

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ,
МОЛОДІ ТА СПОРТУ УКРАЇНИ
Запорізький національний технічний університет

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ
до практичних занять та підготовки до модульного контролю
з дисципліни
“СИЛОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ”
для студентів спеціальності 7.05080101, 8.05080101
“Мікро- та наноелектронні прилади і пристрої”
денної і заочної форм навчання

2013

Методичні вказівки до практичних занять та підготовки до модульного контролю з дисципліни “Силові напівпровідникові прилади” для студентів спеціальності 7.05080101, 8.05080101 “Мікро- та наноелектронні прилади і пристрої” денної і заочної форм навчання /Укл.: О.В.Василенко. – Запоріжжя: ЗНТУ, 2013. – 58 с.

Укладачі: О.В.Василєно, доц., канд. техн. наук,

Рецензент: В.В.Погосов, проф., д-р фіз.-мат. наук

Відповідальний за випуск: Г.В.Сніжної, доц., канд.фіз.-мат. наук

Затверджено
на засіданні кафедри
“Мікро- та наноелектроніка”
Протокол №4
від „16“ січня 2013 р.

ЗМІСТ

Вступ	4
1 Практичне заняття №1 «Прилади в пристроях силової електроніки»	5
1.1 Пристрої електроніки.....	5
1.2 Класифікація та тенденції розвитку СНП.....	6
1.3 Розподіл СНП по діапазонам частот і потужності	8
1.4 Контрольні запитання	8
2 Практичне заняття № 2 «Діоди»	9
2.1 Перехідні процеси силового діоду	10
2.2 Параметри діодів	12
2.3 Контрольні запитання	14
3 Практичне заняття №3 «Потужні біполярні транзистори»	14
3.1 Особливості потужних БТ	14
3.2 Контрольні запитання	18
4 Практичне заняття № 4 «Тиристори».....	18
4.1 Тиристор, блокований у запріному напрямі	19
4.2 Комутуємі тиристори	22
4.2.1 GTO тиристор.....	22
4.2.2 GCT	23
4.2.3 IGCT	24
4.3 Контрольні запитання	26
5 Практичне заняття № 5 «Польові транзистори»	26
5.1 МОНТ.....	26
5.2 СІТ.....	31
5.3 Контрольні запитання	33
6 Практичне заняття № 6 «Гібридні прилади. IGBT».....	34
6.1 Біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT).....	34
6.1.1 Функціонування IGBT	38
6.1.2 Параметри IGBT.....	40
6.2 Контрольні запитання	41
7 Практичне заняття № 7 «Інші гібридні СНП»	41
7.1 МСТ.....	41
7.2 Біполярний транзистор, інтегрований із СІТ.....	43
7.3 ТЕК.....	44
7.4 Порівняння приладів	45
7.5 Контрольні запитання.....	46
8 Практичне заняття № 8 «Складені СНП та модулі (ІРМ)».....	46
8.1 Складені СНП.....	46
8.2 Розвиток інтелектуальних силових модулів	48
8.3 Конструкції силових модулів ІРМ.....	50
8.4 Контрольні запитання	53
Перелік посилань.....	54
Додаток А Сторінка довідкових даних для випрямного діоду.....	55
Додаток Б Елементи сторінок довідкових даних для IGCT	56
Додаток В Сторінка довідкових даних для MOS FET.....	57
Додаток Д Сторінка даних для ІРМ.....	58

ВСТУП

Новітні наукові розробки в галузі силової електроніки сприяють постійному оновленню її елементної бази, тому курс “Силкові напівпровідникові прилади” (далі - СНП) є важливою складовою частиною підготовки студентів - майбутніх спеціалістів в галузі електроніки.

Кожний рік анонсуються нові розробки СНП, однак, їх принципи дії кардинально на змінюються. Отже, розуміючи основи функціонування трьох типів приладів - біполярної, польової та гібридної технології, можна екстраполювати отримані знання для освоєння принципів дії нових приладів.

Повністю керовані СНП мають високі показники комутованої потужності, частоти, надійності та масогабаритні, що дозволяє не тільки покращити відповідні показники перетворювачів електроенергії, але й змінити концепцію їхнього проектування та розширити межі використання [1].

Метою виконання практичних занять з дисципліни СНП є поглиблення знань в галузі силової електроніки, зокрема її елементної бази, оволодіння студентами принципів вибору напівпровідникових приладів, що забезпечить надійне та оптимальне їх використання в пристроях.

До силових напівпровідникових приладів належать діоди, тиристори, біполярні та польові транзистори, розраховані на максимально допустимий середній, діючий, імпульсний чи постійний струм 10 А і більше [2].

У методичних вказівках використовуються такі визначення [3].

Силовий напівпровідниковий прилад - це прилад, призначений для застосування в силових колах електротехнічних пристроїв.

Параметр – це величина, що характеризує ту чи іншу властивість приладу, охолоджувача.

Характеристика – функціональна залежність однієї величини (напруги, струму, коефіцієнта підсилення і т.п.) від іншої змінної, або незалежного аргументу (часу, частоти).

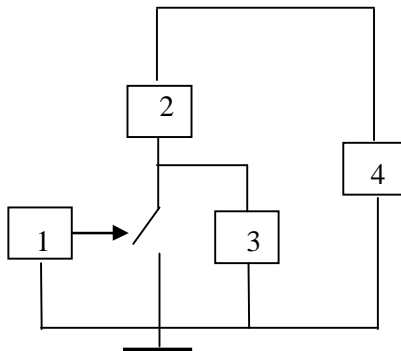
1 ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №1 «ПРИЛАДИ В ПРИСТРОЯХ СИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ»

1.1 Пристрої електроніки

Силова електроніка - це область техніки, пов'язана із управлінням потоками енергії за допомогою СНП, які пропускають, або блокують енергію, працюючи за певним алгоритмом, що дозволяє керувати значеннями миттєвої потужності за певними законами. Для перетворення параметрів та/або форми електричної енергії використовують спеціалізовані електронні схеми, які називають перетворювачами. У силовій електроніці використовують такі основні типи перетворювачів [4]:

- випрямляч (AC/DC Converter);
- інвертор (DC/AC Converter);
- імпульсний перетворювач постійної напруги (DC/DC Converter);
- перетворювач частоти (AC /AC Converter).

Усі вони мають спільну рису: основним перетворювальним елементом у них є активний прилад, що працює в ключовому режимі (SMPS - потужні пристрої, що працюють в ключовому режимі [4]), тобто основним структурним елементом у них є ключ (рисунок 1.1).



- 1 - драйвер (система керування, або попередній каскад);
 - 2 - навантаження (наприклад, якірний ланцюг двигуна);
 - 3 - снаббер/демпфер - захисний ланцюг, формувач траєкторії перемикання;
 - 4 - джерело живлення (джерело постійного, або змінного струму).
- Рисунок 1.1 - Структурна схема електронного ключа

Структура може бути й іншою: навантаження і демпфер можуть підключатись відносно активного приладу вище і нижче. Ключів може бути 2 (напівмостова схема), 4 (мостова однофазна), 6 (мостова трифазна) і більше, наприклад, у багаторівневих інверторах [5].

1.2 Класифікація та тенденції розвитку СНП

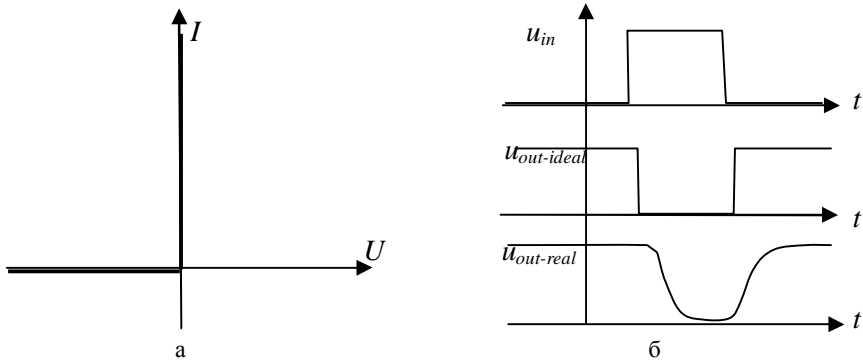
Потужні перетворювачі використовують такі СНП:

– *біполярні прилади*: діоди, тиристори (SCR, TRIAC), замикні (блоковані) тиристори (GTO, GCT, IGCT);

– *польові транзистори*: з керуючим переходом (JFET, SIT), польові транзистори структури метал-оксид-напівпровідник (MOSFET);

– *гібридні прилади* (польові по входу, біполярні по виходу): біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT), тиристор, комутований по MOS-затвору (MCT) та інші.

Ці прилади безперервно вдосконалюються в напрямку наближення за своїми статичними і динамічними характеристиками до поняття "ідеального ключа", див. рисунок 1.2.



а - статична ідеальна (ВАХ);

б - динамічні (осцилограми) ідеального і реального ключа

Рисунок 1.2 - Характеристики ключа

На статичній характеристиці товстими лініями показано ВАХ ідеального приладу. Як бачимо, при негативній напрузі струму немає (опір ключа нескінченно великий); при зміні полярності напруги на позитивну - струм зростає необмежено (опір ключа нескінченно

малий). Такий прилад не має втрат потужності при будь-якій полярності напруги, отже, він не гріється, не переходить в стан теплового пробою, має необмежену область безпечної роботи (ОБР) (див. пряму ОБР реального СНП на рисунку 1.3). Отже, керований ідеальний ключ може блокувати нескінченну напругу будь-якої полярності (не переходячи у відкритий стан у разі відсутності керуючого сигналу від драйвера).

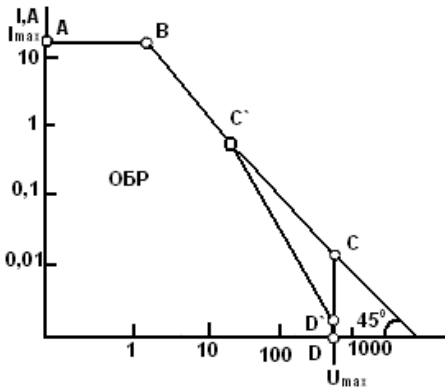


Рисунок 1.3 - ОБР (FSOA)

Горизонтальний відрізок АВ визначає значення максимально допустимого вихідного струму приладу I_{max} . Вертикальний відрізок CD визначає значення максимально допустимі вихідної напруги U_{max} . Відрізок BC характеризує обмеження за потужністю: тобто температура структури приладу не має перевищувати максимально допустимого значення T_{jmax} . В імпульсних режимах межі ОБР розширюються за рахунок

зсуву відрізка BC, що пов'язано із інерційністю нагрівання структури приладу: прилад тим краще охолоджується, чим більша шпаруватість імпульсів (відношення тривалості періоду до тривалості імпульсу керування), тобто в паузі між імпульсами прилад встигає охолонути.

Динамічні характеристики в схемі фазоінверсного ключа (див. рисунок 1.1) показані як реакція (u_{out}) на ідеалізований імпульс напруги u_{in} , середній графік - для ідеального ключа (перехід між станами *on* та *off* здійснюється миттєво), нижній графік - для реального приладу (бачимо затримки вмикання і вимикання, остаточну напругу у відкритому стані, сам перехідний процес має експоненційний характер, оскільки прилад має паразитні ємності).

1.3 Розподіл СНП по діапазнам частот і потужності

Проектування приладу - це оптимізаційна задача, оскільки існує протиріччя між його основними параметрами: так, частота комутації обмежується експоненційним зростанням розсіюваної потужності на приладі, інші протиріччя, властиві окремим видам приладів, будуть розглянуті нижче. На рисунку 1.4 показано розподіл СНП по діапазнам частот і потужності.

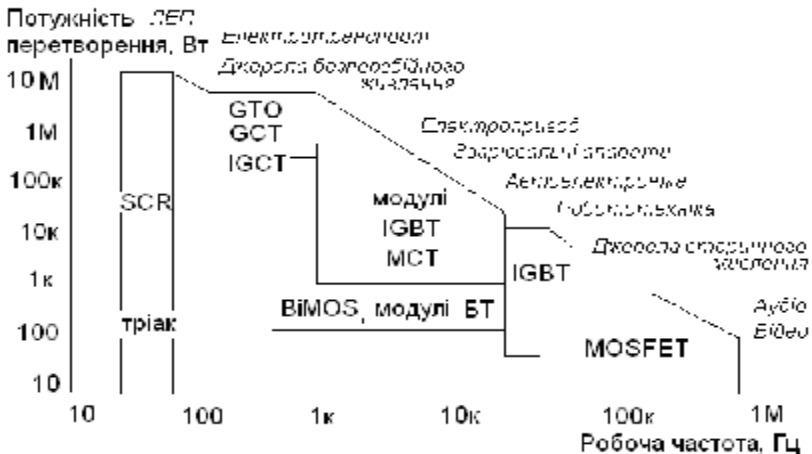


Рисунок 1.4 - Розподіл СНП по діапазнам частот і потужності

1.4 Контрольні запитання

- 1 Класифікація СНП.
- 2 Напрямки розвитку СНП.
- 3 Діапазони потужності і частоти СНП.
- 4 Статичні характеристики ідеального ключа.
- 5 Динамічні характеристики ідеального і реального ключа.
- 6 Що таке ОБР? Чим вона обмежується?
- 7 Структура ключа на СНП.
- 8 Основні пристрої, де використовують СНП.
- 9 Дайте визначення: прилад, пристрій, параметр, характеристика.
- 10 Що є критерієм визначення напівпровідникового приладу як силового?

2 ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №2 «ДІОДИ»

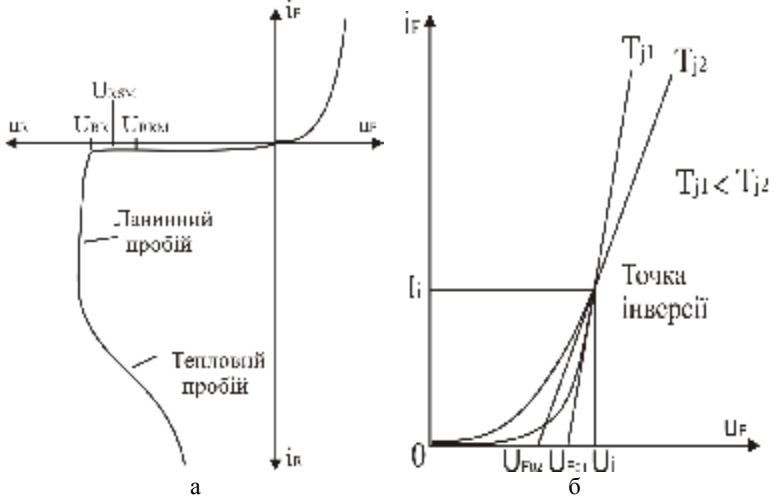
Найбільш поширеними силовими діодами є такі види: випрямні діоди (rectifier diodes), лавинні випрямні діоди (avalanche diodes), імпульсні діоди (fast recovery diodes).

Випрямний діод призначений для перетворення змінного струму в пульсуючий.

Лавинний випрямний діод - це діод із заданими характеристиками мінімальної напруги пробою, призначений для розсіювання потужності в ділянці пробою вольт-амперної характеристики під час дії імпульсу обмеженої тривалості.

Імпульсний діод має малу тривалість перехідних процесів в імпульсних режимах, часу відновлення заперних властивостей тощо.

ВАХ діода зображено на рисунку 2.1.



а - повна ВАХ; б - ВАХ для увімкненого стану при різних температурах
Рисунок 2.1 - Вольт-амперна характеристика діода

На рисунку 2.1 показані основні параметри діодів:

U_R , U_F - зворотна і пряма напруга;

U_{BR} - напруга лавинного пробою;

U_{RSM} - неповторювана імпульсна зворотна напруга

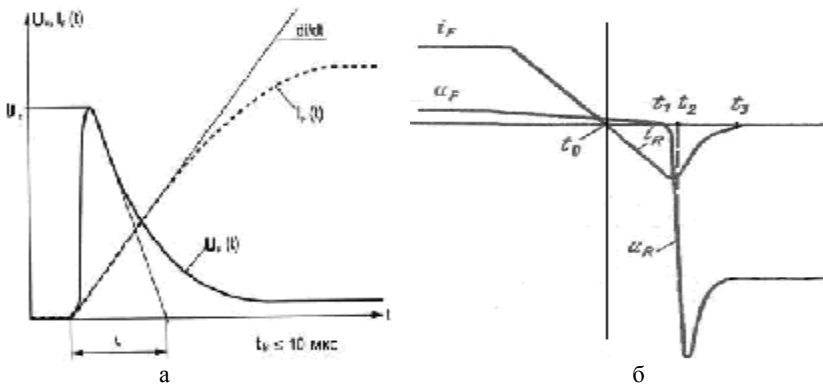
U_{RRM} - повторювана імпульсна зворотна напруга;

U_{F0} – порогова напруга (контактна різниця потенціалів).

Максимально можлива зворотна напруга обмежується не тільки параметрами діоду, а й умовами експлуатації: перевантаження по струму, недосконала система охолодження, фактори зовнішнього середовища. Ці несприятливі фактори по фізичній суті можна пояснити двома явищами: ударною йонізацією космічним випромінюванням і термічною генерацією електронно-діркових пар з виникненням теплового пробію внаслідок втрати термічної стійкості [6]. Втрата термічної стійкості виникає, коли з підвищенням температури втрати потужності у діоді починають перевищувати потужність, що відводиться від напівпровідникової структури, через, наприклад, охолоджувач.

2.1 Перехідні процеси силового діоду

Процес вмикання діоду - це перехід з непровідного стану у провідний. Цей перехідний процес (рисунок 2.2, а) має важливе значення для швидкодіючих високовольтних (з товстою базою) діодів.



а) при вмиканні; б) при вимиканні діоду
Рисунок 2.2 – Перехідні процеси в діоді

Вимикання діоду - це процес переходу з провідного стану у непровідний. При прикладенні до діоду, що знаходиться у провідному стані, зворотної напруги U_R , починається зменшення прямого струму i_F (рисунок 2.2, б). Швидкість його спаду визначається характером

зміни полярності джерела напруги і параметрами зовнішнього кола [7]. При вимиканні накопичений заряд неосновних носіїв не одразу досягає нульового значення і залежить від попереднього прямого струму діода, швидкості його спаду та рекомбінації носіїв заряду.

Починаючи з моменту часу $t = 0$, коли прямий струм через діод під впливом зміни полярності напруги джерела живлення досяг нульового значення, у колі потече струм у зворотному напрямку i_R . На інтервалі $t_0 - t_1$ напруга на діоді ще пряма, але зумовлена не падінням зовнішньої напруги на діоді, а внутрішньою ЕРС об'ємних зарядів неосновних носіїв зарядів.

У момент часу t_2 , коли швидкість зростання зворотного струму (його похідна di/dt) досягає нульового значення, зворотний струм досягає максимуму, а зворотна напруга на діоді стає майже рівною напрузі джерела живлення. діоду В інтервалі часу $t_2 - t_3$ швидкість спаду зворотного струму визначається тільки характером зміни концентрації неосновних носіїв заряду, який зумовлений технологією виготовлення структури (електрофізичними властивостями), і не залежить від параметрів електричного кола, до якого підключено діод.

У зв'язку з тим, що швидкість спаду зворотного струму може бути дуже значною, то в наслідок наявності у зовнішньому колі індуктивності виникає перенапруга, що прикладається до діоду у зворотному напрямку. По мірі зниження швидкості спаду зворотного струму перенапруга зменшується, і при досягненні зворотного струму (у момент t_3) сталого стану (струму витікання), зворотна напруга на діоді стає практично рівною напрузі зовнішнього джерела живлення. До цього моменту часу діод остаточно переходить у непровідний стан.

Держстандартом України визначається ступень жорсткості [2,3]:

$$S = t_{rf} / t_{rs}, \quad (2.1)$$

де t_{rs} – час наростання зворотного струму відновлення (від 0 до t_2 на рисунку 2.2, б);

t_{rf} – час спадання зворотного струму відновлення (від t_2 до t_3).

Якщо значення S менше за одиницю, діод має жорстку характеристику замикаючої властивості, а якщо значення S понад 1, то м'яку характеристику, що є бажаним, оскільки жорстка суттєво підвищує перенапругу при замиканні приладу. Однак, для SOS-діодів жорстка характеристика є відмінною рисою [8].

2.2 Параметри діодів

У верхній частині блоку довідкової інформації (datasheet) на будь-який СНП надається інформація про виробника, вид і тип, основні параметри і характерні особливості, за якими прилад обирається для роботи в конкретному пристрої, наприклад:

- повторювана імпульсна зворотна напруга U_{RRM} ;
- середній струм у провідному стані при різних температурах корпусу $I_{F(AV)}$;
- ударний неповторюваний струм у провідному стані I_{FSM} при максимальній температурі напівпровідникової структури;
- втрати потужності;
- придатність для послідовного і паралельного з'єднання.

Максимально допустимі значення (не повинні бути перевищені):

– U_{RRM} – максимальна повторювана імпульсна зворотна напруга синусоїдальної форми на частоті 50 Гц;

– U_{RSM} – неповторювана імпульсна зворотна напруга при певній температурі T_j (наприклад, від -60 °C до $+75$ °C); тривалість U_{RSM} короткочасна (десятки мкс), імпульси зумовлені грозовим розрядом, або перехідними процесами в зовнішній мережі;

– I_{RRM} – амплітудне значення повторюваного імпульсного зворотного струму при температурі структури ($T_j = 175$ °C) і зворотній напрузі $U_R = U_{RRM}$;

– I_{FAV} – максимально допустимий середній прямий струм за період при певному значенні температури корпусу приладу;

– I_{FRMS} – діюче значення прямого струму діоду;

– I_{FSM} – ударний неповторюваний прямий струм, що нагріває напівпровідникову структуру до температури вище допустимої;

– $\int i^2 dt$ – захисний показник: значення інтеграла від квадрату ударного струму діода за час його протікання t_p . Для захисту СНП при короткому замиканні у навантаженні перетворювача, захисний показник запобіжника має бути нижче захисного показника приладу, який він захищає;

– T_j – температура напівпровідникової структури, визначається експериментально, або шляхом виконання розрахунків по тепловим параметрам приладу і охолоджувача, та втратам потужності в приладі.

Електричні характеристики:

- U_{FM} – імпульсна пряма напруга, найбільше миттєве значення основної напруги на діоді, зумовлене імпульсним струмом;
- U_{F0} – порогова пряма напруга, близька до контактної різниці потенціалів;
- r_F – динамічний опір у відкритому стані;
- Q_{rr} – заряд зворотного відновлення, витікає при перемиканні із заданого струму I_F на задану зворотну напругу U_R .

Теплові параметри:

- тепловий опір (R_{th}) – відношення різниці між температурою структури і зовнішньою температурою, до розсіяваної потужності

$$R_{th} = (T_j - T_{к.т.}) / P, \quad (2.2)$$

- де $T_{к.т.}$ – температура в заданій зовнішній контрольній точці, °С;
- P – втрати потужності в приладі в усталеному режимі;
- $R_{th jc}$ – тепловий опір структура – корпус. Тепловий опір діоду наводиться для трьох режимів: двостороннє охолодження, охолодження зі сторони анода, зі сторони катода;
- $R_{th ch}$ – тепловий опір корпус – охолоджувач, який наводиться для двостороннього і одностороннього охолодження діоду.

Далі в довідкових матеріалах наводяться механічні й інші параметри (маса, сила стиснення, найбільше допустиме прискорення, з яким випробують затиснутий у контактному пристрої із зусиллям F).

Кліматичне виконання згідно ГОСТ 15150 передбачає межі температури і вологості, за яких мають зберігатись і експлуатуватись діоди (див. Додаток А).

Наводяться також граничні прямі вольт-амперні характеристики (ВАХ), перехідний тепловий опір діоду в графічній і аналітичній формі, характеристики втрат потужності і підвищення температури в залежності від струму, що протікає через діод (отримані з розрахунків), залежності амплітуди ударного струму від тривалості імпульсу та їх кількості, заряду і струму зворотного відновлення від швидкості спаду струму (для розрахунку параметрів захисних РС-ланцюгів), габаритні й установлювальні розміри діоду (рисунок 2.3).

Більшість з аналогічних параметрів і характеристик наводяться і для інших СНП, однак для активних приладів наводяться також параметри, які характеризують блокуючу здатність при прямих напругах, та деякі дані для проектування драйверів.

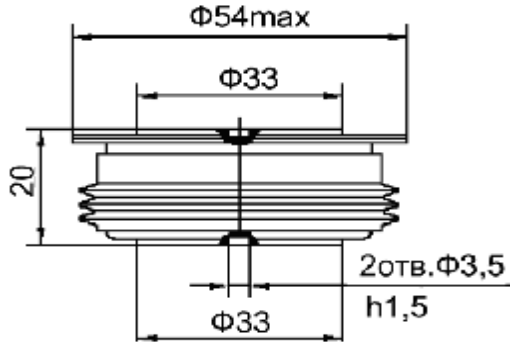


Рисунок 2.3 - Габаритні й установлювальні розміри діоду

2.3 Контрольні запитання

- 1 Класифікація діодів.
- 2 Статичні характеристики діодів.
- 3 Перехідні процеси в силових діодах.
- 4 Чому для діодів не наводиться параметр максимальної повторюваної прямої напруги?
- 5 Що таке "жорстке" вимикання?
- 6 Основні електричні параметри діодів.
- 7 За якими параметрами обирають СНП.
- 8 Що таке захисний показник?
- 9 Що таке тепловий опір?
- 10 З яких блоків складається довідкова інформація на діоди (СНП)?

3 ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №3 «ПОТУЖНІ БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ»

3.1 Особливості потужних БТ

Добре відомі властивості БТ як ключового елемента схем: можливість вимкнення при зніманні керуючого сигналу і приблизно на порядок менший, порівняно із тиристорами, час вимкнення. Ці обставини дозволяють конструювати перетворювальні пристрої на основі БТ із збільшеним робочим діапазоном частот, суттєво

зменшити масу, об'єм і кількість допоміжних елементів перетворювача, а також розв'язати низку схемотехнічних задач більш економічно ефективними шляхами.

БТ як потужний прилад поступається за частотними характеристиками польовим приладам, за потужністю – тиристорам, але досить часто в блоках живлення (наприклад, в ПК конфігурації «настільний комп'ютер») і в автомобільній електроніці він ще використовується завдяки добре відпрацьованим схемотехнічним рішенням.

Основний недолік БТ – неспроможність витримувати великі струмові перевантаження і небезпека виникнення вторинного пробою, – вимагає використання БТ при робочих напругах, значно менших означених у паспортних даних, і застосування додаткових засобів для забезпечення захисту транзисторів від перевантажень.

Інші недоліки – неможливість паралельного з'єднання приладів без їхнього спеціального підбирання, або добирання вирівнюючих опорів (це важливо при виготовленні інтегральної або гібридної збірки), мале підсилення при значних струмах, що призводить до необхідності використовувати великі базові струми керування для забезпечення роботи приладу у відкритому стані.

Останній недолік може бути виключений шляхом створення транзисторів Дарлінгтона [7]. Однак, таке об'єднання призводить до зростання його опору у відкритому стані та зниження швидкодії.

Існують методи усунення теплової нестійкості біполярних транзисторів у випадках, коли напруга між колектором і емітером незначна, зокрема: емітерні баластні опори, однорідно легована епітаксіальна база, об'ємний послідовний опір області колекторного переходу.

Однак, залишаються проблеми, які необхідно вирішувати для високовольтних режимів роботи приладів. Наприклад, важко отримати транзистор із високим коефіцієнтом підсилення по струму й великою напругою $U_{ке}$, оскільки при збільшенні “ b ” напруга проколювання зменшується. Для забезпечення значних напруг проколювання потрібна товста база, що негативно впливає на значення обмежуючої частоти.

Потужні БПТ найчастіше застосовують у ключових схемах, що призводить до необхідності враховувати всі тонкощі режимів відсікання і насичення (зростання дрейфової складової струму й ін.), до того ж на їхню роботу починають впливати ефекти, якими нехтують

при аналізі малопотужних транзисторів: високий рівень інжекції та модуляція товщини бази [9]. Структура потужних біполярних транзисторів також відрізняється від структури малопотужних (рисунок 3.1).

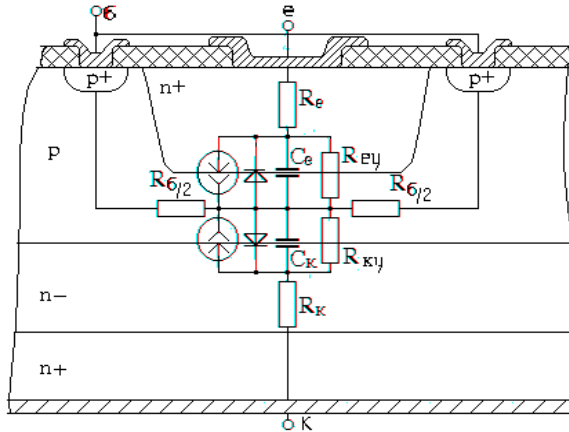


Рисунок 3.1 – Перетин структури потужного БТ із моделюючими елементами

В потужних БПТ ЗЗ здійснюється через опір бази, причому він може бути не тільки негативним, але й позитивним. Характер ЗЗ визначається, в основному, режимом вихідного струму (рівнем інжекції).

На коефіцієнт b (рисунок 3.2) потужного біполярного транзистора впливають його фізико-топологічні параметри (ступінь легування, конфігурація емітера й бази, вертикальна геометрія структури), а також режими роботи (високий або низький рівні інжекції), ключовий режим, режим підсилення.

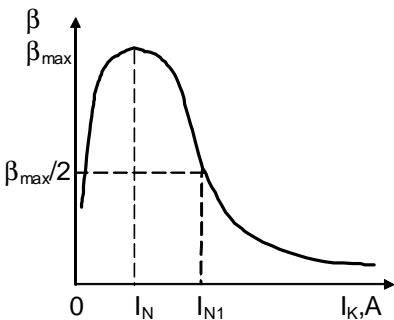


Рисунок 3.2 – Залежність b від струму

При низькому рівні інжекції (малому струмі колектора) в однорідно легуваній базі електричного поля немає, і коефіцієнт передачі малий через наявність генераційно-рекомбінаційного струму просторового заряду. До значення струму I_N

- низький рівень інжекції (неосновних носіїв в базі менше основних), коефіцієнт передачі збільшується завдяки ефекту Ерлі, оскільки відбувається модуляція ширини ефективної бази, тобто її зменшення за рахунок розширення ОПЗ колектора в базу, коефіцієнт переносу c зростає, тобто зростає і коефіцієнт передачі струму емітера $a = I_K/I_E$:

$$\alpha = \gamma \chi.$$

Як наслідок, зростає коефіцієнт передачі струму бази $b = I_K/I_B$.

Отже, при зростанні рівня інжекції в базі виникає поле, що прискорює носії від емітера до колектора, дифузійна складова струму починає переважати генераційно-рекомбінаційну, ОПЗ колектора розширюється в область бази (ефект Ерлі), за рахунок чого зменшується товщина квазіелектронейтральної бази, що призводить до збільшення b і зменшення часу прольоту. Сукупність цих ефектів можна вважати позитивним ЗЗ.

В області підвищеної густини струму і невеликих напруг $U_{ке}$ ($I_K > I_N$) на характеристики БПТ починає впливати ефект Кірка (зсув кордону квазі-електронейтральної бази в колектор, створення «наведеної» бази), і пов'язаний з ним ефект квазінасичення (падіння напруги на «наведений» базі, що призводить до зростання $U_{ке}$). Ці ефекти призводять до зниження ефективності емітера (γ), збільшення падіння напруги на транзисторі у відкритому стані, зменшення коефіцієнта переносу χ , зростання постійної накопичування t_f і, у кінцевому підсумку, до зниження коефіцієнта передачі струму b [7]. Можна прийняти, що при ВРІ через опір в області «наведеної» бази здійснюється негативний ЗЗ.

На рисунку 3.3 наведені результати моделювання (ВАХ) потужного БТ (верхня крива) і малопотужного (нижня крива), отримані моделюванням у програмі МС.

Помітна ділянка квазінасичення на ВАХ потужного БТ.

В ЕСАД для моделювання малопотужних БТ використовують різновид моделі Еберса-Молла (модель переносу, або Логана), в якій не враховуються двовимірні та тривимірні ефекти: зміна розміру «ефективного» емітера (локальне розширення бази та неоднаковість коефіцієнта підсилення вздовж емітерного переходу), модуляція розподіленого опору бази. Крім того, в них не враховується наявність області «квазінасичення» на ВАХ транзистора та ще деякі ефекти,

пов'язані з високим рівнем інжекції. Тому для моделювання потужних БТ використовують різновид зарядокерованої моделі - Mextram, або модель Гуммеля-Пуна [10].

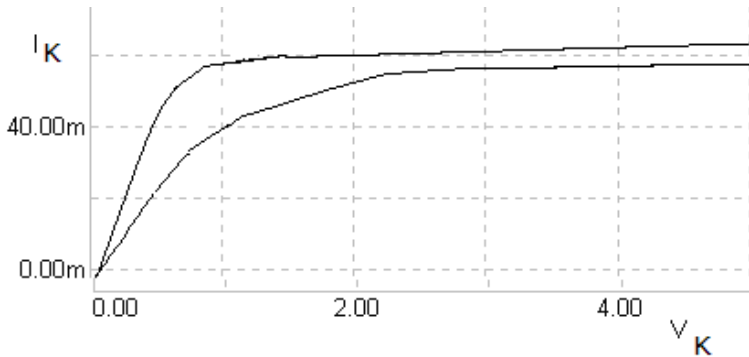


Рисунок 3.3 – Порівняльні ВАХ потужного і малопотужного БТ

3.2 Контрольні запитання

- 1 Структура потужного БТ.
- 2 Ефекти позитивного та негативного зворотного зв'язку в БТ.
- 3 Особливості функціонування потужних БТ.
- 4 Причини обмеженого використання БТ.
- 5 Моделі для БТ в EСAD.
- 6 Основні електричні параметри БТ.
- 7 Порівняйте шляхом моделювання, або за довідковими даними статичні і динамічні характеристики потужного і малопотужного БТ.

4 ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №4 «ТИРИСТОРИ»

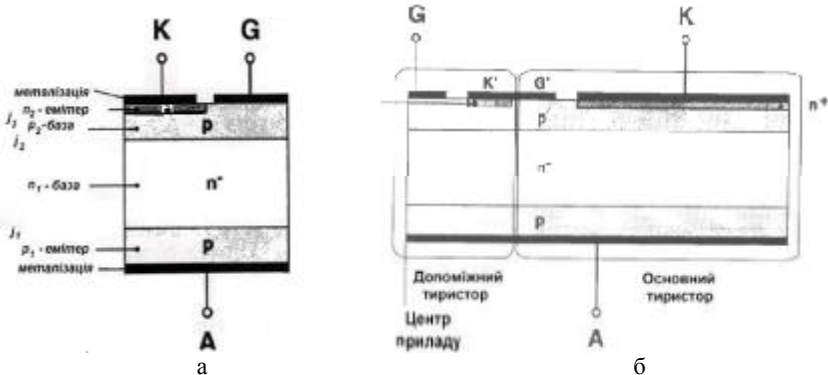
Тиристор - це напівпровідниковий прилад з двома стійкими станами, що має три чи більше переходи, і може перемикатися із закритого стану у відкритий, та навпаки [11-13] .

У силовій електроніці найбільш поширеними і перспективними для застосування є такі види тиристорів: тиристори, блоковані у заперітному напрямі (phase control thyristors): SCR (switch controlled

rectifier) і триак (симістор); комутуємі тиристори (GTO, GCT), зокрема, з інтегрованим керуванням (integrated gate-commutated thyristors - IGCT). Покращують характеристик тиристорів удосконаленням структури кристалу, конструкції корпусу, модернізації драйвера.

4.1 Тиристор, блокований у запірному напрямі

Структура силового тиристора представляє собою чергування чотирьох p - і n - шарів, та трьох p - n переходів (рисунок 4.1, а).

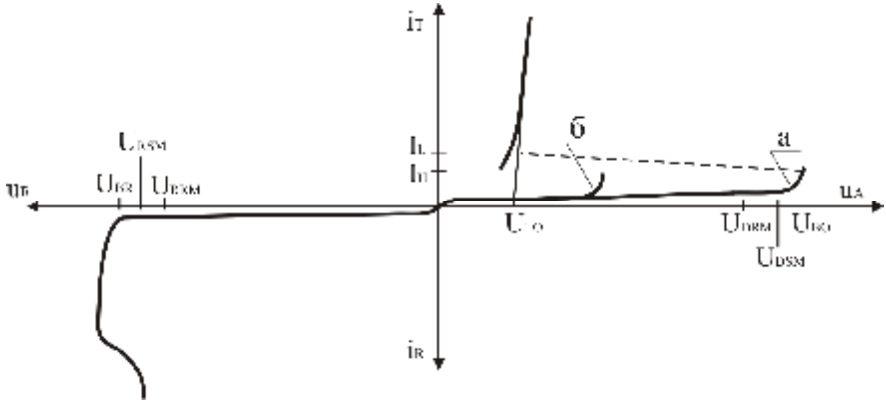


а = SCR; б - з допоміжним тиристором (внутрішнім підсиленням сигналу)
Рисунок 4.1 - Напівпровідникові структури тиристора

Зовнішні сторони емітерних шарів p_1 і p_2 з'єднані з металевими контактами, які утворюють два основних виводи тиристора. Вивід, що з'єднаний з p - шаром, називають анодним (А) виводом тиристора, а вивід, що з'єднаний з n - шаром, називають катодним (К) виводом тиристора. Вивід від p_2 - бази називають керівним (G) виводом (електродом).

На рисунку 4.2 наведено ВАХ тиристора.

Час перехідного процесу відкриття тиристора за керувальним виводом t_{on} складається з часу затримки t_d і часу наростання струму t_r (спаду напруги) (рисунок 4.3). Відкриття тиристора відбувається не одночасно по всій площі напівпровідникової структури, а лише в обмеженій області поблизу керівного електроду (діаметр області початкового відкриття структури складає 0,1 – 0,2 мм), тому підвищена густина струму на початковій стадії вмикання тиристора призводить до підвищеного локального нагрівання (ефект di/dt).



а – без струму керування, б – струм керування менший за відривальний
Рисунок 4.2 - Вольт-амперна характеристика тиристора

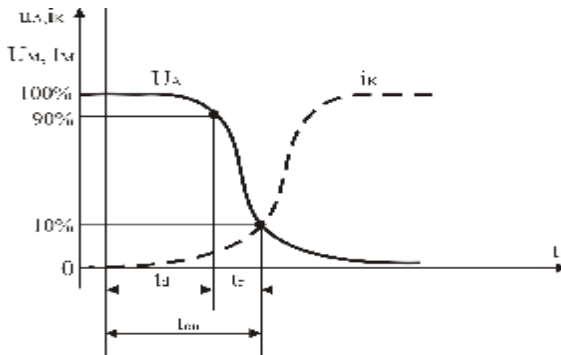


Рисунок 4.3 - Перехідний процес включення тиристора

Допоміжний тиристор (рис. 4.1, б) і розгалужена конструкція керівного електрода (затвора) дозволяє підвищити стійкість до цього ефекту.

Тиристри SCR можуть закритися, коли прямий струм через тиристор зменшується до значення, меншого за струм утримання I_H , або коли до анода прикладається зворотна напруга. З керівним електродом їх закрити неможливо.

Критична швидкість наростання напруги у закритому стані (du_D/dt_{crit}) – найбільше значення швидкості наростання основної

напруги у закритому стані тиристора, яке не спричинює його відкривання [7,13].

Для протидії ефекту du_D/dt емітерний перехід j_3 шунтується резистивними каналами, та створюються дислокації для зменшення часу життя неосновних носіїв заряду. Крім цього, для захисту тиристорів використовують снаббери / демпфери - допоміжні ланцюги, які обмежують викиди напруги при перемиканні.

Основні параметри тиристорів:

–повторювана імпульсна напруга у закритому стані і повторювана імпульсна зворотна напруга U_{DRM}/U_{RRM} ;

–середній струм у відкритому стані $I_{T(AV)}$;

–ударний неповторюваний струм у відкритому стані I_{TSM} при температурі напівпровідникової структури $T_j=125^\circ\text{C}$, що є наслідком попереднього навантаження, або нагріву від зовнішнього джерела тепла;

–повторюваний імпульсний струм I_{DRM}/I_{RRM} у закритому стані;

–критична швидкість наростання струму при відкритті $(di_T/dt)_{crit}$;

–критична швидкість наростання напруги при закритті $(du_D/dt)_{crit}$;

–імпульсна напруга у відкритому стані U_{TM} ;

–струм утримання I_H (найменший основний струм тиристора, необхідний для утримання тиристора у відкритому стані при розімкненому колі керування) – див. рисунок 4.2;

–струм увімкнення I_L (найменший основний струм тиристора, здатний утримувати його у відкритому стані після закінчення дії сигналу керування, який спричинив відкривання тиристора);

–відкривальний постійний струм керування I_{GT} (найменший струм керування тиристора, необхідний для його ввімкнення);

–відривальна постійна керівна напруга U_{GT} (найменша напруга керування, яка відповідає постійному керівному струму відкривання);

–невідкривальна напруга керування U_{GD} (найбільша напруга керування тиристора, яка не спричиняє відкривання тиристора);

–невідкривальний постійний струм керування I_{GD} (найбільший струм керування тиристора, який не викликає його ввімкнення).

Далі наводяться теплові і механічні параметри, та граничні вольт-амперні характеристики (ВАХ), зокрема, по ланцюгу керування та деякі інші параметри й характеристики (додаток Б).

4.2 Комутуємі тиристри

IGCT - це конструктивне поєднання модернізованого повністю керованого (блокованого по керуючому електроду) асиметричного тиристора – GCT з блоком керування із малою індуктивністю кола керування, що дозволяє підвищити швидкість вимикання, причому вимикання відбувається по типу біполярного транзистора. GCT є модернізацією блокованого асиметричного тиристора – GTO (Gate Turn-Off) [6].

4.2.1 GTO тиристор

GTO є повністю керованим тиристором, в основі якого - класична чотиришарова *p-n-p-n* структура (рисунок 4.4).

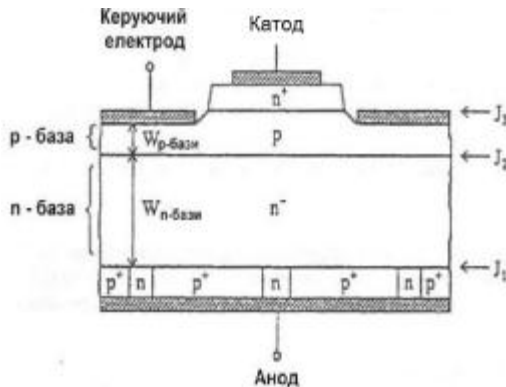


Рисунок 4.4 – Структура комірки GTO тиристора

Вмикають і вимикають GTO позитивним і негативним імпульсами струму керівного електроду.

Суттєва різниця між GTO і звичайним тиристором полягає в тому, що в GTO катодний емітер складається з багатьох (до кількох тисяч) стрічок, що розміщені концентричними колами по поверхні напівпровідникової структури, для забезпечення рівномірного зниження струму по всій площі напівпровідникової структури при вимиканні приладу. У замикних тиристорів внутрішнього шунтування n^+ - емітера немає, проте для боротьби з ефектом du/dt виконане шунтування p^+ - емітера.

На відміну від звичайних тиристорів, у замикних необхідно

підтримувати позитивний струм керування на рівні передбаченого для даного температурного режиму на весь час провідного стану, щоб забезпечити провідний стан в усіх елементарних тиристорах (сегментах, комірках).

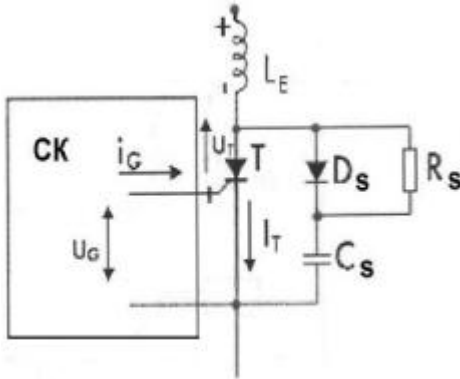


Рисунок 4.5 - Схема захисту GTO

Для вимикання GTO тиристора при незмінній полярності напруги U_T між керівним електродом і катодом прикладається напруга з негативною полярністю. Для обмеження впливу ефекту di/dt при вмиканні тиристора і ефекту du/dt при його вимиканні обов'язково використовують захисну схему – снаббер, варіант якого наведено на рисунку 4.5.

На рисунку 4.6 наведено осцилограми вихідної напруги і струму GTO із визначеними значеннями миттєвої потужності.

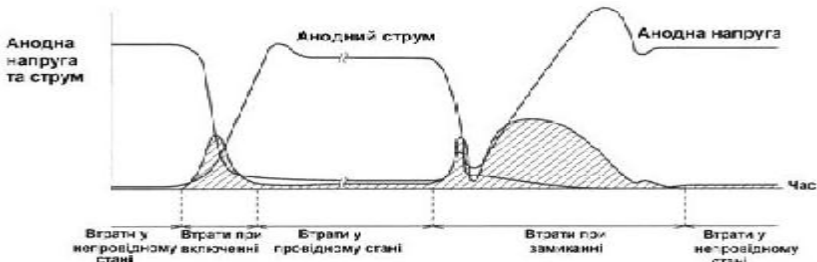


Рисунок 4.6 - Осцилограми фазових змінних GTO

4.2.2 GCT

У провідний стан GCT вмикається регенеративно, як звичайний тиристор або GTO, але GCT переходить з провідного стану у блокований швидко (за 1 мкс), на відміну від GTO, який проходить ще й через проміжний стан, впродовж якого він потребує захисту (снабберу) для зменшення швидкості наростання напруги. У GCT усунення цієї "GTO-зони" досягається завдяки швидкій комутації

анодного струму у керуючий електрод, отже, GCT набуває властивостей транзистора, який є нечутливим до ефекту du/dt .

Для отримання бажаної швидкості комутації необхідний корпус приладу з індуктивністю кола керування нижче 3 нГн [6]. З цією метою вивід керівного електроду через керамічний корпус виготовляють у вигляді концентричного мідного кільця, яке поводить ся як полозкова лінія з ультранизькою індуктивністю (рисунок 4.7).

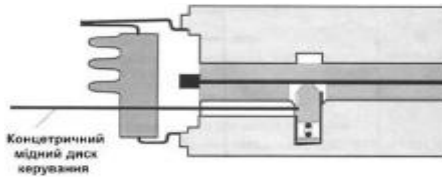


Рисунок 4.7 - Конструкція керуючого електроду GCT

Окрім цього, коаксіальний кабель, що з'єднує GTO з драйвером, замінюють багатошаровою друкованою платою та зменшують відстань між драйвером і приладом. Завдяки вищезгаданим модифікаціям, загальна індуктивність GCT дорівнює 5 нГн, що покращує його комутаційні характеристики.

4.3.3 IGCT

IGCT отримано шляхом модернізації напівпровідникової структури і корпусу GCT. Основні особливості IGCT: відсутність снаббера, широкий діапазон температур, висока надійність, стійкість до електромагнітних завад, простий інтерфейс контролю. Можливість роботи IGCT без використання снабберів значно підвищують перспективи їх впровадження в силову електроніку. На рисунку 4.8 наведено фото IGCT, де 1 – GCT, 2 – драйвер, 3 – друкована плата.

Інформаційні матеріали розрізняють виключений стан (off-state) ($U_{GRM} = 17$ В) і включений (“on-state”) ($U_{GRM} = 10$ В). Термін “включений стан” відносять до статусу керування. У процесі протікання ударного струму I_{TSM} температура структури підвищується вище максимально допустимого значення, тому після проходження імпульсу струму тиристор не може блокувати номінальну напругу, (прикладати напругу в цей час недопустимо. Імпульс ударного струму не призводить до необоротних пошкоджень, але вони мають бути не частими.

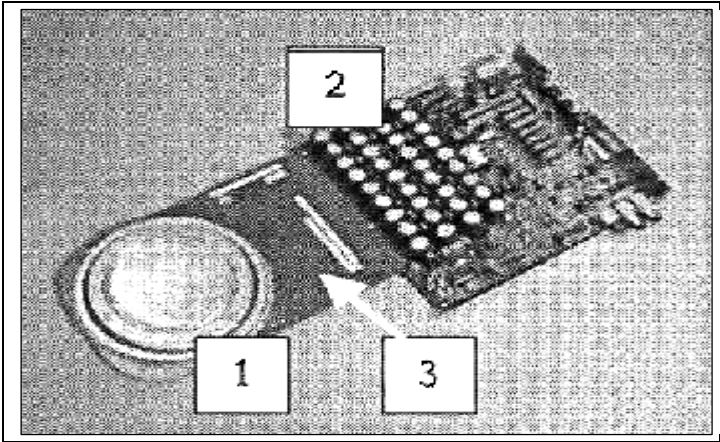


Рисунок 4.8 - Фотографія IGBT

Великий струм керівного електроду гарантує, що всі сегменти IGBT включаються одночасно і швидко в межах короткого часу, уникаючи локалізації провідності і “гарячих точок” (“hot spots”), які можуть пошкодити структуру.

Втрати енергії E_{on} і E_{off} визначаються як інтеграл потужності $P(t) = I_T(t) \times U_D(t)$ за час комутації. Втрати потужності в IGBT: $P_{Ton(off)} = f \cdot E_{on(off)}$, де f - частота. У першому приближенні E_{off} змінюється лінійно від I_{TQM} та U_D . Вона також в значній мірі залежить від T_j .

Величина максимального струму I_{TQM} залежить від напруги комутації U_D , температури структури T_j і часу включення t_{on} . Ці залежності визначаються ОБР, яка наводиться в інформаційних матеріалах. Вихід за межі ОБР неприпустимий, оскільки це може спричинити миттєве пошкодження.

Серед динамічних параметрів: t_{doff} – час затримки вимикання, $t_{doff SF}$ – час статусу зворотного зв'язку (status feedback) під час затримки вимикання, мінімальний час увімкненого і вимкненого стану t_{on} , t_{off} [6, Додаток Б].

Серед даних блоку керування IGBT: напруга $U_{GIN RMS}$, мінімальний струм $I_{GIN Min}$ і потужність споживання $P_{GIN Max}$.

Параметри оптичного контролю вхід / вихід теж є специфічними: діапазон оптичної потужності $P_{on CS}$, максимум оптичної потужності шуму $P_{off CS}$ та інші.

Блок керування IGCT має велику батарею конденсаторів, яка зберігає енергію для імпульсу включення, підтримуючого струму та імпульсу вимикання. Імпульси для вимикання потребують великого заряду, а потужність живлення обмежена, тому генерація імпульсів вимикання з високою частотою обмежується. Крім цього, необхідно взяти до уваги температуру переходу GCT.

Вказуються також теплові та механічні параметри.

4.4 Контрольні запитання

- 1 Класифікація тиристорів.
- 2 VAX SCR.
- 3 Негативні динамічні ефекти і методи боротьби із ними.
- 4 Відмінності між тиристорами SCR, GTO, GCT, IGCT.
- 5 Специфічні параметри GTO і IGCT.
- 6 Осцилограми фазових змінних тиристорів.
- 7 Для чого і як знижується індуктивність кола керування?
- 8 Чим обмежується діапазон робочої температури структури тиристорів?
- 9 Який принцип дії асиметричного комутуемого тиристора?
- 10 Схема і принцип дії снаббера.

5 ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №5 «ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ»

Транзистори, що керуються полем, поділяють на два підкласи: транзистори з ізольованим затвором – МОПТ (MOSFET: Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect-Transistor), і транзистори, які керуються зворотнорозміщеним *p-n* переходом – ПТКП (JFET: Junction FET) і СІТ (SIT: Static-Induction-Transistor).

5.1 МОПТ

Значний розвиток отримали потужні польові МОПТ-транзистори (МОПТ). Широко налагоджені серійний випуск і розробка нових типів цих приладів. Зростають обсяги їхнього виробництва і ринок збуту. Галузі використання потужних МОПТ, зокрема, в силовій

перетворювальній техніці, невпинно поширюються.

Перспективним є застосування МОНТ в імпульсних джерелах живлення, системах збудження і управління електродвигунами, схемах комутації потужних інверторів, широтно-імпульсних і частотно-імпульсних модуляторів систем автоматичного регулювання й захисту по струму й напрузі, побутовому і автомобільному обладнанні, генераторах індукційного нагрівання, для живлення зварювального обладнання, люмінесцентного освітлення і т.п.

Основні переваги польових транзисторів перед біполярними такі: значно більший коефіцієнт підсилення по потужності, мала потужність керування, необмежена можливість паралельного сполучення, більш висока швидкодія і менші втрати потужності на високих частотах перемикання (більше 20кГц).

Основним недоліком польових транзисторів є великий опір у відкритому стані. Модуляції провідності немає, і опір приладу у відкритому стані, який залежить тільки від геометричних розмірів приладу і питомого опору матеріалу, досить великий для високовольтних приладів, але, в середньому, у декілька разів вище опору біполярних транзисторів.

Високовольтні МОНТ являють собою вертикальні структури з V і U канавками, або вертикальні МОНТ із подвійною дифузією (DMOS) [14]. Останні дозволяють досягнути більш високих робочих напруг, і тому є основою складених і функціонально-інтегрованих приладів. Однак, вартість польових приладів у нинішній час доки вище, ніж біполярних, особливо для приладів на напруги понад 200 В.

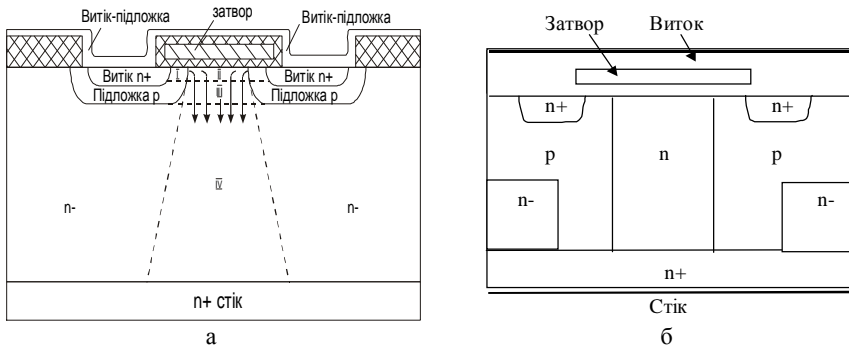
У низьковольтних приладах визначальним є опір каналу R_k , у високовольтних ($r > 1$ Ом/см) домінуючим стає опір дрейфової області ($R_{др}$). Із збільшенням робочих напруг росте товщина дрейфової області, а отже, і величина $R_{др}$. Зв'язок між $R_{др}$ і пробивною напругою ($U_{пр}$) описують наближеною формулою $R_{др} \approx k U_{пр}^{2,5}$. Тому для робочих напруг понад 1000 В МОНТ мають неприпустимо великий опір $R_{др}$, що спричинює значні статичні втрати. Зменшення цього опору за рахунок збільшення площі кристалу стає економічно не вигідним, оскільки це підвищує вартість приладів.

Успішне застосування МОНТ в гібридних силових модулях в якості потужних керованих ключів пояснюється особливостями його структури [7,14,15]. Для підвищення швидкодії в МОНТ скорочують

довжину каналу, що може істотно зменшити область безпечних режимів. З метою підвищення пробивної напруги і допустимих струмів стоку, були запропоновані різноманітні варіанти планарних і вертикальних МОПТ зі збільшеною дрейфовою областю.

Елементарний осередок МОПТ, отриманого подвійною дифузією (DMOS, ПМОПТ) наведено на рисунку 5.1, а. Показаний напрямок струму і області напівпровідника, що складають опір транзистора у відкритому стані [15]. Область I - керуємий опір каналу (R_k), II - опір збагаченого шару (R_{oc}), III - опір паразитного польового транзистора із керуючим р-п переходом (R_{par}), IV - опір дрейфової області ($R_{др}$).

Області застосування МОПТ приладів поширюються завдяки зниження опору у відкритому стані R_{ON} до мОм, що досягається наприклад, в технології втопленого затвору (trench-gate technology).



а

а - елементарна; б - Cool MOS™

б

Рисунок 5.1 – Структури вертикальних ДМОПТ

Фірмою Siemens, яка займає перше місце в Європі по виробництву електронних пристроїв, запропоновано нову структуру Cool MOS™ із R_{ON} менше 70мОм, яку можна використовувати у пристроях до 10кВт при частоті 1МГц (елементарний осередок наведено на рисунку 5.1, б). Введення наскрізних р-каналів призводить до зниження товщини трьохвимірного дрейфового шару та дозволяє підвищити рівень легування у підканальній області, що сприяє зміні характеру залежності опора R_{ON} від напруги пробою (рис.5.2), ємність Міллера [7] зменшується, що дозволяє використовувати прилад на більшій частоті, зменшити потужність

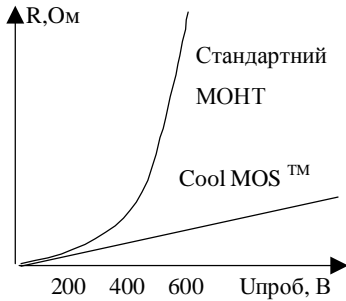


Рисунок 5.2 – Залежності R_{ON} від напруги пробую МОНТ

керування та підвищити ступінь мініатюризації.

Фірма International Rectifier (IRF), яка стала одним з піонерів створення потужних польових приладів, запатентувала HEXFET-структуру, на якій базується більшість потужних польових приладів. Зараз IRF пропонує МОНТ п'ятого покоління, показники надійності і технічні характеристики якого покращенні на 30-50% (Додаток В).

Корпорація IXYS виготовляє потужні напівпровідникові прилади та модулі, зокрема HDMOS, потужні

МОНТ та IGBT. IXYS запатентувала нову структуру VIMOSFET із напругою насичення 7В при робочій напрузі 1600В.

Час вмикання і вимикання, й пов'язані з ними динамічні втрати МОНТ визначається власними ємностями і параметрами кіл управління та навантаження. Чим менші ці тривалості, тим менші втрати, однак, швидке перемикаєння призводить до великих перенапруг за наявності паразитних індуктивностей в самому приладі і у зовнішньому колі, що вимагає використання кіл захисту від перенапруг і ускладнює схемотехніку ключа, тому виникає необхідність оптимізації швидкості процесу перемикаєння.

На рисунку 5.3 наведені діаграми процесу включення ключа на потужному МОНТ із індуктивним навантаженням. У момент часу t_0 надходить імпульс управління (рис.5.3, а), напруга на затворі починає зростати. При t_1 вона досягає порогового значення МОНТ (рис.5.3, б) і струм стоку починає збільшуватися.

В момент часу t_3 зворотний опір шунтуючого діоду відновлюється, і він почне підтримувати напругу, а струм та напруга стоку почнуть падати. Напруга затвор - витік падає по мірі зменшення зворотного струму шунтуючого діоду. Досягається стан рівноваги, при якому напруга затвора падає зі швидкістю, яка необхідна для того, щоб напруга між виводами затвора та витіка задовольняла рівню струму стоку, а в момент t_4 стає постійною на рівні, відповідному струму

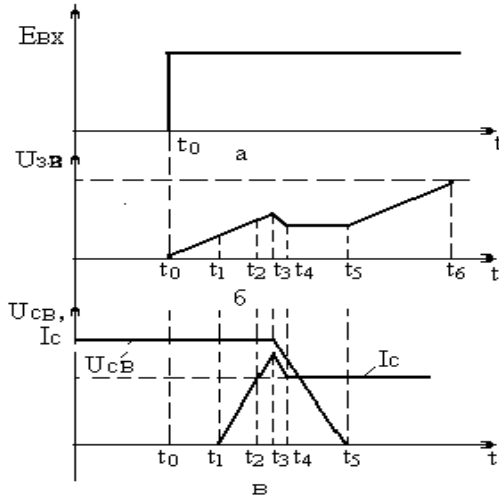


Рисунок 5.3 – Діаграми процесу включення ключового МОПТ

навантаження, в той час, як напруга стоку продовжує падати, швидкість падіння її тепер визначається ефектом динамічного негативного зворотного зв'язку (Міллера), який визначає швидкість зростання напруги стоку і тримає напругу затвор-витік на рівні, відповідному постійному струму стоку. Чим нижче вихідний опір джерела керуючого сигналу, тим більше струм заряду в ємності стік-затвор і тим швидше наростання напруги стоку, чим нижче вихідний опір джерела керуючого сигналу, тим вище струм розряду ємності стік-затвор, й тим менше буде повний час переключення транзистора.

В момент часу t_5 МОПТ включається повністю і напруга затвор - витік швидко росте до величини напруги джерела керуючого сигналу.

Аналогічно можна простежити процес вимикання.

Паразитні індуктивності негативно впливають на роботу ключа. В індуктивності у колі стоку при швидкому перериванні струму стоку індукується напруга, яка підсумовується із напругою живлення, та визиває перенапругу на ключових транзисторах. Крім того, вплив паразитних індуктивностей може призвести до появи високочастотних коливань, характерні форми яких, отримані моделюванням, зображені на рис.5.4 (діаграми вихідної наруги та струму). У разі виникнення значних коливань можливе руйнування приладу.

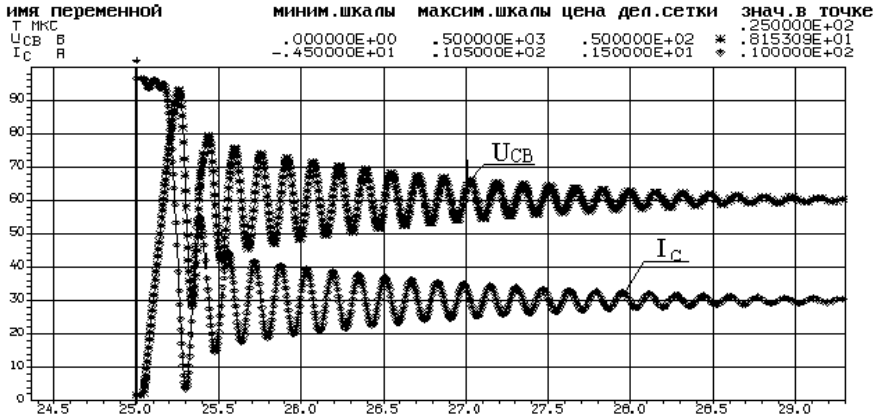


Рисунок 5.4 – Вплив паразитних індуктивностей на характеристики ключа

5.2 СІТ

Транзистори із статичною індукцією (СІТ) - різновид польового транзистора із керуючим *p-n*-переходом і вертикальним каналом (рис.5.5) [7,14]. Особливість таких приладів - дуже мала довжина каналу.

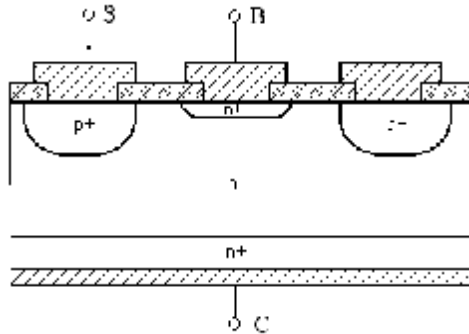


Рисунок 5.5 – Комірка польового транзистора із статичною індукцією

Для потужного СІТ за наявності структури з нормальним вимиканням характерний режим роботи біполярного транзистора (БСІТ) внаслідок інжекції дірок із затвору при прямих струмах. Отже, падіння прямої напруги (напруги насичення) між витокон-стоком незначне, і не перевищує 1 В. З іншого боку, через ефект

накопичування інжектіваних дірок обмежується частота при більш-менш тривалому часі накопичування. У СІТ класу 300 В - 100 А напруга насичення при струмі 100А досягає 0.23 В, а коефіцієнт підсилення по струму в схемі з загальним витокком дорівнює приблизно 100. При цьому час розсмоктування складає близько 1 мкс при часі вимикання 1.55 мкс.

Загальні втрати БСІТ, які складаються із втрат на перемикання і статичних втрат, найбільш низькі при частоті менш 15 кГц, якщо порівнювати їх з аналогічними показниками для біполярних і потужних польових МОН-транзисторів, як швидкодіючих перемикаючих приладів.

Нормально відкриті СІТ, у порівнянні із нормально закритими БСІТ, характеризуються більшим опором у відкритому стані, а також значним падінням прямої напруги, крім того, переваги нормально відкритих СІТ полягають у більш високих швидкостях перемикання, а отже, у покращенні частотної характеристики.

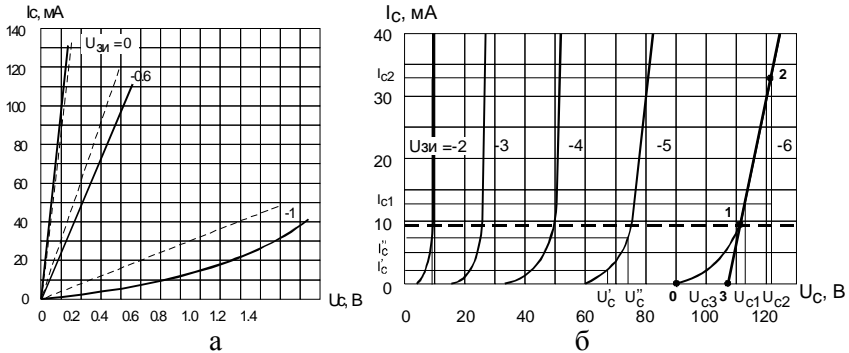
Промисловість використовує системи ВЧ-індукційного нагрівання потужністю сотні кВт при частотах сотні кГц на базі СІТ. Розроблені надпотужні (МВт) і високочастотні (МГц) пристрої високочастотного індукційного нагрівання на СІТ. На базі СІТ розроблені перемикаючі джерела, джерела із знижуванням напруги, електронні еквіваленти навантаження, високовольні джерела із великим рівнем струму, інвертори для драйверів електродвигунів.

Потужність, частота і ефективність ультразвукових генераторів на потужних СІТ вище, ніж в аналогічних генераторів на SCR, БТ, потужних МОНТ, сполученнях біполярних і польових транзисторів.

Внаслідок зниження довжини каналу не тільки знижується остаточна напруга у відкритому стані, але й відбувається заміна тріодного характеру ВАХ на пентодний тип (немає статичного НЗЗ).

На рисунку 5.6 зображені експериментально отримані ВАХ СІТ КП926: рисунок 5.6, а - для області малих напруг на затворі та стоку (відкритий канал), рисунок 5.6, б - для області великих напруг (режим перекритого каналу). Область малих струмів - нижче переривчастої лінії, область великих струмів - вище переривчастої лінії.

Вертикальність структури, багатоканальність, малі розміри каналу і затвору СІТ призводять до підвищення потужності цього приладу. Основними перевагами СІТ є крутизна і пентодність характеристик, висока швидкодія, технологічність. Випробуванням на



а - в області малих напруг; б - великих напруг
Рисунок 5.6 – ВАХ СІТ

вплив g - випромінювання не зафіксоване погіршення характеристик потужних СІТ, тому їх використовують у джерелах живлення на космічних станціях. Висока стійкість до радіоактивного випромінювання також є перевагою СІТ-приладів.

На базі СІТ-структури отримують транзистори, тиристори та інші функціонально-інтегровані прилади з покращеними характеристиками [7,14].

5.3 Контрольні запитання

- 1 Класифікація польових транзисторів (ПТ).
- 2 Нормально відкриті та нормально закриті ПТ.
- 3 Статичні характеристики і умовні графічні позначення ПТ.
- 4 Відмінності між ПТКП і СІТ.
- 5 Специфічні параметри ПТ.
- 6 Осцилограми перехідних процесів у МОНТ.
- 7 Для чого і як знижуються паразитні індуктивності?
- 8 Де використовують СІТ?
- 9 У чому полягає ефект і дія ефекту Міллера?
- 10 Структура МОНТ з V-канавкою (VMOS).

Емітер (n^+), p - та p^+ -шар формують дифузією у верхню поверхню пластини, а p^+ - колектор створюють методом імплантації з другого боку пластини. Затвор створюють нанесенням шару полікремнію на шар діоксиду кремнію так, що він частково перекриває n^+ - та n^- -області. Емітерний контакт, зроблений з алюмінію, частково перекриває n^+ - та p^- - області. На стороні p^+ - області – колекторний контакт з алюмінію.

Керується IGBT, як і MOSFET, напругою на затворі U_G . Пряма напруга пробою приладу визначається напругою пробою переходу $p^+ - n^-$, тому n^- дрейфова область лежить нижче, ніж p - база. IGBT технології NPT розраховані на напругу до 4,5 кВ. Для зменшення падіння напруги у ввімкнутому стані бажано, щоб час життя надлишкових носіїв був великим, отже, тривалість повільного спаду струму стає більшою, що призводить до хвостових струмів і додаткових втрат при вимиканні. При проектуванні IGBT приймають оптимальне рішення щодо падіння напруги у включеному стані та швидкості вимикання.

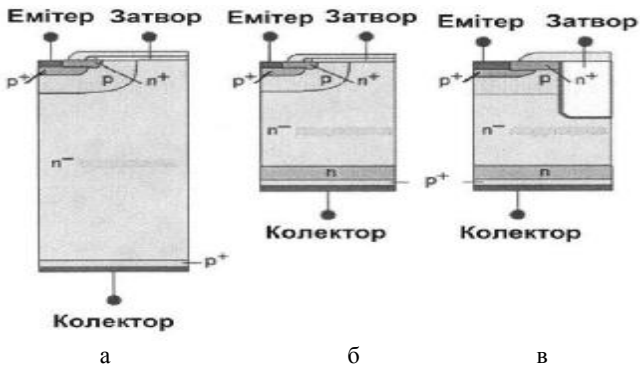
В IGBT технології SPT (Soft Punch Through) є додатковий буферний n -шар, який діє як стік для надлишкових дірок, що прискорює видалення накопиченого заряду (рис. 6.2, б). Модулі IGBT SPT - технології мають оптимальні характеристики вимикання: лінійне зростання напруги при вимиканні, більш плавний перехідний процес, менший рівень перенапруги, скорочений хвостовий струм, енергія перемикавання нижче, ніж у IGBT NPT.

Удосконалена спеціалістами фірми ABB технологія SPT (SPT^+) має оптимізовану структуру з точки зору розподілу носіїв заряду у n^- області, що дозволило покращити електричні характеристики і зменшити розмір ключів. SPT^+ забезпечують більш плавний характер перемикавання, мають стійкість до ефекту di/dt при вимиканні, зменшену напругу насичення і рівень перенапруги, покращену електромагнітну сумісність, що важливо для ВЧ пристроїв.

Гранична робоча температура структури SPT^+ сягає 175 °С, що забезпечує підвищення запасу по граничному струму на 20-25%. Крім зниження статичних і динамічних втрат потужності, нова технологія має ще унікальну властивість: самообмеження (self-clamping) напруги на колекторі, тобто такі прилади спроможні поглинати обмежену енергію лавинного пробою (avalanche energy) без виходу з ладу [16].

Подальші дослідження з метою зменшення втрат потужності у

провідному стані привели до заміни планарного затвору на вертикальний втоплений (рисунок 6.2, в), що сприяє модуляції провідності n^- -базисі і, тим самим, знижує напругу на приладі у провідному стані. Удосконалена технологія Trench 4-го покоління (trench – канава), розроблена фірмою Infineon, дозволяє розширити область робочих частот і покращує електричні параметри силових ключів [6].



а - NPT; б - SPT; в - Trench
Рисунок 6.2 - Комірки IGBT різних технологій:

Модулі IGBT SPT - технології мають оптимальні характеристики вимикання: лінійне зростання напруги при вимиканні, більш плавний перехідний процес, менший рівень перенапруги, скорочений хвостовий струм, енергія перемикавання нижче, ніж у IGBT NPT.

Усі типи IGBT обмежують струм при виникненні короткого замикання (к.з.) у зовнішній мережі, тобто можуть короткочасно працювати при виникненні к.з. у навантаженні. IGBT NPT технології при виникненні к.з. обмежують струм колектора на рівні 10 номінальних струмів, а прилади SPT або Trench технології – на рівні 6 номінальних струмів приладу. Час роботи IGBT в режимі к.з. не має перевищувати 10 мкс.

ОБР IGBT визначається максимальною напругою колектор-емітер U_{CE} і струмом колектора I_C . IGBT має такі типи роботи в ОБР: безпечна робота в області прямого зміщення затвору (FBSOA), в області зворотного зміщення (RBSOA), в області обмеження струму короткого замикання (SCSOA) [6]. Область FBSOA є важливою характеристикою при роботі IGBT на індуктивне навантаження.

Вихідні вольт-амперні характеристики IGBT і МОПТ, отримані моделюванням, зображені на рисунку 6.3.

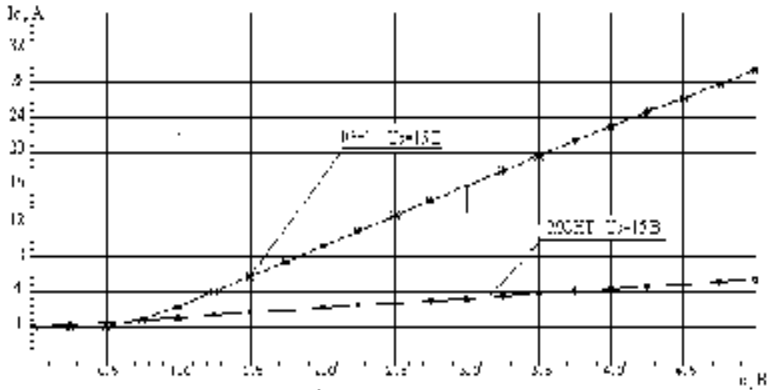
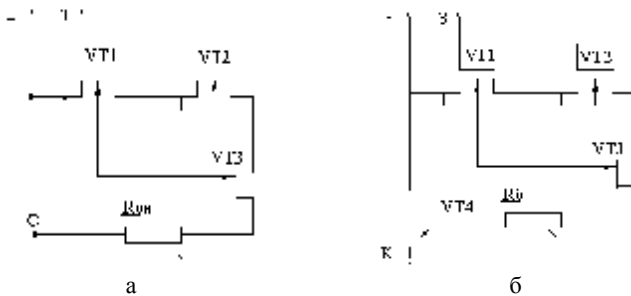


Рисунок 6.3 – Порівняльні ВАХ IGBT та МОПТ

Аналіз характеристик показує, що при однакових розмірах комірки структури, IGBT має в п'ять разів вище значення струму колектора при фіксованій напрузі колектора, ніж відповідний струм стоку в DNMOS-структурі.

На рисунку 6.4 представлені для порівняння схеми заміщення МОПТ і IGBT у вигляді комбінації елементарних приладів, які складають їхню структуру. Польовий транзистор з індукованим каналом моделює ділянку затвор-канал; із вбудованим каналом – ділянку затвор-дрейфова область (прохідну ємність тощо), ПТКП – взаємовплив сусідніх комірок цих розгалужених приладів.



а – ДМОПТ; б – IGBT

Рисунок 6.4 – Схеми заміщення

Модульований опір цих приладів емулює насичення дрейфової області носіями, зокрема в IGBT - носіями обох типів. Схема заміщення IGBT відрізняється від МОПТ наявністю біполярного транзистора $p-n-p$ -типу для моделювання зустрічної інжекції з колекторної p - області в дрейфову n - область.

6.1.1 Функціонування IGBT

Як МОПТ, IGBT керується напругою і для переключення його з одного стану в інший необхідний перезаряд вхідної ємності затвору, IGBT може бути зруйнованим електростатичним зарядом. Як БТ, IGBT у ввімкненому стані характеризується залишковою напругою, яка

майже не залежить від струму колектора, і позитивною залежністю струму колектора від температури. При вимиканні необхідний час для розсмоктування неосновних носіїв, накопичених у базі.

На рисунку 6.5 наведено схему силового ключа на IGBT з індуктивним навантаженням; діаграми процесу вмикання і вимикання IGBT – на рис. 6.6. Вихідний струм – верхній рисунок, вихідна і вхідна напруги – нижній.

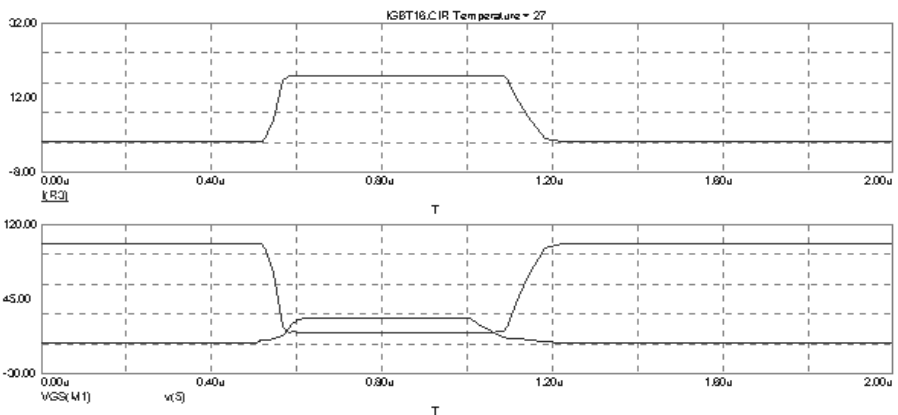
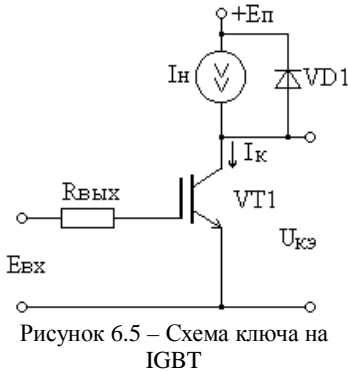


Рисунок 6.6 – Перехідні характеристики ключа на IGBT

Діаграми струмів і напруг IGBT мають відмінності від діаграм потужного БТ і МОПТ. На відміну від БТ, час перемикання яких залежить від процесів протікання струму бази і колектора, час вимикання IGBT залежить від напруги затвор-витік і струму колектора, і визначається внутрішніми ємностями, паразитними індуктивностями і внутрішнім опором джерела керуючої напруги. Процес вмикання подібний до МОПТ. Отже, для переводу IGBT у відкритий стан (до появи струму колектора) необхідно подати напругу між затвором і витоком більшу, ніж порогове значення $U_{GE(th)}$ (але не вище 20 В). Внаслідок впливу опорів джерела і затвору, та ємності затвор-емітер IGBT (C_{3E}) вхідна напруга затвор-емітер зростає значно повільніше, ніж керуюча напруга, а напруга колектор - емітер спочатку спадає круто, потім зупиняється на значенні напруги насичення.

Як і в DNMOS-структурі, при вмиканні створюється інверсійний n – канал, електрони інжектуються з n^+ - емітеру у n - базу, що знижує потенціал цієї області та зміщує у прямому напрямку колекторний перехід $p^+ - n^-$. Це спричинює інжекцію дірок з колектору у n - базу. Надлишкові дірки і електрони в дрейфовій n^- області знижують її опір на кілька порядків, тобто відбувається модуляція провідності, тому IGBT має менший опір у ввімкнутому стані, ніж MOSFET. Крім того, позитивний температурний коефіцієнт модульованої провідності сприяє рівномірному розподілу струму по всій площі структури IGBT.

Наступний етап характеризується затримкою зростання напруги на затворі внаслідок зростання ємності затвор-канал (ефект Міллера). Динамічна потужність втрат визначається як твіт миттєвих значень струму і напруги при перехідних процесах. Результат множення напруги насичення на колекторний струм у відкритому стані дає значення статичної потужності втрат. У закритому стані потужність втрат визначається прикладеною напругою (джерела живлення) і струмом витікання. Суми статичних і динамічних потужностей дають значення потужності втрат на періоді.

При вимиканні IGBT керуюча напруга стрибком зменшується до нуля, зміна струму колектора відбувається із затримкою. Як і в БТ, визначальну роль тут має час розсмоктування неосновних носіїв у дрейфовій області. При швидкому вимиканні можливе перевантаження по напрузі між колектором і емітером IGBT через паразитну індуктивність у вихідному колі. Отже, геометричні та електрофізичні параметри структури мають бути оптимізованими.

6.1.2 Параметри IGBT

В якості основних параметрів у довідкових даних наводяться типові значення напруги колектор-емітер у блокованому стані та струм колектора у відкритому стані.

Серед *максимально допустимих* величин (які визначають межу, за якою прилад може бути пошкоджено, відповідно з ІЕС 60747):

- напруга колектор-емітер U_{CES} (перевищення, навіть на короткий час, може спричинити пошкодження приладу);
- постійний струм колектора I_C (перевищення спричинює надмірне нагрівання приладу);
- амплітуда струму колектора I_{CM} (перевищення спричинює відмову при вимиканні);
- абсолютний максимум напруги між затвором і емітером U_{GES} (перевищення спричинює деградацію оксиду затвору і, в кінцевому рахунку, до відмови приладу);
- загальна потужність розсіювання P_{tot} ;
- прямий постійний струм I_F ;
- амплітуда прямого струму I_{FRM} ;
- ударний струм I_{FSM} та деякі інші.

В довідкових даних наводяться також:

- напруга пробою та насичення колектор-емітер ($U_{(BR)CES}, U_{CESat}$);
- струми витoku колектора та затвору (I_{CES}, I_{GES});
- порогова напруга затвор-емітер $U_{GE(TO)}$;
- заряд затвора Q_{GE} ;
- вхідна, вихідна та прохідна ємності C_{ies}, C_{oe}, C_{res} ;
- втрати енергії при вмиканні та вимиканні (E_{on}, E_{off});
- струм короткого замикання I_{SC} ;
- паразитні параметри $L\sigma_{CE}$ (індуктивність розсіювання), $R_{CC'+EE'}$ (опір вивід-чип) і параметри захисного діоду.

Теплові, механічні параметри і характеристики доповнюють блок інформаційних матеріалів IGBT.

6.2 Контрольні запитання

- 1 Принцип гібридизації СНП.
- 2 Структура і принцип дії IGBT.
- 3 Розвиток технологій IGBT.
- 4 Динамічні характеристики IGBT.
- 5 Вольт-амперна характеристика IGBT порівняно із МОНТ.
- 6 Види ОБР. Чим визначаються області безпечної роботи IGBT?
- 7 Назвіть протиріччя між показниками якості й параметрами структури IGBT.
- 8 Основні параметри IGBT.
- 9 Причини появи «хвостового струму».
- 10 Ефект Міллера в IGBT.

7 ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №7 «ІНШІ ГІБРИДНІ СНП»

7.1 МСТ

Існує декілька варіантів об'єднання тиристорного і МОН елементів для створення повністю керуемого приладу [14]. На рисунку 7.1 наведено структуру і еквівалентну схему основного варіанту реалізації осередку тиристора, що управляється МОН-структурою. Є такі еквівалентні назви приладу, як MOSGTO (замикний тиристор із керуючою МОН- структурою) і МСТ

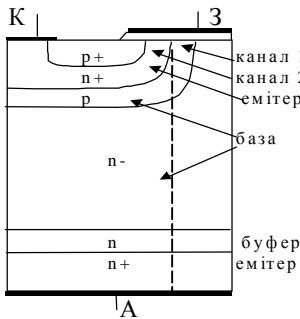


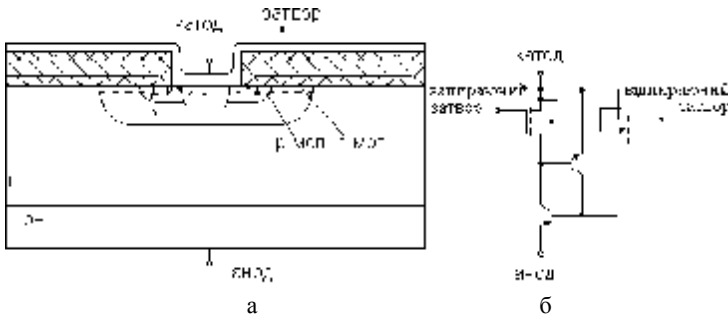
Рисунок 7.1 – Елементарна комірка МСТ-структури

(Metal-Oxide-Semiconductor Controlled Thyristor - тиристор, що управляється МОН - структурою). Елементарний осередок МСТ, запропонований Temple V.K. у 1986 році, наведений на рисунку 7.1, де канал 1 є каналом МОНТ, що відмикає тиристор, а канал 2, – канал МОНТ, що замикає тиристор шляхом шунтування n+p емітерного переходу.

Прилад містить МОН- структуру із n та p каналами і чотиришарову p-n-p-n

тиристорну структуру. Відмикання МСТ можна здійснювати як і звичайного тиристора, так і по затвору n-канального МОН-транзистора. При відмиканні n- МОНТ починається значна інжекція із емітерної p+-області (аноду) в дрейфову n-область, в наслідок чого її опір значно зменшується.

Характеристики приладу у відкритому стані практичні такі ж, як у звичайного тиристора, тому він може працювати при більших щільностях струму, ніж IGBT майже в 50 разів.



а структура комірки; б еквівалентна схема

Рисунок 7.2 – МСТ - тиристор, що управляється МОН- структурою

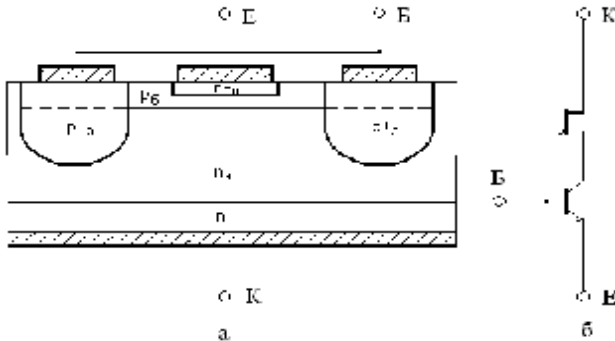
Найбільша густина струму може становити майже $6000\text{A}/\text{cm}^2$. Однак, у реальних приладів стійке вимикання спостерігається при значно менших щільностях струму (порядку $1000\text{A}/\text{cm}^2$ при кімнатній температурі та $500\text{A}/\text{cm}^2$ при 200C°).

Тривалості затримки вмикання і наростання струму МСТ досить малі. При високому ступені розгалуження включаючого ПТ (майже незалежному конструктивному параметрі), тривалість вмикання буде приблизно дорівнювати часу прольоту в базі (десятки наносекунд), якщо це не обмежується швидкодією схеми управління МСТ. Тривалість процесу спаду струму при виключенні МСТ, як і у IGBT, визначається часом рекомбінації і залежить від дози опромінювання. Для МСТ на 700 В, час вимикання складає приблизно 1 мкс [14].

Наведена структура є більш прийнятною, але не єдиною, кількість різних реалізованих структур налічується більше сотні, та кожній властиві свої переваги і недоліки. Зокрема, можливе також управління світлом. Тому МСТ вважається одним із найбільш перспективних приладів.

7.2 Біполярний транзистор, інтегрований із СІТ

З метою підвищення робочих напруг і коефіцієнта підсилення, розширення області безпечної роботи, розроблена структура БТ, що отримала назву GAT (Gate Associated Transistor). Спрощена структура GAT показана на рисунку 7.3, а, його еквівалентна схема на рисунку 7.3, б [14].



а) – спрощена структура; б) - еквівалентна схема
Рисунок 7.3 – GAT

Як видно з рисунка, основна відмінність GAT від звичайного біполярного транзистора полягає в тому, що частина області бази має більшу глибину і більш високу концентрацію домішки. Ця частина бази діє як СІТ, у якій область колектора, яка безпосередньо примикає до бази, може розглядатися як витік, а інша, розташована нижче r^+ областей, - як стік. Область колектора між цими двома частинами структури виконує функції каналу. Частина r -області, що розміщена між «затворами» польового транзистора, аналогічна базі звичайного біполярного транзистора.

У GAT збіднений шар колекторного переходу розповсюджується не тільки перпендикулярно межі переходу, але й від бокової поверхні r^+ - затворів до центру каналу. Якщо товщина збідненої області поблизу затворів досягає половини товщини каналу, останній стає перекритим. У цьому випадку електричне поле в області колектора зосереджене, в основному, на ділянці колектор-затвор і практично не проникає в канал, а отже, і в базу біполярного транзистора. Таким чином, база виявляється електростатично екранованою від високої напруги $U_{ке}$.

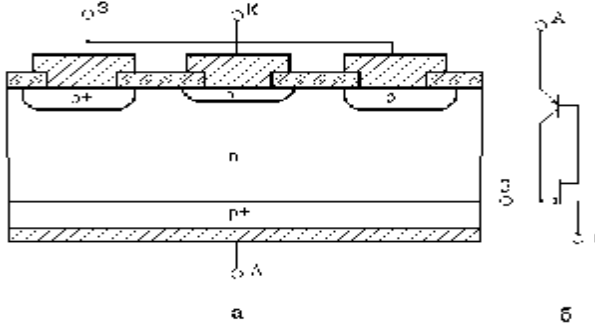
Область безпечної роботи GAT більше, ніж у звичайного біполярного транзистора з такою ж товщиною бази. Потужний GAT може мати товщину бази менш 1 мкм, частоту перемикання 80 МГц, а також високі значення коефіцієнта підсилення струму в схемі із загальним емітером (порядку 100), що в 3÷4 рази більше, ніж у звичайних БТ, які при подібних напругах мають товщину бази приблизно 10 мкм.

Параметри перемикання потужних GAT на 500 В, 20 А мають наступні значення [14]: час зростання – 0.11 мкс, час розсисання – 1.3 мкс, тривалість спадання – 0.24 мкс, що значно краще аналогічних характеристик звичайних БТ.

7.3 ТЕК

Широко відомий силовий прилад на основі СІТ, так званий СІТ-тиристор [14] або тиристор з електростатичним керуванням (ТЕК) (рисунок 7.4, а). ТЕК - це р-n-n+ діод (n+-катод, р-анод), катодні області якого чергуються із областями сітки р+ типу.

При прикладанні зворотного зміщення сітка - катод, області просторового заряду між ними розширюються, перекриваючи інжекційний струм, який протікає від аноду до катода зміщеного у прямому напрямку р-n-n+ діоду. Таким чином, ТЕК немов би складається із двох приладів: польового транзистора із керуючим р-n-переходом і БТ (рисунок 7.4, б).



а - структура; б - схема заміщення
Рисунок 7.4 – ТЕК

ТЕК відрізняється кращими властивостями транзистора та замикного тиристора: має високу швидкість перемикання (як у швидкодіючого біполярного транзистора), низьке падіння напруги в відкритому стані і високу пробивну напругу (як у тиристора). При цьому ТЕК не має негативної тенденції транзистора - переходити у вторинний пробій.

Такий прилад вважається перспективним для заміни потужних високовольтних звичайних і замикних тиристорів. При значних щільностях струму керуваність тиристора погіршується. Однак, цей прилад може бути альтернативою IGBT.

7.4 Порівняння приладів

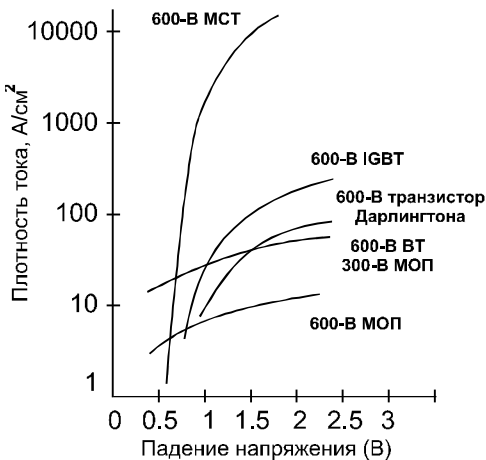


Рисунок 7.5 - Залежності прямої провідності приладів

На рисунку 7.5 наведені залежності прямої провідності гібридних приладів в порівнянні із БТ [14]. Криві наведені для приладів на 600В, що мають однакову площу кристала. З рисунку видно, що на МОНТ створюється більше падіння напруги, ніж на БТ, в той же час як IGBT, завдяки більш ефективному використанню площі кристалу, порівняно із БТ може забезпечити майже в 5 раз більшу площу струму при однаковому падінні

напруги. В свою чергу, МСТ може переключати в 50 разів більший струм, ніж IGBT.

Порівняти прилади можна по сумарній потужності втрат (P_{Σ}), на одиницю площі кристалу:

$$P_{\Sigma} = P_{CT} + f \cdot E_{\Sigma},$$

де P_{CT} - втрати в провідному стані, а E_{Σ} - енергія втрат за один період частоти f , що складається з динамічних втрат при перемиканні та статичних у ввімкненому та вимкненому станах.

Важливим фактором використання приладу, який можна оцінити технічно та економічно, є "простота застосування", яка виражається в тому, наскільки легко його можна реалізувати, яка розсіюється потужність в пристрої управління, які використовуються компоненти. Прилади із МОН керуванням перевищують за цим показником і БТ, і тиристори, та найбільше відповідають вимогам "ідеального" ключа, причому в сукупності дозволяють перекрити весь діапазон напруг та струмів, що вимагаються в силовій електроніці [1], МОПТ - напруги - до 600В, струми - до 100А; IGBT - напруги 600 - 3500 В, струми - до 3000А, МСТ - напруги - вище 3500В, струми - більш 3000А.

7.5 Контрольні запитання

- 1 Принцип гібридизації СНП.
- 2 Структура та принцип дії МСТ.
- 3 Структура та принцип дії GAT.
- 4 Структура та принцип дії ТЕК.
- 5 Розвиток технологій гібридизації.
- 6 Порівняння гібридних приладів. Критерії порівняння.
- 7 Назвіть протиріччя між показниками якості й параметрами приладів.
- 8 Максимальні параметри сучасних СНП.
- 9 Тенденції розвитку елементної бази силовій електроніки.
- 10 Сфери застосування гібридних СНП.

8 ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №8 «СКЛАДЕНІ СНП І МОДУЛІ (ІРМ)»

8.1 Складені СНП

На рисунку 8.1 показані схеми можливого сполучення дискретних біполярних і польових транзисторів [14] . На рисунку 8.1, а наведено схему Дарлінгтона (каскадна схема), на рисунку 8.1, б – схему з відкритим емітером (каскадна схема), на рисунку 8.1, в – паралельну схему, на рисунку 8.1, г – схему біполярного транзистора, що стробується польовими транзисторами.

Схема (рис. 8.1, а) працює подібно транзистору Дарлінгтона за винятком того, що задаючим пристроєм VT2 є польовий транзистор. За наявності діоду транзистор VT1 швидко вимикається, якщо пристрій керування забезпечує великий викид зворотного струму. Каскадна схема вимагає двох керуючих сигналів, але має ряд суттєвих переваг: легке вимикання високовольтного біполярного транзистора; малий час вимикання; основний транзистор VT1 може працювати до напруги пробією переходу колектор-база без вторинного пробією.

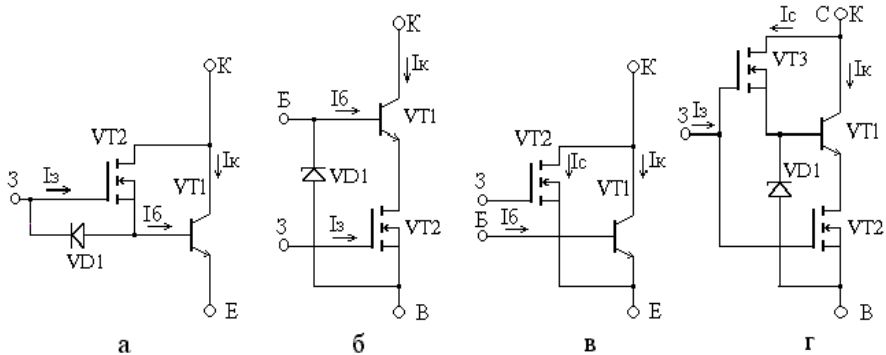


Рисунок 8.1 – Схеми складених приладів на основі МОН і БП - транзисторів

Схема (рис. 8.1, в) теж потребує двох керуючих сигналів, а також їхньої точної синхронізації. Польовий транзистор VT2 виконує роль активного амортизатора для біполярного транзистора VT1 як при вмиканні, так і при вимиканні. При вмиканні струм протікає через польовий транзистор раніше, ніж через БТ, а при вимиканні БТ вимикається раніше, ніж польовий. Завдяки цьому біполярний транзистор не наражається на одночасний вплив високої напруги і великого струму, тобто динамічні втрати зменшуються.

Складений ключ, створений із двох польових транзисторів, потужного біполярного транзистора і стабілітрона, наведено на рис. 8.1, г. Тут потужний біполярний транзистор керується двома польовими транзисторами. Окрім того, що ця схема забезпечує просте управління, вона має й інші переваги: високу швидкість перемикавання, можливість виключення вторинного пробією внаслідок замикання БТ по схемі з обірваним емітером, малу входню ємність затвору, оскільки обидва керуючих ПТ мають кристали невеликих розмірів.

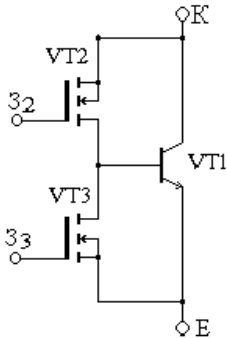


Рисунок 8.2 - Схема Бі-МОН-приладу

Досить реальні складені ключі за схемами 8.1, б і 8.1, г, в яких як основний ключовий елемент використано тиристор [14].

Прикладом ефективної комбінації МОНТ - БТ може бути Бі-МОН-прилад [14], який вже є не просто складеним приладом, він є інтегральним приладом, до складу якого входить велика кількість комірок, кожна з яких складається з одного БТ і двох МОНТ. Його ще називають МЗТ (МОНТ, що замикається), його еквівалентну схему наведено на рисунку 8.2. Він є перехідним варіантом між складеними і гібридними приладами.

Вихідним каскадом схеми є БТ (VT1), а МОНТ (VT2 і VT3) призначені для керування БТ, вмикаючись і вимикаючись по черзі. Блокуючі напруги МЗТ дорівнюють напрузі пробією колектор-емітер. БТ VT1 - це вертикальний n^+p-n^+ -транзистор із довгим емітером. МОНТ VT2 має структуру звичайного вертикального МОНТ, виготовленого за дифузійною самосполученою технологією і призначений для обмеження високої зовнішньої напруги.

ПТ VT3 формується в базовому p -шарі VT1 і розміщується по периферії емітерної шини VT1 з метою попередження локалізації струму в період вимикання. Витоком VT3 служить n^+ -емітер VT1, який дозволяє зменшити площу кристала й опір шунта між емітером і базою VT1. МЗТ не має в своїй структурі паразитного тиристора.

8.2 Розвиток інтелектуальних силових модулів

Наступним кроком удосконалення електронних ключів стало створення «інтелектуальних» («розумних») силових модулів на базі силових інтегральних схем - (Intelligent (Smart) Power Integrated Circuits) і модулів ІРМ [14]. В силових модулях (РІМ) в одному кристалі (для напівпровідникових силових інтегральних схем) або на одній ізолюючій теплопровідній підкладці (у випадку гібридних силових інтегральних схем) крім силових ключових елементів розміщені пристрої запуску, захисту, керування, регулювання і діагностики, а також джерела живлення цих пристроїв.

Здійснюючи зв'язок між інформаційними керуючими командами

малої потужності та навантаженням, РІМ є закінченою активною частиною перетворювального пристрою (випрямляча, інвертора, перетворювача частоти, контролера постійного і змінного струму). В монолітних і в гібридних інтегральних схемах використовують тільки повністю керовані прилади, як правило, із польовим керуванням.

ІРМ дозволяють у декілька разів знизити масу, габарити, складність виготовлення і, в результаті, собівартість обладнання, підвищуючи при цьому надійність. Однак, використання РІМ обмежено устаткуванням малої та середньої потужності.

Монолітні схеми допускають переключення потужностей в діапазоні одиниць кВт і можуть використовуватися в промисловій, автомобільній і побутовій силовій електроніці, в приводах верстатів і роботів, в апаратурі живлення люмінесцентних ламп, плазмових дисплеїв, в пристроях управління принтерами і т.п. Область застосування - до потужностей в десятки кВт.

Першим «розумним» приладом можна вважати потужний біполярний транзистор для керування двигуном або реле, виготовлений Spragire Semiconductive Group у 1977 р., що мав КМОН-схеми захисту від перенапруг, обмеження по струму, діагностики стану, і керувався від мікропроцесора.

З 1984 р. фірма АВВ виготовляла гібридні модулі із мостовими схемами на напругу до 500 В, керовані модулі до 115 А. Фірма Hybrid Power System (США) випустила серію гібридних модулів Power Block, яку збирали із стандартних кристалів MOSFET-транзисторів, для мостових схем випрямлячів, регуляторів напруги і т.п.

З 1980 р. фірма Siemens AG розвиває свою технологію виробництва потужних МОН-приладів (SIPMOS-Siemens Power MOS). Ця технологія дозволяє створювати на одному кристалі низькоомні SIPMOS-транзистори, 5В логічні КМОН-схеми, 50В високовольтні біполярні. Siemens AG є одним з лідерів з виробництва СНП та ІРМ.

International Rectifier, що є одним із піонерів створення потужних польових приладів, запатентувала HEXFET-структуру, що є основою більшості потужних приладів, зокрема в складі ІРМ.

Розробник ІРМ вирішує задачі в комплексі: забезпечення живлення пристроїв керування, гальванічної розв'язки між інформаційною і силовою частинами схеми, захист від перенапруги, від короткого замикання, перевантаження по струму, перегрівання. Розв'язання цих проблем дає підвищення надійності та зменшення

витрат на обслуговування обладнання.

Прикладом вбудованого захисту від перегрівання можуть бути прилади серії TEMPFET фірми Siemens (Германія), де на кристалі силового приладу приклеюють кристал датчика температури, виходи якого підключаються до виводів затвор-виток. При перевищенні деякої температури датчик тиристорного типу шунтує затвор-виток MOSFET-приладу і вимикає його. Для захисту від перенапруг використовують стабілітрони або варистори, як зовнішні, так і вбудовані в гібридну схему / модуль.

Для всіх приладів з ізолюваним затвором (MOSFET, IGBT) необхідний захист входу від статичної електрики. З цією метою частіше за все використовують стабілітрони.

Прикладом захисту приладів від перевантаження по струму і температурі можуть бути прилади фірми Motorola Ins США серії «Smartdiskrete», де на кристалі, окрім MOSFET, сформовано і біполярний транзистор, емітер-колектор якого шунтує затвор-виток MOSFET. Цей транзистор внаслідок негативного температурного коефіцієнта обмежує струм стоку MOSFET при підвищенні струму і температури.

Усі роботи з виготовлення модулів потребують використання наскрізних систем автоматизованого проектування. Особливо актуальними є питання оптимального проектування конструкцій з точки зору електротехніки, механіки і теплотехніки.

8.3 Конструкції силових модулів (IPM)

За останні роки суттєво збільшились вимоги як до потужності й частоти комутації, так і до надійності й масо-габаритних показників приладів і пристроїв силової електроніки. Об'єднання елементів схемотехніки перетворювачів (одноключових, напівмостів, мостів, готових перетворювачів) із драйверами, захисними й сигнальними ланцюгами) та охолоджувачами в єдиному корпусі називають інтелектуальним потужним модулем (IPM) (додаток Д). Застосування модулів дозволяє знизити масу, габарити і вартість перетворювачів, що покращує техніко-економічні показники обладнання в цілому, і змінює саму концепцію процесу проектування перетворювачів.

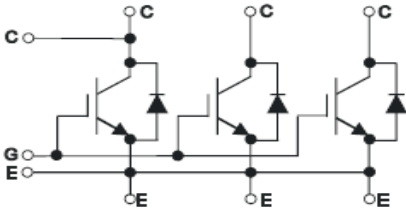
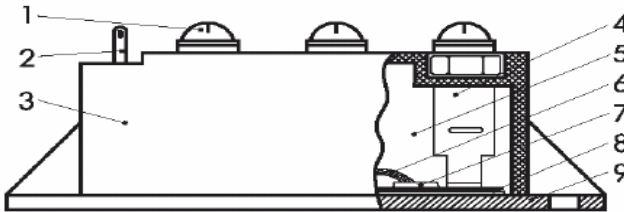


Рисунок 8.1 – Схема електричних з'єднань модуля

Кожен модуль має в своєму складі дві або більше силові напівпровідникові структури. Схему електричних з'єднань варіанта модуля із IGBT (трифазну) наведено на рисунку 8.1.

За технологією виготовлення модулі поділяють на дві групи: паяно-зварну і притиску. Приклад паяно-зварної конструкції модуля зображено на рисунку 8.2.



1 – силові виводи (клеми); 2 – керівні виводи; 3 – пластмасовий корпус; 4 – шини силових виводів; 5 – кремнійорганічний гель; 6 – алюмінієвий дріт; 7 – напівпровідникові чіпи (структури); 8 – DBC кераміка; 9 – мідна основа
Рисунок 8.2 – Силовий модуль паяно-зварної конструкції:

Тиристорні (транзисторні, діодні) чіпи припаюються на DBC (Direct Bonded Copper) кераміку (8), що представляє собою тонку пластину з оксиду, або з нітриду алюмінію (Al_2O_3 , AlN), вкриту з двох боків мідною фольгою, і яка виконує роль електроізолюючого та теплопровідного шару між чіпами і основою. Нижній шар суцільний, а верхній шар утворює друковану плату, що забезпечує електричне з'єднання силових (1) і керівних виводів (2) з контактними площадками алюмінієвим дротом (6) за допомогою ультразвукового зварювання. DBC-кераміку з припаяними силовими виводами (4), напаяними і розвареними чіпами (7) припаюють на мідну основу (9), до якої приклеюють корпус (3), залитий всередині кремнійорганічним гелем (5), який захищає від впливу температури, пилу, вологості та від старіння (часу) [6].

Наряду із розвитком традиційної технології паяної конструкції

силових модулів з ізолюваною основою інтенсивно розвивається технологія притискної конструкції (pressure contacts). Такі модулі аналогічні за конструкцією таблетковим тиристорам, мають менший тепловий опір і габаритні розміри, підвищену надійність і термоциклостійкість (більш, ніж у 5 разів) [18]. Усі з'єднання в таких IPM створюються за рахунок пресування і притискання. Силові шини і виводи керування з'єднуються за допомогою пружинних контактів. Монтування напівпровідникових чіпів на керамічну плату може здійснюватись як пайкою, так і за допомогою притискання.

Конструкцію модуля без мідної основи з прямим притисканням DBC-кераміки до охолоджувача використовує фірма Semikron у серії модулів SKiiPpack (Semikron integrated intelligent Power Pack), що виключає напружений паяний шар між основою і DBC-керамікою, рис. 8.3 [19]. Електричне з'єднання DBC-кераміки з виводами, які розроблені для підключення плоских низькоіндуктивних шин, відбувається притискуванням. Металічна пластина призначена як для притискування, так і для теплового і електромагнітного захисту ланцюгів драйвера, який вбудовано в корпус SKiiP.

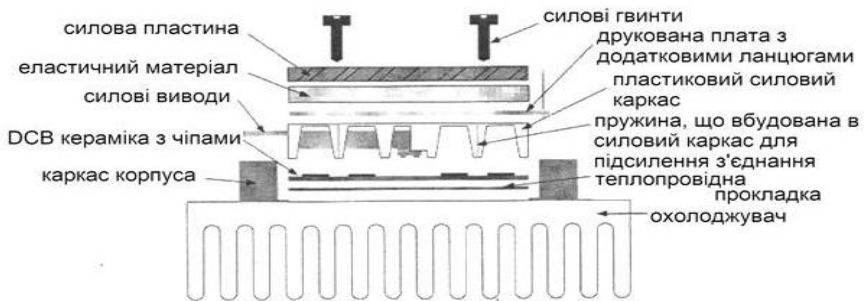


Рисунок 8.3 – Конструкція модуля SKiiPPACK

За рахунок паралельного розміщення багатьох IGBT структур та їх оптимального контакту з охолоджувачем, тепловий опір значно менший, порівняно із стандартними модулями, оскільки тепло рівномірно розподіляється по тепловідводу.

Модулі IGBT притискної конструкції мають особливе значення в розвитку залізничного транспорту. Використання цих приладів з мінімальною масою і розмірами в тяговому перетворювачі дозволило підвищити частоту перемикання, спростити схему керування, мінімізувати завантаження мережі живлення вищими гармоніками і

знизити втрати потужності в обмотках трансформаторів і дроселів.

Більшість звичайних корпусів IGBT - з ізолюваною основою, але коли необхідне послідовне з'єднання приладів для резервування, використання неізолюваних притискних модулів стає кращим вибором завдяки простоті їх механічного і електричного з'єднання. Крім того, ці прилади здатні продовжувати проводити струм в аварійних режимах (наприклад, під час та після к.з.).

Для модулів сімейства Stak Pak, які є оптимальними для послідовного з'єднання, характерна модульна концепція, яка основана на «субмодулях», поміщених у зміцнений скловолоконний каркас. У кожному субмодулі розміщено 12 чіпів транзисторів або діодів. У кожному модулі може бути розміщено від двох до шести субмодулів.

Модулі Stak Pak поділяють на дві основні групи: стандартні та SCFM (для роботи при аварійних режимах (Short Circuit Failure Mode)).

Стандартна група розроблена для використання в інверторах з можливістю послідовного з'єднання без резервування. Такі прилади при коротких замиканнях вимикаються, вони не здатні проводити струм в режимі к. з. тривалий час (до виявлення відмови).

Модулі групи SCFM (наприклад, фірми ABB) розроблені для послідовного з'єднання з резервуванням. У перетворювачах є резервні прилади, що забезпечують подальше функціонування перетворювача при відмові елемента в аварійному режимі.

Прикладом використання модулів Stak Pak є високовольтні стовпи для передачі енергії постійного струму та у статичних компенсаторах реактивної потужності.

8.4 Контрольні запитання

- 1 Етапи розвитку елементної бази силової електроніки.
- 2 Наведіть приклади складених приладів.
- 3 З яких підсистем складаються РІМ?
- 4 Силкові модулі – функціональний склад і призначення.
- 5 Обмеження використання РІМ.
- 6 Переваги модулів притискної конструкції.
- 7 Програми наскрізного проектування (самостійно).
- 8 Етапи і задачі проектування силових модулів.
- 9 Конструкції силових модулів.
- 10 Розвиток конструкцій РІМ.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

- 1 С.Н.Флоренцев. Силовая электроника начала тысячелетия//Электротехника. – 2003. – №6. – С.3-9.
- 2 ДСТУ 3724 – 98. Прилади напівпровідникові силові. Основні види та характеристики. Терміни та визначення.
- 3 ДСТУ 2449 – 94. Прилади напівпровідникові. Терміни та визначення.
- 4 Power Specialist’s App Note Book/ Edited by Charles E. Hymowitz. – San Pedro, Ca., Intusoft, 1998. – 171 p.
- 5 Справочник по преобразовательной технике. Под редакцией И. М. Чиженко. – Киев: Техніка, 1976 – 448 с.
- 6 Остренко В.С. Навчально-методичний посібник. Сучасна елементарна база силової електроніки. Запоріжжя: ЗДІА, 2010. - 276 с.
- 7 Тугов Н.Н., Глебов Б.А., Чарыков Н.А. Полупроводниковые приборы – М.: Энергоиздат, 1990 – 676 с.
- 8 П.В.Васильев и др. Работа прерывателя при микросекундном времени накачки//Физика и техника полупроводников.–2009.–т.43, №6.
- 9 Василенко О.В. Моделювання електронних систем. Конспект лекцій. – Запоріжжя: ЗДІА, 2008. – 84 с.
- 10 Амелина М.А., Амелин С.А. Программа схемотехнического моделирования Micro-CAP 8.–М.:Горячая линия-Телеком, 2007.– 464с.
- 11 ДСТУ 3480 – 96 (ГОСТ 20859.1 – 98) Прилади напівпровідникові силові. Загальні технічні вимоги.
- 12 Диоды и тиристоры в преобразовательных установках / М. И. Абрамович и др. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 432 с.: ил.
- 13 ДСТУ 2527 – 96 Тиристоры. Терміни, визначення та літерні позначення параметрів.
- 14 Переверзев А.В. Интегральные модули на составных и функционально-интегрированных приборах.–Запорожье: ЗГИА.–1998.–190с.
- 15 А.Блихер. Физика силовых биполярных и полевых транзисторов /Пер. с англ. под ред. И.В.Грехова. – Л.:Энергоатомиздат, 1986.–248 с.
- 16 ABB Semiconductors AG PCT [Електронний ресурс] Databook. - Режим доступу до сайту.: <http://www.abb.com/semiconductors>
- 17 Посібник по використанню IGBT. [Електронний ресурс] / Продукція semikron. - Режим доступу до сайту.: <http://www.semikron.com>
- 18 MiniSKiiP, Selection guide. [Електронний ресурс] / Продукція semikron. - Режим доступу до сайту.: <http://www.semikron.com>

Додаток А
Сторінка довідкових даних для випрямного діоду

M·C·C·

Micro Commercial Components
21201 Itasca Street Chatsworth
CA 91311
Phone: (818) 701-4933
Fax: (818) 701-4939

**FR301
THRU
FR307**

Features

- Low Cost
- Low Leakage
- Low Forward Voltage Drop
- High Current Capability
- Fast Switching Speed For High Efficiency

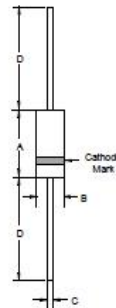
**3 Amp Fast Recovery
Rectifier
50 to 1000 Volts**

Maximum Ratings

- Operating Temperature: -55°C to +150°C
- Storage Temperature: -55°C to +150°C

MCC Catalog Number	Device Marking	Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	Maximum RMS Voltage	Maximum DC Blocking Voltage
FR301	—	50V	35V	50V
FR302	—	100V	70V	100V
FR303	—	200V	140V	200V
FR304	—	400V	280V	400V
FR305	—	600V	420V	600V
FR306	—	800V	560V	800V
FR307	—	1000V	700V	1000V

DO-201AD



Electrical Characteristics @ 25°C Unless Otherwise Specified

Average Forward Current	$I_{F(AV)}$	3 A	$T_A = 55^\circ\text{C}$
Peak Forward Surge Current	I_{FSM}	150A	8.3ms, half sine
Maximum Instantaneous Forward Voltage	V_F	1.3V	$I_{FM} = 3.0\text{A}; T_A = 25^\circ\text{C}$
Maximum DC Reverse Current At Rated DC Blocking Voltage	I_R	10 μA 150 μA	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = 55^\circ\text{C}$
Maximum Reverse Recovery Time	T_{rr}	150ns 250ns 500ns	$I_F = 0.5\text{A}, I_R = 1.0\text{A}, I_{rr} = 0.25\text{A}$
Typical Junction Capacitance	C_j	65pF	Measured at 1.0MHz, $V_R = 4.0\text{V}$

DIM	DIMENSIONS				NOTE
	INCHES		MM		
A	—	.370	—	9.50	
B	—	.250	—	6.40	
C	.048	.052	1.20	1.30	
D	1.000	—	25.40	—	

Додаток Б
Елементи сторінок довідкових даних для IGCT

V_{DRM}	= 4500 V	<h2 style="margin: 0;">Asymmetric Integrated Gate-Commutated Thyristor</h2> <h1 style="margin: 0;">5SHY 35L4520</h1>
I_{TGM}	= 4000 A	
I_{TSM}	= 32×10^3 A	
$V_{(T0)}$	= 1.4 V	
r_T	= 0.325 m Ω	
V_{DC}	= 2800 V	

Doc. No. 531A1348-00 Feb. 12

- High snubberless turn-off rating
- Optimized for medium frequency
- High electromagnetic immunity
- Simple control interface with status feedback
- AC or DC supply voltage
- Option for series connection (contact factory)



Blocking

Maximum rated values ^{††}

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Rep. peak off-state voltage	V_{DRM}	Gate Unit energized			4500	V
Permanent DC voltage for 100 FIT failure rate of GCT in open air. Gate Unit energized	V_{DC}	Ambient cosmic radiation at sea level in open air. Gate Unit energized			2800	V
Reverse voltage	V_{RSM}				17	V

Characteristic values

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Rep. peak off-state current	I_{ORU}	$V_D = V_{DRM}$, Gate Unit energized			50	mA

GCT Data

On-state (see Fig. 3, 4, 5, 6, 14, 15)







Maximum rated values ^{††}

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Max. average on-state current	$I_{T(AVG)}$	Half sine wave, $T_C = 85$ °C, Double side cooled			1700	A
Max. RMS on-state current	$I_{T(RMS)}$				2670	A
Max. peak non-repetitive surge on-state current	I_{TSM}	$t_b = 3$ ms, $T_J = 125$ °C, sine wave after surge: $V_D = V_R = 0$ V			50×10^3	A
Limiting load integral	$I^2 t$				3.75×10^6	A ² s
Max. peak non-repetitive surge on-state current	I_{TSM}	$t_b = 10$ ms, $T_J = 125$ °C, sine wave after surge: $V_D = V_R = 0$ V			32×10^3	A
Limiting load integral	$I^2 t$				5.12×10^6	A ² s
Max. peak non-repetitive surge on-state current	I_{TSM}	$t_b = 30$ ms, $T_J = 125$ °C, sine wave after surge: $V_D = V_R = 0$ V			20.5×10^3	A
Limiting load integral	$I^2 t$				8.3×10^6	A ² s
Stray inductance between GCT and antiparallel diode	L_D	Only relevant for applications with antiparallel diode to the IGCT			300	nH
Critical rate of rise of on-state current	$di_T/dt_{(crit)}$	For higher di_T/dt and current lower than 100 A an external retrigger puls is required.			200	A/μs

Characteristic values

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
On-state voltage	V_T	$I_T = 4000$ A, $T_J = 125$ °C		2.35	2.7	V
Threshold voltage	$V_{(T0)}$	$T_J = 125$ °C			1.4	V
Slope resistance	r_T	$I_T = 1000 \dots 4000$ A			0.325	m Ω

Додаток Д Сторінка даних для ІРМ

IGBT модули производства компании SEMIKRON							
Выбор типа корпуса							
SEMTRANS	SEMIX	SKM	MiniSKIP	SEMFOR			
							
IGBT модули компании SEMIKRON относятся MiniSKIP® к категории «зеленые» [1]							
600 V							
Type	V _{ce(su)} V	I _{ce(max)} A	V _{ce(su)@100%UP} V	E _{off} @125°C mJ	R _{th(j-c)} K/W	Case	Circuit
5IGT11AC065V1	600	70	2	1,1	1,25	mini1	
5IGT11AC085V1	600	88	2	1,5	1,05	mini1	
5IGT12AC065V1	600	10	2	2,2	0,75	mini2	
5IGT12AC085V1	600	36	2	3,7	0,65	mini2	
5IGT12AC065V1	600	34	2	4,7	0,6	mini2	
5IGT12AC085V1	600	12*	2	10,1	0,7	mini3	
5IGT28AC065V1	600	122	2	3,4	0,4	mini2	