1 Вт, а сонячні батареї на основі перовскіту можуть знизити їхню вартість до 10-15 центів за 1 Вт. Кремнієві СЕ при товщині 180 мікрон поглинають стільки ж світла, скільки перовскіт поглине при товщині всього 1 мікрон. До того ж спектр світла, що перетворюється в електрику, у перовскіта ширше, ніж у кремнію. Ще однією перевагою перовскітових фотоелементів є *можливість застосування їх як «чорнила» для друку на різних поверхнях,* у тому числі на прозорих підкладках. Основним стримуючим фактором використання є низька надійність СЕ з перовскітовою структурою. ***Вони не довговічні і схильні до руйнування при впливі вологи та ультрафіолетового випромінювання.*** Саме збільшення надійності та терміну служби стоїть першочерговим завданням перед інженерами для подальших розробок.

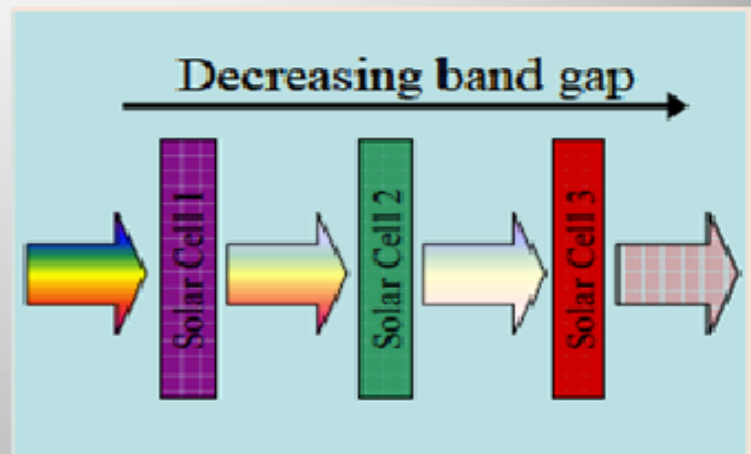
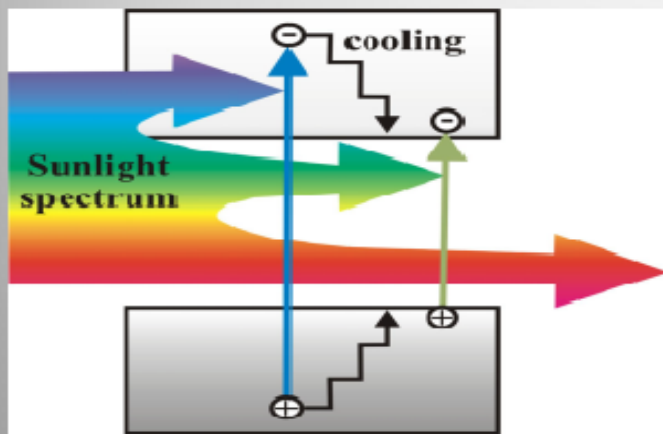


Структура перовскіту  
(бірюзовий – атом кальцію,  
сірий – атом титану,  
червоний – атом кисню.)

# БАГАТОПЕРЕХІДНІ (КАСКАДНІ) СЕ

У типовому *багатоперехідному сонячному елементі* одиночні фотоелементи розташовані один за одним таким чином, що *сонячне світло спочатку потрапляє на елемент з найбільшою шириною забороненої зони, при цьому поглинаються фотони з найбільшою енергією. Пропущені верхнім шаром фотони проникають в наступний елемент з меншою шириною забороненої зони і так далі.*

## КАСКАДНІ СОЛЯЧНІ ЕЛЕМЕНТИ

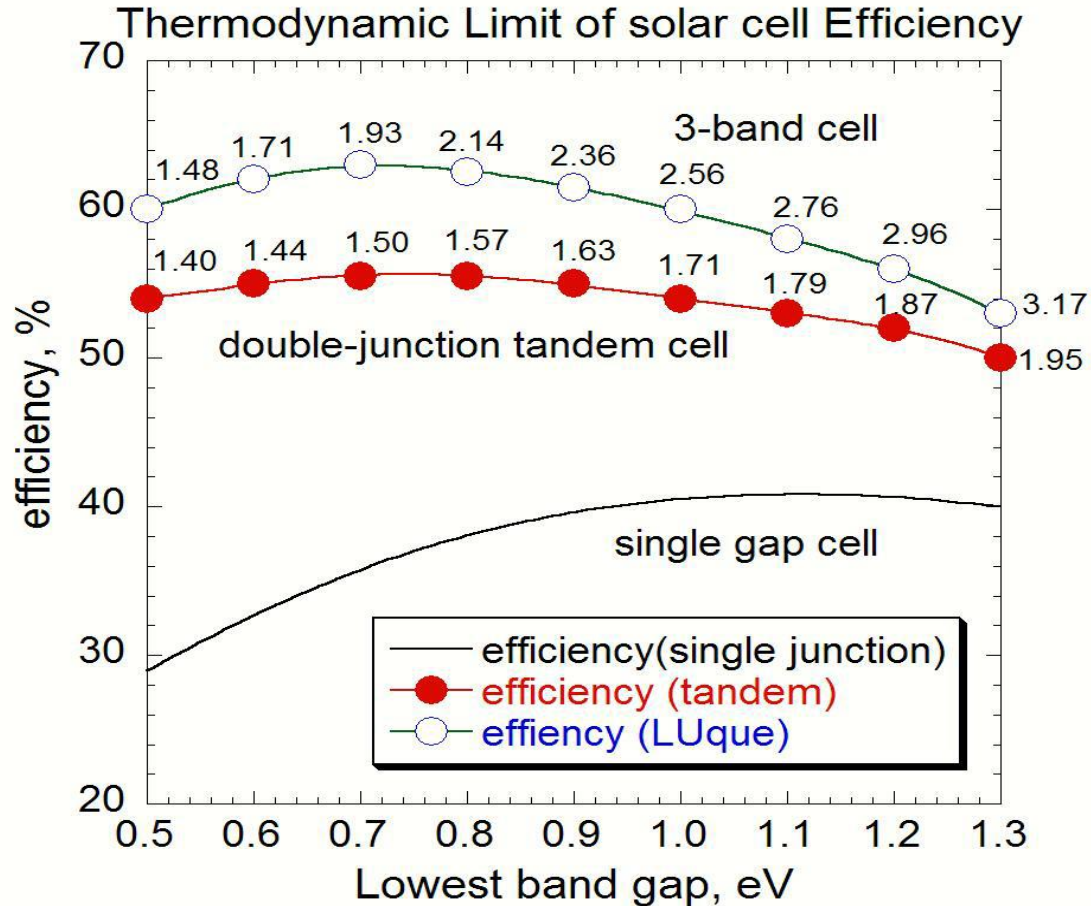


Предел Shockley-Queisser для эффективности однопереходных элементов  $\Rightarrow$  31% (41% с концентраторами)

2-х	$\Rightarrow$	42.5%	(55.5%)
3-х	$\Rightarrow$	48.6%	(63.2%)
4-х	$\Rightarrow$	52.5%	(67.9%)
5-ти	$\Rightarrow$	68.2%	(86.8%)



# ККД КАСКАДНИХ СЕ



***ККД чотирьохперехідного СЕ з концентратором у наш час складає 44,7%***

# ГНУЧКІ СЕ



• **Переваги та недоліки гнучких СЕ.**

• **Вага та розмір.** Такий вид батарей відрізняється легкістю і компактністю. Це особливо важливо для тих, хто не має в своєму розпорядженні зайвої площі. Наприклад, для розміщення важких стандартних панелей на даху іноді доводиться посилювати конструкцію будівлі, а з гнучкими модулями в цьому немає необхідності.

• **Екологічність.** Для деяких покупців цей показник є одним з головних, особливо якщо сонячні батареї використовуються на дачі, в замських будинках, де важливо зберегти чистоту навколишнього середовища.

• **Продуктивність.** Ефективність батарей незважаючи на їх нестандартне втілення досить висока. Звичайно, вони не зможуть перевищити за виробленням монокристалічні, але гнучкі кремнієві панелі також не у відстаючих. Показник ККД при дотриманні всіх правил експлуатації може доходити до 18%.

• **Універсальність.** Напівпровідникові гнучкі батареї більш стійкі до температурних змін, і погодні умови менше відбиваються на їх продуктивності.

• **Простота.** Ви зможете самостійно підключити і використовувати гнучкі панелі для особистих або промислових потреб. Вони відрізняються простотою експлуатації.



# ОСНОВНІ ПАРАМЕТРИ СУЧАСНИХ ОДНОПЕРЕХОДНИХ СЕ

**TABLE 1** Confirmed single-junction terrestrial cell and submodule efficiencies measured under the global AM1.5 spectrum (1000 W/m<sup>2</sup>) at 25°C (IEC 60904-3: 2008 or ASTM G-173-03 global)

Classification	Efficiency (%)	Area (cm <sup>2</sup> )	V <sub>oc</sub> (V)	J <sub>sc</sub> (mA/cm <sup>2</sup> )	Fill factor (%)	Test center (date)	Description
<i>Silicon</i>							
Si (crystalline cell)	26.7 ± 0.5	79.0 (da)	0.738	42.65 <sup>a</sup>	84.9	AIST (3/17)	Kaneka, n-type rear IBC <sup>10</sup>
<b>Si (crystalline cell)</b>	<b>26.3 ± 0.4</b>	<b>274.3 (t)</b>	<b>0.7502</b>	<b>40.49<sup>b</sup></b>	<b>86.6</b>	<b>ISFH (9/21)</b>	<b>LONGi, n-type HJT<sup>4</sup></b>
Si (DS wafer cell)	24.4 ± 0.3	267.5 (t)	0.7132	41.47 <sup>d,e</sup>	82.5	ISFH (8/20)	Jinko Solar, n-type
Si (thin transfer submodule)	21.2 ± 0.4	239.7 (ap)	0.687 <sup>c</sup>	38.50 <sup>d,e</sup>	80.3	NREL (4/14)	Solexel (35 μm thick) <sup>11</sup>
Si (thin film minimodule)	10.5 ± 0.3	94.0 (ap)	0.492 <sup>c</sup>	29.7 <sup>d,f</sup>	72.1	FhG-ISE (8/07)	CSG Solar (<2 μm on glass) <sup>12</sup>
<i>III-V Cells</i>							
GaAs (thin film cell)	29.1 ± 0.6	0.998 (ap)	1.1272	29.78 <sup>g</sup>	86.7	FhG-ISE (10/18)	Alta Devices <sup>13</sup>
GaAs (multicrystalline)	18.4 ± 0.5	4.011 (t)	0.994	23.2	79.7	NREL (11/95)	RTI, Ge substrate <sup>14</sup>
InP (crystalline cell)	24.2 ± 0.5 <sup>h</sup>	1.008 (ap)	0.939	31.15 <sup>a</sup>	82.6	NREL (3/13)	NREL <sup>15</sup>
<i>Thin Film Chalcogenide</i>							
CIGS (cell) (Cd-free)	23.35 ± 0.5	1.043 (da)	0.734	39.58 <sup>i</sup>	80.4	AIST (11/18)	Solar Frontier <sup>16</sup>
CIGSse (submodule)	19.6 ± 0.5	670.6 (ap)	0.688	37.63 <sup>j</sup>	75.8	NREL (2/21)	Avancis, 110 cells <sup>17</sup>
CdTe (cell)	21.0 ± 0.4	1.0623 (ap)	0.8759	30.25 <sup>e</sup>	79.4	Newport (8/14)	First Solar, on glass <sup>18</sup>
CZTSSe (cell)	11.3 ± 0.3	1.1761 (da)	0.5333	33.57 <sup>g</sup>	63.0	Newport (10/18)	DGIST, Korea <sup>19</sup>
CZTS (cell)	10.0 ± 0.2	1.113 (da)	0.7083	21.77 <sup>a</sup>	65.1	NREL (3/17)	UNSW <sup>20</sup>
<i>Amorphous/Microcrystalline</i>							
Si (amorphous cell)	10.2 ± 0.3 <sup>k,h</sup>	1.001 (da)	0.896	16.36 <sup>e</sup>	69.8	AIST (7/14)	AIST <sup>21</sup>
Si (microcrystalline cell)	11.9 ± 0.3 <sup>h</sup>	1.044 (da)	0.550	29.72 <sup>a</sup>	75.0	AIST (2/17)	AIST <sup>22</sup>
<i>Perovskite</i>							
Perovskite (cell)	22.6 ± 0.6 <sup>l</sup>	1.0189 (da)	1.178	22.73 <sup>j</sup>	84.4	CSIRO (10/20)	ANU <sup>23</sup>
<b>Perovskite (minimodule)</b>	<b>21.4 ± 0.4<sup>l</sup></b>	<b>19.32 (da)</b>	<b>1.149<sup>d</sup></b>	<b>23.4<sup>d,b</sup></b>	<b>79.6</b>	<b>JET (10/21)</b>	<b>Microquanta, 7 cells<sup>5</sup></b>
<i>Dye sensitized</i>							
Dye (cell)	11.9 ± 0.4 <sup>m</sup>	1.005 (da)	0.744	22.47 <sup>n</sup>	71.2	AIST (9/12)	Sharp <sup>24,25</sup>
Dye (minimodule)	10.7 ± 0.4 <sup>m</sup>	26.55 (da)	0.754 <sup>d</sup>	20.19 <sup>d,o</sup>	69.9	AIST (2/15)	Sharp, 7 serial cells <sup>24,25</sup>
Dye (submodule)	8.8 ± 0.3 <sup>m</sup>	398.8 (da)	0.697 <sup>d</sup>	18.42 <sup>d,p</sup>	68.7	AIST (9/12)	Sharp, 26 serial cells <sup>24,25</sup>
<i>Organic</i>							
Organic (cell)	15.2 ± 0.2 <sup>h,q</sup>	1.015 (da)	0.8467	24.24 <sup>c</sup>	74.3	FhG-ISE (10/20)	Fraunhofer ISE <sup>26</sup>
<b>Organic (minimodule)</b>	<b>14.1 ± 0.3<sup>q</sup></b>	<b>19.30 (da)</b>	<b>0.8276<sup>d</sup></b>	<b>24.48<sup>d,b</sup></b>	<b>69.6</b>	<b>NPVIM (8/21)</b>	<b>ZJU/Microquanta, 7 cells<sup>6</sup></b>
Organic (submodule)	11.7 ± 0.2 <sup>q</sup>	203.98 (da)	0.8177 <sup>d</sup>	20.68 <sup>d,r</sup>	69.3	FhG-ISE (10/19)	ZAE Bayern, 33 cells <sup>27</sup>

# ОСНОВНІ ПАРАМЕТРИ СУЧАСНИХ БАГАТОПЕРЕХОДНИХ СЕ

**TABLE 3** Confirmed multiple-junction terrestrial cell and submodule efficiencies measured under the global AM1.5 spectrum (1000 W/m<sup>2</sup>) at 25°C (IEC 60904-3: 2008 or ASTM G-173-03 global)

Classification	Efficiency (%)	Area (cm <sup>2</sup> )	Voc (V)	Jsc (mA/cm <sup>2</sup> )	Fill factor (%)	Test center (date)	Description
<i>III-V Multijunctions</i>							
5 junction cell (bonded) (2.17/1.68/1.40/1.06/.73 eV)	38.8 ± 1.2	1.021 (ap)	4.767	9.564	85.2	NREL (7/13)	Spectrolab, 2-terminal <sup>44</sup>
InGaP/GaAs/InGaAs	37.9 ± 1.2	1.047 (ap)	3.065	14.27 <sup>a</sup>	86.7	AIST (2/13)	Sharp, 2 term. <sup>45</sup>
GaInP/GaAs (monolithic)	32.8 ± 1.4	1.000 (ap)	2.568	14.56 <sup>b</sup>	87.7	NREL (9/17)	LG Electronics, 2 term.
<i>Multijunctions with c-Si</i>							
GaInP/GaInAsP/Si (wafer bonded)	35.9 ± 1.3 <sup>c</sup>	3.987 (ap)	3.248	13.11 <sup>d</sup>	84.3	FhG-ISE (4/20)	Fraunhofer ISE, 2-term. <sup>46</sup>
GaInP/GaAs/Si (mech. stack)	35.9 ± 0.5 <sup>b</sup>	1.002 (da)	2.52/0.681	13.6/11.0	87.5/78.5	NREL (2/17)	NREL/CSEM/EPFL, 4-term. <sup>45</sup>
GaInP/GaAs/Si (monolithic)	25.9 ± 0.9 <sup>c</sup>	3.987 (ap)	2.647	12.21 <sup>e</sup>	80.2	FhG-ISE (6/20)	Fraunhofer ISE, 2-term. <sup>47</sup>
GaAsP/Si (monolithic)	23.4 ± 0.3	1.026 (ap)	1.732	17.34 <sup>f</sup>	77.7	NREL (5/20)	OSU/UNSW/SolAero, 2-term <sup>48</sup>
GaAs/Si (mech. stack)	32.8 ± 0.5 <sup>c</sup>	1.003 (da)	1.09/0.683	28.9/11.1 <sup>g</sup>	85.0/79.2	NREL (12/16)	NREL/CSEM/EPFL, 4-term. <sup>49</sup>
Perovskite/Si (2-terminal)	29.5 ± 0.5 <sup>h</sup>	1.121 (da)	1.884	20.26 <sup>d</sup>	77.3	NREL (12/20)	Oxford PV
GaInP/GaInAs/Ge; Si (spectral split minimodule)	34.5 ± 2.0	27.83 (ap)	2.66/0.65	13.1/9.3	85.6/79.0	NREL (4/16)	UNSW/Azur/Trina, 4-term. <sup>50</sup>
<i>Other Multijunctions</i>							
Perovskite/CIGS	24.2 ± 0.7 <sup>h</sup>	1.045 (da)	1.768	19.24 <sup>f</sup>	72.9	FhG-ISE (1/20)	HZB, 2-terminal <sup>51</sup>
Perovskite/perovskite	24.2 ± 0.8 <sup>h</sup>	1.041(da)	1.986	15.93 <sup>f</sup>	76.6	JET (12/19)	Nanjing U, 2-term. <sup>52</sup>
<b>Perovskite/perovskite (minimodule)</b>	<b>21.7 ± 0.6<sup>h</sup></b>	<b>20.25(da)</b>	<b>2.009</b>	<b>14.22</b>	<b>75.9</b>	<b>JET (8/21)</b>	<b>Nanjing U, 2-term.<sup>52</sup></b>
a-Si/nc-Si/nc-Si (thin-film)	14.0 ± 0.4 <sup>i,c</sup>	1.045 (da)	1.922	9.94 <sup>j</sup>	73.4	AIST (5/16)	AIST, 2-term. <sup>53</sup>
a-Si/nc-Si (thin-film cell)	12.7 ± 0.4 <sup>i,c</sup>	1.000(da)	1.342	13.45 <sup>k</sup>	70.2	AIST (10/14)	AIST, 2-term. <sup>54</sup>
<i>“Notable Exceptions”</i>							
GaInP/GaAs (mqw)	32.9 ± 0.5 <sup>c</sup>	0.250 (ap)	2.500	15.36 <sup>l</sup>	85.7	NREL (1/20)	NREL/UNSW, multiple QW
GaInP/GaAs/GaInAs	37.8 ± 1.4	0.998 (ap)	3.013	14.60 <sup>l</sup>	85.8	NREL (1/18)	Microlink (ELO) <sup>55</sup>
<b>GaInP/GaAs (mqw)/GaInAs</b>	<b>39.5 ± 0.5<sup>c</sup></b>	<b>0.242 (ap)</b>	<b>2.997</b>	<b>15.44<sup>m</sup></b>	<b>85.3</b>	<b>NREL (9/21)</b>	<b>NREL, multiple QW</b>
6 junction (monolithic) (2.19/1.76/1.45/1.19/.97/ .7 eV)	39.2 ± 3.2 <sup>c</sup>	0.247 (ap)	5.549	8.457 <sup>n</sup>	83.5	NREL (11/18)	NREL, inv. metamorphic <sup>56</sup>
Perovskite/perovskite	26.4 ± 0.8 <sup>h</sup>	0.0494(da)	2.048	16.54 <sup>d</sup>	77.9	JET (2/21)	Nanjing U, 2-term. <sup>52</sup>
GaInP/AlGaAs/CIGS	28.1 ± 1.2 <sup>c</sup>	0.1386(da)	2.952	11.72 <sup>d</sup>	81.1	AIST (1/21)	AIST/FhG-ISE, 2-term. <sup>57</sup>

# ОСНОВНІ ПАРАМЕТРИ СУЧАСНИХ СЕ З КОНЦЕНТРАТОРАМИ

**TABLE 5** Terrestrial concentrator cell and module efficiencies measured under the ASTM G-173-03 direct beam AM1.5 spectrum at a cell temperature of 25°C (except where noted for the hybrid and luminescent modules)

Classification	Effic. (%)	Area (cm <sup>2</sup> )	Intensity <sup>a</sup> (suns)	Test center (date)	Description
<u>Single Cells</u>					
GaAs	30.5 ± 1.0 <sup>b</sup>	0.10043 (da)	258	NREL (10/18)	NREL, 1 junction (1 J)
Si	27.6 ± 1.2 <sup>c</sup>	1.00 (da)	92	FhG-ISE (11/04)	Amonix back-contact <sup>67</sup>
CIGS (thin-film)	23.3 ± 1.2 <sup>d,e</sup>	0.09902 (ap)	15	NREL (3/14)	NREL <sup>68</sup>
<u>Multijunction cells</u>					
AlGaInP/AlGaAs/GaAs/GaInAs(3) (2.15/1.72/1.41/1.17/0.96/0.70 eV)	47.1 ± 2.6 <sup>d,f</sup>	0.099 (da)	143	NREL (3/19)	NREL, 6 J inv. metamorphic <sup>56</sup>
GaInP/GaAs; GaInAsP/GaInAs	46.0 ± 2.2 <sup>g</sup>	0.0520 (da)	508	AIST (10/14)	Soitec/CEA/FhG-ISE 4 J bonded <sup>69</sup>
GaInP/GaAs/GaInAs/GaInAs	45.7 ± 2.3 <sup>d,h</sup>	0.09709 (da)	234	NREL (9/14)	NREL, 4 J monolithic <sup>70</sup>
InGaP/GaAs/InGaAs	44.4 ± 2.6 <sup>i</sup>	0.1652 (da)	302	FhG-ISE (4/13)	Sharp, 3 J inverted metamorphic <sup>71</sup>
GaInAsP/GaInAs	35.5 ± 1.2 <sup>d,j</sup>	0.10031 (da)	38	NREL (10/17)	NREL 2-junction (2 J) <sup>72</sup>
<u>Minimodule</u>					
GaInP/GaAs; GaInAsP/GaInAs	43.4 ± 2.4 <sup>d,k</sup>	18.2 (ap)	340 <sup>l</sup>	FhG-ISE (7/15)	Fraunhofer ISE 4 J (lens/cell) <sup>73</sup>
<u>Submodule</u>					
GaInP/GaInAs/Ge; Si	40.6 ± 2.0 <sup>k</sup>	287 (ap)	365	NREL (4/16)	UNSW 4 J split spectrum <sup>74</sup>
<u>Modules</u>					
Si	20.5 ± 0.8 <sup>d</sup>	1875 (ap)	79	Sandia (4/89) <sup>l</sup>	Sandia/UNSW/ENTECH (12 cells) <sup>75</sup>
Three Junction (3 J)	35.9 ± 1.8 <sup>m</sup>	1,092 (ap)	N/A	NREL (8/13)	Amonix <sup>76</sup>
Four Junction (4 J)	38.9 ± 2.5 <sup>n</sup>	812.3 (ap)	333	FhG-ISE (4/15)	Soitec <sup>77</sup>
<u>Hybrid Module<sup>o</sup></u>					
4-Junction (4 J)/bifacial c-Si	34.2 ± 1.9 <sup>d,o</sup>	1,088 (ap)	CPV/PV	FhG-ISE (9/19)	FhG-ISE (48/8 cells; 4 T) <sup>78</sup>
<u>“Notable Exceptions”</u>					
Si (large area)	21.7 ± 0.7	20.0 (da)	11	Sandia (9/90) <sup>l</sup>	UNSW laser grooved <sup>79</sup>
Luminescent Minimodule <sup>o</sup>	7.1 ± 0.2	25 (ap)	2.5 <sup>p</sup>	ESTI (9/08)	ECN Petten, GaAs cells <sup>80</sup>
4 J Minimodule	41.4 ± 2.6 <sup>d</sup>	121.8 (ap)	230	FhG-ISE (9/18)	FhG-ISE, 10 cells <sup>73</sup>

# ОПТРОНИ ТА ЇХ ЗАСТОСУВАННЯ

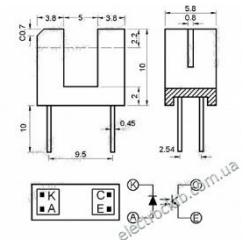
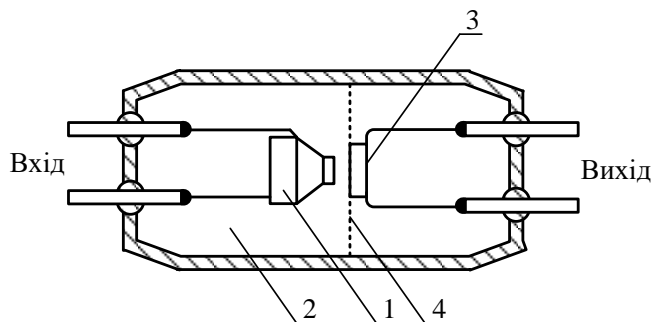
• **Оптрон, або оптопара**, - це оптоелектронний прилад, що містить у собі конструктивно об'єднані й розміщені в одному корпусі джерело і приймач випромінювання з певним видом оптичного й електричного зв'язку між ними.

• В електронних схемах оптрон виконує функцію *елемента зв'язку*, в одній з ланок якого інформація передається оптичним шляхом. **Якщо між компонентами оптрона створити електричний зворотний зв'язок, то оптрон стає активним приладом, придатним для підсилення і генерування електричних і оптичних сигналів.**

• Приклад будови резисторного оптрона показано на рис.

• Як джерело світла в ньому використовується світлодіод 1, як фотоприймач – фоторезистор 3 у вигляді спресованої таблетки. Для зменшення ємнісного зв'язку між джерелом світла та фотоприймачем розміщується прозорий електростатичний екран 4. Внутрішня частина оптрона заливається оргсклом або епоксидною смолою, які захищають прилад від впливу зовнішнього середовища і відіграють роль світловода. Герметичний металевий корпус 2 зовні нагадує корпус простого транзистора.

• Вихідний сигнал джерела світла є входним для фотоприймача, який, у свою чергу, може керувати яскравістю світіння джерела світла.



*Будова резисторного оптрона: 1 – світлодіод;  
2 – металевий корпус; 3 – фоторезистор;  
4 – електростатичний екран*

# ОПТРОНИ ТА ЇХ ЗАСТОСУВАННЯ

• *Джерело і приймач світла в оптроні мають бути спектрально узгоджені між собою.* В оптичному видимому діапазоні застосовуються світлодіоди на основі SiC або GaP і фоторезистори на основі селеніду кадмію (CdSe) або сульфіді кадмію (CdS).

• Проте оптичне середовище в оптроні може створюватися не лише з прозорого компаунда на основі полімерів. Для одержання високої розв'язки виходу і входу використовують волоконні світловоди у вигляді нитки з прозорого діелектрика. Світловий промінь від джерела випромінювання потрапляє в торець світловоду, і після багаторазового відбиття від бічних стінок він виходить з іншого кінця світловоду, зазнавши малого гасіння. За допомогою волоконного світловоду можлива передача сигналу керування на великі відстані з високою електричною розв'язкою і заводостійкістю.

• Схема вмикання діодного оптрона зображена на рис.

• **Принцип дії оптрона** полягає в тому, що під дією вхідного сигналу (сигналу керування) змінюється інтенсивність світлового потоку від випромінювача, і це приводить до зміни внутрішнього опору фотоприймача (фотодіода), струму у вихідному колі та напруги, що знімається з навантаження  $R_H$ .

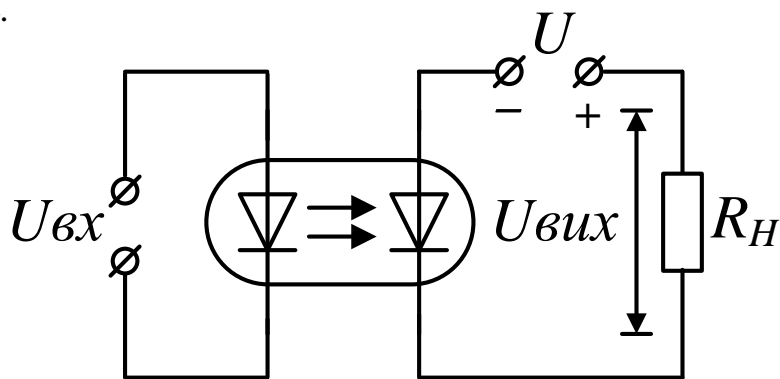
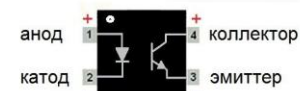
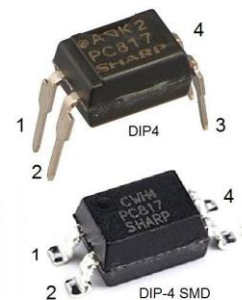


Схема вмикання діодного оптрона

## Распиновка транзисторной оптопары PC817



### Характеристики

Одиноканальный оптрон  
Тип выхода - фототранзистор  
Напряжение изоляции 5000 В  
Максимальный прямой ток 50 мА  
Макс. выходное напряжение 35 В  
Время включения 4 мкс  
Время выключения 3 мкс  
Вес до 0,45 гр.

<https://shematok.ru>



# ОПТРОНИ ПЕРЕВАГИ ТА НЕДОЛІКИ

•До основних параметрів оптрона належать:

коефіцієнт передачі -  $K = U_{вих} / U_{вх}$ ;

швидкодія -  $V$ ;

опір розв'язки -  $R_p > 10^{12}$  Ом;

ємність розв'язки -  $C_p \sim 10^{14}$  Ф.

•Переваги оптронів:

1. **Можливість керувати високою напругою за допомогою низької напруги** завдяки високій електричній ізоляції ( $R_p > 10^{12}$  Ом).
2. **Широка смуга пропускання** (від постійної складової до гігагерців).
3. **Фізична і конструктивна різноманітність, широта функціональних можливостей.**

•Оптронам властиві і деякі **недоліки**. До них належать **висока споживана потужність, сильна температурна залежність характеристик, складність виготовлення, високий рівень власних шумів.**

•Залежно від виду фотоприймача розрізняють (рис.) **діодні, резисторні, транзисторні, тиристорні оптрони.**

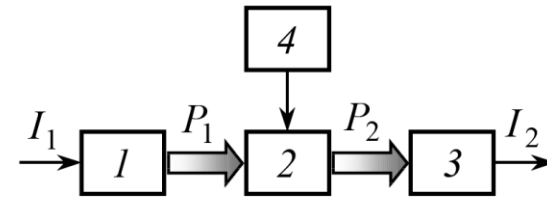
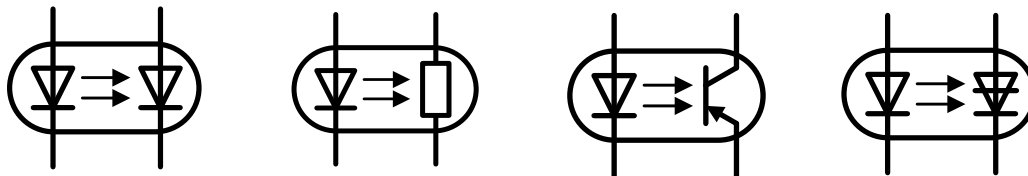
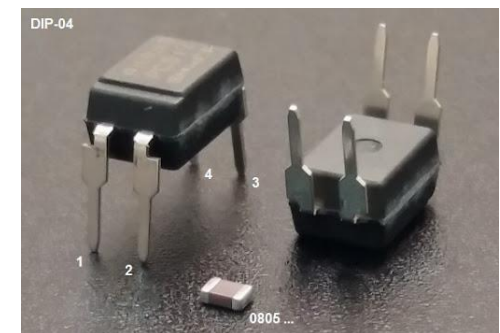


Схема оптрона: 1 - джерело випромінювання; 2 - оптичний канал; 3-приймач випромінювання; 4 - керуючий елемент



Схемні позначення різновидів оптронів:

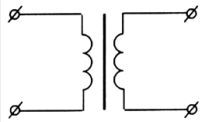
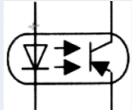

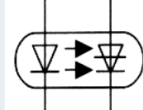
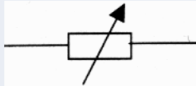
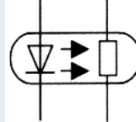
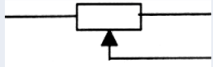
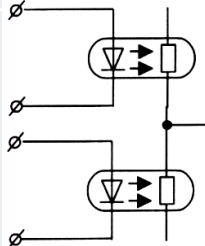
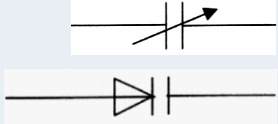
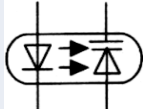
а) діодний; б) резисторний; в) транзисторний; г) тиристорний



# ОПТРОНИ ТА ЇХ ЗАСТОСУВАННЯ

• Швидкий розвиток оптоелектроніки зробив можливим у багатьох випадках замінити елементи електронних схем оптронами. Деякі приклади такої заміни наведені у табл.

Таблиця

Електрорадіокомпонент		Оптронний аналог
Імпульсний трансформатор		
Перемикач		
Змінний резистор		
Потенціометр		
Змінний конденсатор		

**ДЯКУЮ ЗА УВАГУ**