

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
СУМСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
КОНОТОПСЬКИЙ ІНСТИТУТ

Кафедра електронних  
приладів і автоматики

Кваліфікаційна робота бакалавра  
**ДОСЛІДЖЕННЯ СИЛОВИХ КЛЮЧІВ IGBT**

Студент групи ЕІс3-71к

В.Д. Гриценко

Науковий керівник,

Викладач

О.І.Федчун

Конотоп 2021

## РЕФЕРАТ

Об'єктом дослідження кваліфікаційної роботи є дослідження силових ключів IGBT.

Мета роботи полягає у огляді сучасних силових ключів на базі IGBT та дослідження пристроїв електроніки що включають в себе силові ключі IGBT. Зокрема, методики використання, застосування, історії виникнення, переваги та недоліки силових ключів.

При виконанні роботи було проаналізовано стан рівня техніки для даного виду елементів, порівняння різних варіантів рішень щодо обирання найкращого силового ключа на базі IGBT.

Оскільки IGBT призначений для швидкого ввімкнення та вимкнення, IGBT може синтезувати складні форми сигналів із широтно-імпульсною модуляцією та фільтрами низьких частот, тому він також використовується для перемикання підсилювачів у звукових системах та промислових системах управління.

У комутаційних програмах сучасні пристрої забезпечують частоту повторення імпульсів на частотах ультразвукового діапазону, які принаймні в десять разів перевищують звукові частоти, якими обробляє пристрій, коли вони використовуються як аналоговий підсилювач звуку.

Робота викладена на 34 сторінках, у тому числі включає 12 рисунків, список цитованої літератури із 14 джерел.

**КЛЮЧОВІ СЛОВА:** СИЛОВІ КЛЮЧІ IGBT, ПАРАМЕТРИ, ЗАСТОСУВАННЯ, НАПРУГА, СТРУМ, ЗАТВОР, МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ

## ЗМІСТ

<b>ВСТУП</b> .....	4
<b>РОЗДІЛ 1 ПРАКТИЧНІ ПРИСТРОЇ IGBT</b> .....	5
1.1 Переваги IGBT транзисторів.....	5
1.2 Моделі IGBT .....	9
<b>РОЗДІЛ 2 МЕТОДИ МОНІТОРИНГУ СТАНУ СИЛОВИХ КЛЮЧІВ IGBT</b> .....	10
2.1 Метод вимірювання $V_{ce}$ для силових ключів IGBT .....	10
2.2 Розрахунок параметрів IGBT на основі керуючих змінних .....	15
2.3 Онлайн метод вимірювання для $V_{ge}$ .....	18
2.4 Дослідження параметрів IGBT у режимі дії.....	21
<b>РОЗДІЛ 3 ВИКОРИСТАННЯ СИЛОВИХ КЛЮЧІВ IGBT</b> .....	26
3.1 Модулі IGBT .....	26
3.2 Застосування IGBT .....	30
<b>ВИСНОВКИ</b> .....	31
<b>СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ</b> .....	32

## ВСТУП

Біполярний транзистор із ізольованими затворами (IGBT) - це тритермінальний силовий напівпровідниковий пристрій, який в основному використовується як електронний комутатор, який, як він був розроблений, поєднував високу ефективність та швидке перемикання.

Складається з чотирьох змінних шарів (P – N – P – N), які контролюються затворною структурою метал – оксид – напівпровідник (MOS).

Незважаючи на те, що структура IGBT топологічно така ж, як і тиристор із "MOS" затвором (MOS-затворний тиристор), дія тиристора повністю не використовується, і лише дія транзистора дозволена у всьому діапазоні роботи пристрою.

Застосовується в імпульсних джерелах живлення в додатках великої потужності: частотно-регульованих приводах (VFD), електромобілях, поїздах, холодильниках зі змінною швидкістю, лампових баластах, дугових зварювальних апаратах та кондиціонерах.

Оскільки IGBT призначений для швидкого ввімкнення та вимкнення, IGBT може синтезувати складні форми сигналів із широтно-імпульсною модуляцією та фільтрами низьких частот, тому він також використовується для перемикання підсилювачів у звукових системах та промислових системах управління. У комутаційних програмах сучасні пристрої забезпечують частоту повторення імпульсів на частотах ультразвукового діапазону, які принаймні в десять разів перевищують звукові частоти, якими обробляє пристрій, коли вони використовуються як аналоговий підсилювач звуку.

# РОЗДІЛ 1

## ПРАКТИЧНІ ПРИСТРОЇ IGBT

### 1.1 Переваги IGBT транзисторів

Польовий транзистор з металом-оксидом-напівпровідником (MOSFET) був винайдений Мохамедом М. Аталю та Давоном Кангом у лабораторіях Bell в 1959 р. Основний режим роботи IGBT, коли транзистор рnp приводиться в дію за допомогою MOSFET, був вперше запропонований К. Ямагамі та Ю. Акагірі з Mitsubishi Electric в японському патенті, який був поданий у 1968 році.[2]

Після комерціалізації силових МОП-транзисторів у 1970-х роках Б. Джаянт Баліга подав заявку на патент в General Electric (GE) в 1977 р., Описуючи силовий напівпровідниковий пристрій з режимом роботи IGBT, включаючи MOS-затвор тиристорів, чотиришаровий VMOS (V-паз MOSFET) структури та використання MOS-закритих конструкцій для управління чотиришаровим напівпровідниковим пристроєм.

Він почав виготовляти IGBT-пристрій за сприяння Маргарет Лазері в GE в 1978 році і успішно завершив проект в 1979 році. Результати експериментів були повідомлені в 1979 році.[3]

Структура пристрою називалася "MOSFET-пристроєм а зона стоку замінена анодною областю р-типу (випрямляч із ізольованими затворами ((IGR), транзистор із ізольованими затворами (IGT), модульований провідністю польовий транзистор (COMFET) та" біполярний режим MOSFET).

BW Scharf та JD Plummer повідомили про пристрій MIA, що управляється MOS, з їх бічним чотиришаровим пристроєм (SCR) у 1978 р. Пламмер подав заявку на патент на цей режим роботи в чотиришаровому пристрої (SCR) у 1978 р.

Режим роботи IGBT в чотиришаровому пристрої (SCR) перейшов на роботу тиристора, якщо струм колектора перевищував струм замикання, який відомий як " що тримає струм "у відомій теорії тиристора.

Розвиток IGBT характеризувався зусиллями повністю принципу роботу тиристора або фіксацію чотиришарового пристрою, оскільки фіксація призвела до фатальної несправності пристрою. Таким чином, технологія IGBT була встановлена, коли було досягнуто повне придушення фіксації паразитичного тиристора, як описано нижче.

Ганс В. Бекке та Карл Ф. Уітлі розробили подібний пристрій, на який вони подали заявку на патент в 1980 році і який вони називали "силовим MOSFET з анодною областю". У патенті стверджувалося, що "жодна тиристорна дія не відбувається за будь-яких умов роботи пристрою". Пристрій мав загальну структуру, подібну до попереднього пристрою IGBT Баліги, про який повідомлялося в 1979 році, а також подібну назву [3]

А. Накагава та ін. винайшов концепцію конструкції пристрою IGBT, що не фіксується, у 1984 р. Винахід характеризується конструкцією пристрою, що встановлює струм насичення пристрою нижче струму фіксації, який запускає паразитичний тиристор. Цей винахід вперше здійснив повне придушення дії паразитного тиристора, оскільки максимальний струм колектора був обмежений струмом насичення і ніколи не перевищував струму замикання. Після винаходу концепції дизайну пристрою IGBT, що не фіксується, IGBT швидко розвивалися, і дизайн IGBT, що не фіксується, став фактичним стандартом, а патент на IGBT, що не фіксується, став основним патентом IGBT фактичних пристроїв.

На ранній стадії розвитку IGBT всі дослідники намагалися збільшити сам струм замикання, щоб придушити замикання паразитичного тиристора. Однак усі ці зусилля зазнали краху, оскільки IGBT міг проводити надзвичайно великий струм. Успішне придушення фіксації стало можливим завдяки обмеженню максимального струму колектора, який IGBT міг би проводити, нижче струму фіксації шляхом контролю та зменшення струму насичення

властивого MOSFET. Це була концепція IGBT, що не фіксується. "Пристрій Бекке" стало можливим завдяки IGBT, що не фіксується [4]

IGBT характеризується здатністю одночасно обробляти високу напругу та великий струм. Твір напруги та щільності струму, з якими може обробляти IGBT, досягнув більше  $5 \times 10^5$  Вт / см<sup>2</sup>, що значно перевищило значення  $2 \times 10^5$  Вт / см<sup>2</sup> існуючих пристроїв живлення, таких як біполярні транзистори та силові MOSFET-транзистори.

Це наслідок великої безпечної зони експлуатації IGBT.

IGBT - це найміцніший силовий пристрій, який коли-небудь розроблявся, таким чином, забезпечуючи користувачам просте використання пристрою та зміщені біполярні транзистори та навіть ГТО. Ця чудова особливість IGBT несподівано з'явилася, коли IGBT, що не фіксується, був створений в 1984 році шляхом вирішення проблеми так званого „замикання”, що є основною причиною руйнування пристрою або виходу з ладу пристрою. До цього розроблені пристрої були дуже слабкими і їх було легко зруйнувати через "засувку".

IGBT поєднує в собі прості характеристики затворних приводів силових MOSFET-транзисторів з можливістю сильного струму та низької напруги насичення біполярних транзисторів.

IGBT поєднує в собі FET з ізольованим затвором для входу управління та біполярний силовий транзистор як перемикач в одному пристрої. IGBT використовується в додатках середньої та високої потужності, таких як імпульсні джерела живлення, управління тяговим двигуном та індукційний нагрів.

Великі модулі IGBT, як правило, складаються з безлічі паралельних пристроїв і можуть мати дуже високі можливості управління струмом близько сотень ампер з блокуючими напругами 6500 В. Ці IGBT можуть контролювати навантаження в сотні кіловат [5]

Порівняння з потужними MOSFET-транзисторами

IGBT характеризується значно меншим падінням прямої напруги порівняно із звичайним MOSFET у пристроях з вищою номінальною напругою блокування, хоча MOSFETS демонструють значно нижчу пряму напругу при менших щільностях струму через відсутність діода  $V_f$  у вихідному BJT IGBT.

Зі збільшенням номінальної напруги блокування як пристроїв MOSFET, так і IGBT, глибина області n-дрейфу повинна збільшуватися, а допінг повинен зменшуватися, що призводить до зменшення приблизно прямокутної залежності прямої провідності порівняно з можливістю блокування напруги пристрою. Вводячи незначні носії (отвори) з колекторної області p + в область дрейфу під час прямої провідності, опір області дрейфу значно зменшується.

Однак це наслідкове зменшення прямої напруги, що перебуває у стані, передбачає кілька штрафних санкцій:

- додатковий PN-перехід блокує зворотний потік струму. Це означає, що на відміну від MOSFET, IGBT не можуть вести рух у зворотному напрямку. У мостових ланцюгах, де необхідний потік зворотного струму, додатковий діод (який називається діодом вільного ходу) розміщується паралельно (насправді антипаралельно) з IGBT для проведення струму в протилежному напрямку. Недолік не надто суворий, оскільки при більш високих напругах, де домінує використання IGBT, дискретні діоди мають значно вищу продуктивність, ніж діод корпусу MOSFET;

- номінальний коефіцієнт зміщення області N-дрейфу до діода P + колектора, як правило, становить лише десятки вольт, тому, якщо схема застосовує зворотну напругу до IGBT, необхідно використовувати додатковий діод серії;

- міноритарним носіям, що вводяться в область N-дрейфу, потрібен час для входу та виходу або рекомбінації при включенні та відключенні. Це призводить до збільшення часу перемикавання, а отже, і більших втрат від перемикавання порівняно з силовим MOSFET;

- падіння напруги в прямому стані в IGBT веде себе по-різному, ніж силові MOSFETS. Падіння напруги MOSFET може бути змодельовано як опір,



причому падіння напруги пропорційне струму. Навпаки, IGBT має діодоподібне падіння напруги (як правило, порядку 2 В), яке збільшується лише з часовим кодом струму. Крім того, опір MOSFET зазвичай нижчий для менших блокуючих напруг, тому вибір між IGBT та MOSFETS потужності буде залежати як від блокуючої напруги, так і від струму, задіяного в конкретному застосуванні.

Загалом високі напруги, сильні струми та низькі частоти комутації надають перевагу IGBT, тоді як низьковольтні, середні струми та високі частоти комутації є сферою дії MOSFET.

## 1.2 Моделі IGBT

Схеми з IGBT можуть бути розроблені та змодельовані за допомогою різних схем, що імітують комп'ютерні програми, такі як SPICE, Sabre та інші програми. Для імітації схеми IGBT пристрій (та інші пристрої в ланцюзі) повинен мати модель, яка передбачає або імітує реакцію пристрою на різні напруги та струми на їх електричних клеммах. Для більш точного моделювання вплив температури на різні частини IGBT може бути включений в моделювання.

Доступні два загальних методи моделювання:

- модель, заснована на фізиці пристрою, еквівалентні схеми або макромоделі. SPICE імітує IGBT за допомогою макромоделі, що поєднує ансамбль таких компонентів, як FET і VJT в конфігурації Дарлінгтона;

- альтернативна модель, заснована на фізиці, є модель Гефнера, представлена Алленом Хефнером з Національного інституту стандартів і технологій. Модель Гефнера досить складна і показала дуже добрі результати. Модель Хефнера описана в роботі 1988 року, а пізніше була розширена до термоелектричної моделі, яка включає реакцію IGBT на внутрішнє нагрівання.

Ця модель була додана до версії програмного забезпечення для моделювання Sabre.

## РОЗДІЛ 2

### МЕТОДИ МОНІТОРИНГУ СТАНУ СИЛОВИХ КЛЮЧІВ IGBT

#### 2.1 Метод вимірювання $V_{ce}$ для силових ключів IGBT

IGBT та SiC MOSFET мають подібну структуру рівня чіпа, за винятком додаткового шару  $p^+$  над колектором у IGBT та додаткової частини діода корпусу у MOSFET SiC та, як видно на рис. 2.1 а, б. Найпопулярніші типи відмов на рівні мікросхеми в IGBT і SiC MOSFET - це порушення деградації оксиду затвора.

Порушення деградації оксиду затвора спричинене високою температурою та великим напруженням електричного поля. Порівняно з IGBT, MOS-транзистори SiC частіше застосовуються з вищою напругою джерела затвора  $V_{gs}$  і більш високою температурою для досягнення нижчого опору в режимі роботи та меншого тепловідводу. Це зробило б оксид воріт більш вразливим .

Порушення деградації оксиду затвора в IGBT і SiC MOSFET збільшує порогову напругу  $V_{th}$  та струм витоку затвора. Більше того, оскільки руйнується оксид затвора, ємність оксиду затвора збільшується, що призводить до збільшення тривалості часу плато Міллера  $t_{gr}$ .

Опір у стані можна розглядати як індикатор руйнування оксиду затвора у SiC MOSFET , але він частіше використовується для виявлення несправностей, пов'язаних з пакетом. У МОП-транзисторі SiC існує діод тіла, утворений областю дрейфу та свердловиною напівпровідника  $p$ -типу. На додаток до деградації оксиду затвора, погіршення діода корпусу SiC MOSFET викликане напругою зміщення прямої напруги через механізм несправності укладання. У цьому випадку прямий струм, що протікає, перекритий цими несправностями. Таким чином, як опір на опорі, так і пряма напруга діода тіла збільшуються. Опір, пряма напруга та струм витоку стоку розглядаються як показники деградації діода корпусу.

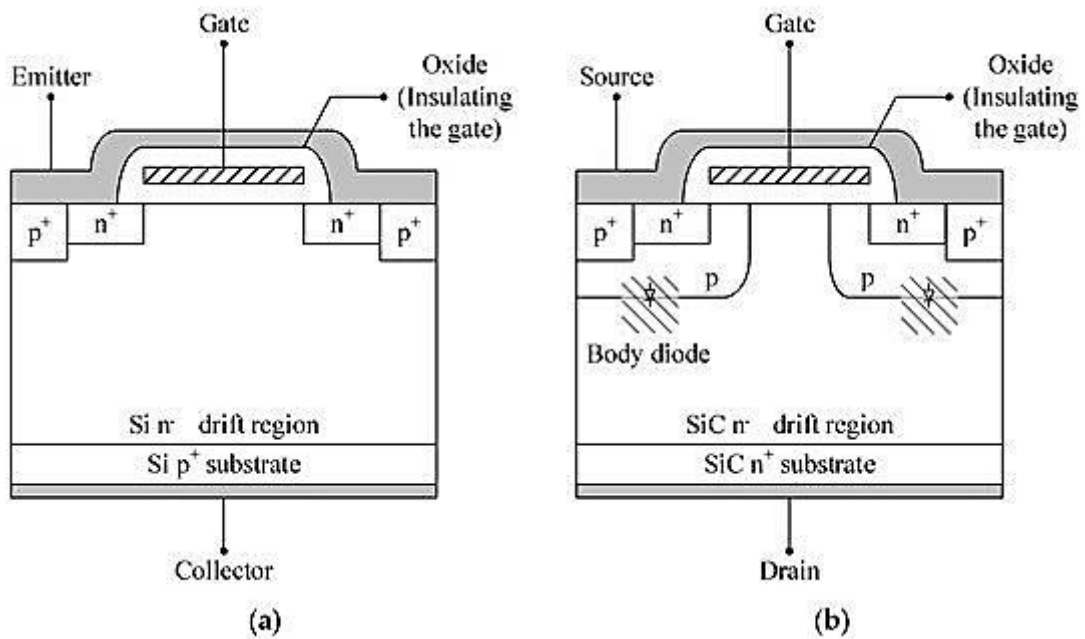


Рис.2.1. (а) поперечний переріз біполярного транзистора із ізольованим затвором (IGBT), (б) поперечний переріз напівпровідникового напівпровідникового транзистора з карбідом кремнію (SiC MOSFET) [6]

Незважаючи на те, що впроваджуються деякі нові технології упаковки, особливо для силових модулів для підвищення надійності, для більшості комерційних МОП-транзисторів IGBT та SiC застосовуються звичайні методи упаковки та скріплення дроту. Рис. 2.1 ілюструє типову структуру рівня пакетів як для IGBT, так і для SiC MOSFET, оскільки вони мають однакову структуру на рівні пакета.

Підкладка з прямим мідним з'єднанням (DCB) припаяна до основи. DCB забезпечує електричну ізоляцію між силовими компонентами та системами охолодження. Крім того, він проводить струм через мідні доріжки, а також забезпечує чудову теплову потужність. Фундаментна плита забезпечує теплову здатність і сприяє розповсюдженню тепла за рахунок збільшення площі контакту до радіатора. IGBT і діодні мікросхеми припаяні до DCB. Кабельні дроти зазвичай використовуються для того, щоб підключити випромінювач мікросхем Si / SiC до підкладки та для підключення підкладки до клем.

Плашка мікросхеми та DCB, а також опорна плита та DCB, як правило, кріпляться припоєм. На рис. 2.2 видно, що модулі IGBT та SiC MOSFET містять різні шари, і кожен шар виготовлений з різних матеріалів, що призводить до різного коефіцієнта теплового розширення (КТР). Комутаційні пристрої виробляють втрати комутації та втрати провідності, а також вони створюють теплові напруження в силовому модулі.

Зміни навантаження перетворювача, періодична комутація пристрою перемикає потужності та зміна температури навколишнього середовища викликають коливання температури в силовому напівпровідниковому модулі. Значне невідповідність КТЕ між дротами зв'язки та стружкою при перепадах температур спричиняє термомеханічне напруження в проводах зв'язку та, нарешті, призводить до відриву або руйнування тріщин зв'язку. Несправності зв'язувального дроту спричиняють збільшення опору з'єднувальних проводів.

Отже, напруга на робочому стані буде збільшуватися, що можна ідентифікувати, щоб вказати на несправності дроту зв'язку (напруга колектора-випромінювача  $V_{ce}$ , увімкнене в модулі IGBT та напруга  $V_{ds}$  джерела стоку у вимкненому стані, в модулі SiC MOSFET ).

Іншим домінуючим механізмом руйнування, який виникає в IGBT та SiC MOSFET, є втома припою. Два шари припою в модулі IGBT та SiC MOSFET, як показано на рисунку 2.2, є кріпленням матриці між матрицею Si або SiC та DCB та кріпленням основи між DCB та базовою пластиною. Коливання температури та невідповідність КТЕ між мікросхемою Si або SiC та матеріалом припою, DCB та матеріалом припою повільно створюють тріщини та порожнечі в шарі припою, що призводить до втоми шару припою.

Порушення шару припою зменшує здатність тепловіддачі, що призводить до підвищеного теплового опору  $R_{th}$ . Таким чином, температура переходу силових пристроїв підвищується. Що стосується руйнування шару припою, тепловий опір з'єднання з корпусом (або тепловий імпеданс) зазвичай використовується як індикатор, що вказує на втому припою в IGBT і SiC MOSFET.

Крім того, опір шару припою і температура з'єднання використовуються для вказівки в томи шару припою в SiC MOSFET та IGBT, відповідно.

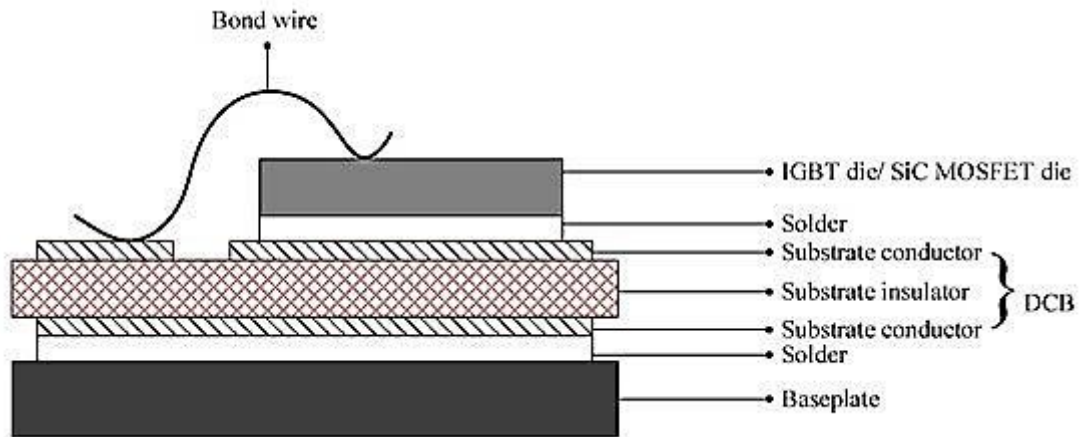


Рис.2.2. Структура рівня пакетів MOSFET IGBT / SiC [7]

Напруга IGBT у режимі роботи є репрезентативним електричним параметром, що вказує на несправності старіння, і це улюблений показник для техніки СМ, який можна розпізнати в різних попередніх дослідженнях на  $V_{ce}$ . Збільшення напруги у стані, як правило, використовують як індикатор для руйнування зв'язку дроту.

Наприклад, критерієм виявлення несправності дротового зв'язку було + 5% 15% і 20% приросту  $V_{ce}$  від початкового значення. З дискусії в, моніторинг  $V_{ce}$  в режимі реального часу є складним завданням, оскільки вимірне значення  $V_{ce}$ , оп може бути переповнене шумом сигналу або порушенням під час перемикання. Крім того, на  $V_{ce}$ , оп впливає температура переходу. Тому вимірювання  $V_{ce}$ , на слід ретельно проводити, оцінюючи вплив окремих компонентів ланцюга, відповідного механізму відмови та температури переходу [8]

Одним з перших онлайн-вимірювань  $V_{ce}$  щодо вимірювань було запропоновано в роботі за допомогою двох діодів, отриманих із типової схеми захисту від ненасичення. Цей підхід може вимірювати  $V_{ce}$  під час роботи перетворювача, але відхилення між двома діодами може призвести до помилки

вимірювання. Отже, ця методика вимагає суворих вимог щодо таких двох діодів, як подібні струми, що протікають, однаковий рівень температури переходу та коефіцієнти температури прямої напруги.

Для забезпечення точних вимірювань слід використовувати діод з низьким зворотним відновленням та високою блокуючою напругою. Для того, щоб вирішити попередню проблему КМ за допомогою  $V_{ce}$ , було запропоновано інтелектуальну схему вимірювання напруги колектор-випромінювач та стратегії СМ залежно від умов роботи перетворювача.

Запропонована схема вимірювання  $V_{ce}$  в реальному часі наведена на рис. 2.3. Наприклад, для вимірювання  $V_{ce}$ , на верхньому IGBT, сток n-канального малого сигналу MOSFET у вимірювальній схемі з'єднаний з колектор верхнього IGBT ( $T_{UH}$ ). Вимірювання  $V_{ce}$ , оп проводиться протягом позитивного  $I_D$  поточного періоду як додатне значення. Вимірювання  $V_{ce}$  для нижчого IGBT також може бути здійснено таким же чином. Запропонований підхід вимірювання  $V_{ce}$  щодо вимірювання проводився як для застосування перетворювача з фіксованим робочим станом, так і для різних робочих умов, враховуючи температурну залежність  $V_{ce}$ , від, що підтвердило доцільність та ефективність запропонованого методу.

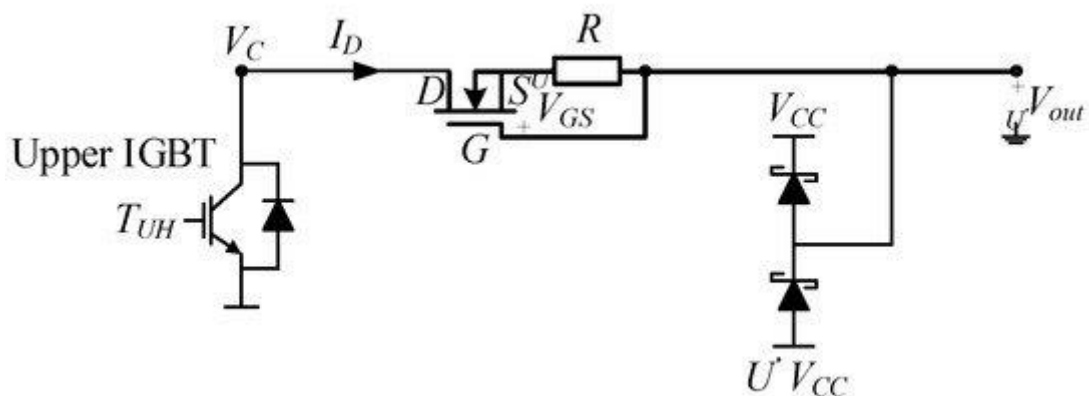


Рис. 2.3. Конфігурація  $V_{ce}$ , на схемі вимірювання для верхнього IGBT з використанням режиму виснаження MOSFET [9]

## 2.2 Розрахунок параметрів IGBT на основі керуючих змінних

Інший розрахунок напруги в режимі реального часу на основі керуючих змінних та температури переходу для модульного багаторівневого перетворювача (ММС) підмодуля (SM) IGBT був запропонований автором [5]. Напруга в режимі роботи IGBT SM в ММС розраховується з опору, що знаходиться в стані, наступним чином:

$$V_{ce,on} = R_{ce} \times I_c + V_{ce0}. \quad (2.1)$$

Кореляція між опором у робочому стані та температурою переходу для нового IGBT зазвичай наводиться в таблиці даних. Для певного старіння у вигляді шару припою стійкість до дії при певній температурі з'єднання можна описати наступним чином:

$$R_{ce,T} = R_{ce,125} + (T_j - 125) \times k_{ce}, \quad (2.2)$$

де  $R_{ce, T}$  - опір робочого стану при певній температурі переходу,

$T_j$  - температура переходу,

$k_{ce}$  - значення нахилу характеристичної кривої  $R_{ce} - T_j$ .

Набори функцій опору, що працює, визначаються шляхом застосування законів напруги Кірхгофа (KVL) в одному плечі ММС для позитивного та негативного напрямків струму незалежно. Отже, напруга включення обчислюється відповідно до матричного формату опору стану.

Запропонований метод вимірювання реалізується неодноразово, і результати постійно обчислюються кожного моменту вибірки. Отже, фільтр Калмана використовується для підвищення точності розрахунку. Ця запропонована методика не вимагає зовнішньої схеми як метод у, але потребує

відносно великих зусиль обчислення в контролері. Крім того, точність результатів у цьому методі сильно залежить від точності вимірювання температури переходу, напруги конденсатора, напруги плечей та струмів плечей. Порівняно з попередніми підходами, цей метод може зменшити витрати та уникнути модифікації системи. Однак це також вимагає побудови більш складної моделі IGBT з урахуванням взаємозв'язку для забезпечення точності вимірювань.

У, запропоновано методику СМ на місці для IGBT, засновану на тривалості плато Міллера під час переходу на включення. Як показано на рис.2.4, конфігурація схеми виявлення тривалості плато Міллера включає чотири основні частини:

- ступінь диференціатора;
- ступінь порівняння;
- ступінь встановлення еталонної напруги;
- ступінь ізоляції.

Сигнал напруги на затворі приймається і диференціюється за допомогою простої RC-мережі. Для порівняння може бути використана фіксована опорна напруга, яка представляє поріг швидкості зростання сигналу напруги затвора.

Крім того, регульована опорна напруга, яка залежить від виходу диференціатора, може бути сформована за допомогою схеми генерації опорної напруги та ділянки напруги R6, R7, R8 для здійснення вимірювання в різних робочих умовах. Порівняння між виходом диференціатора та регульованою опорною напругою використовується для отримання подвійного імпульсного сигналу, який виводить інформацію про тривалість плато Міллера [10]

Каскад ізоляції використовується для ізоляції аналогової схеми та цифрової схеми.

Основні конструктивні вимоги запропонованої вимірювальної схеми можна перерахувати, оскільки постійна часу повинна бути менше 1/10 ширини вхідного сигналу, диференціальна ємність повинна бути меншою, ніж вхідна



ємність випробовуваних приладів (DUT), і опір навантаженню повинен бути достатньо малим для досягнення високої смуги пропускання.

Хоча цей метод можна використовувати, не перериваючи роботу системи, він вимагає точної процедури калібрування, щоб уникнути ефекту зміни робочих точок.

Більше того, практична реалізація цього методу є кращою для IGBT у застосуванні з низькою швидкістю перемикавання, де похибка вимірювання зменшена.

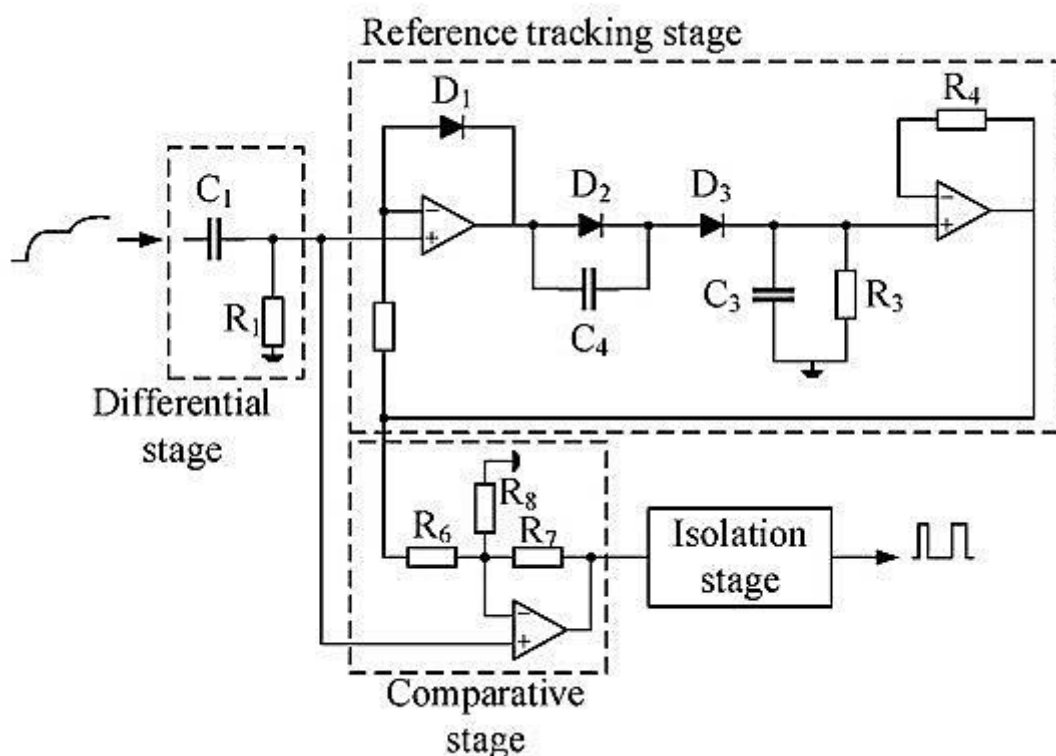


Рис.2.4. Конфігурація схеми вимірювання  $t_{gp}$  [11]

Порогова напруга - це мінімальна напруга  $V_{ge}$ -випромінювача  $V_{ge}$ , необхідна для формування інверсійного шару на межі розділу між областю підкладки та оксидом затвора на MOS-структурі в IGBT.

Цей інверсійний шар утворює провідний канал, який дозволяє струму колектора проходити від колектора до емітера.

Це можна описати як:

$$V_{th} = V_{FB} + 2\psi_B + \frac{\sqrt{4\epsilon_s q N_A \psi_B}}{C_{OX}}, \quad (2.3)$$

де  $V_{FB}$  - напруга в плоскій смузі;

$q$  - елементарний заряд електрона;

$\epsilon_s$  - діелектрична проникність кремнію;

$N_A$  - концентрація легуючого середовища;

$C_{OX}$  - ємність оксиду;

$\psi_B$  - об'ємний потенціал.

### 2.3 Онлайн метод вимірювання для $V_{ge}$

Збільшення  $V_{ge}$ , було виявлено в тестах на надмірне напруження компонентів IGBT. Збільшення  $V_{ge}$ ,  $th$  розглядається як показник деградації оксиду затвора. Попередні дослідження повинні перервати роботу IGBT для використання вимірювань  $V_{ge}$ . Для подолання цієї проблеми був запропонований метод онлайн вимірювання для  $V_{ge}$ , використовуючи зовнішню схему, як показано на рис. 2.5.

$V_{ge}$  отримують із каскаду дільника напруги та підсилювача. Падіння напруги на індуктивності паразитного випромінювача порівнюється з опорною напругою  $V_{ref}$  для фіксації значення напруги в момент ініціювання струму. Захоплене значення використовується для оцінки порогової напруги. Слід зазначити, що на зміну  $V_{ge}$ , впливає температура, тому ефект температури переходу повинен поєднуватися під час вимірювання  $V_{ge}$ .

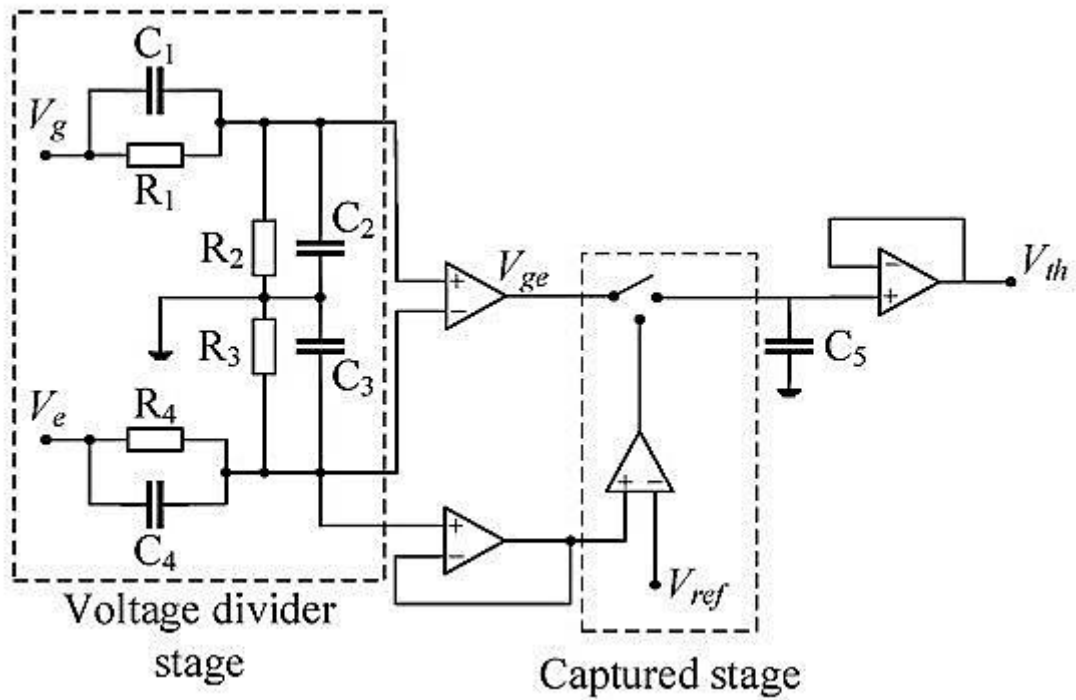


Рис.2.5. Конфігурація  $V_{ge}$  го вимірювального контуру [12]

Температуру переходу під час роботи перетворювача можна використовувати як індикатор для техніки СМ, однак важко виміряти безпосередньо.

Без використання вбудованого датчика в пристрої, щоб уникнути модифікації упаковки або корпусу, температура переходу в методах СМ опосередковано обчислюється за допомогою чутливих до температури електричних параметрів (TSEP).

TSEP можна розділити на два основних типи:

- техніка, заснована на статичних параметрах;
- техніка, що базується на динамічних параметрах.

Співвідношення між  $V_{ce}$ , високим та заданим рівнем струму генерується як функція для оцінки температури переходу за попередньою характеристичною кривою I-V.

Виходячи з цього співвідношення, температуру переходу можна оцінити за вимірним струмом та  $V_{ce}$  наступним чином:

$$T_{j\_est} = SF_{(I)} \times (V_{ce,measured} - V_{ce,B(I)}) + T_B, \quad (2.4)$$

де  $SF(I)$  - коефіцієнт нахилу у залежності від струму;

$V_{ce}$ , вимірний  $V_{ce}$  в режимі реального часу;

$V_{ce,B(I)}$  - базовий  $V_{ce}$  в режимі роботи як функція струму, який може бути обраний серед характеристичних кривих;

$T_B$  - це базова температура, що відповідає базовому  $V_{ce}$  стану.

Завдяки ефекту опору взаємозв'язку, що призводить до зниження  $V_{ce}$ , високі вимірювання. Згодом розрахункова температура переходу  $V_{ce}$ , висока при сильному струмі, менша від реального вимірюваного результату.

Для отримання точної оцінки температури переходу потрібна компенсація. Зміни внутрішнього опору можна описати як (2.5), тоді як компенсацію напруги в стані можна виразити як (2.6):

$$\Delta R_{int} = \alpha \times (T_{j\_est} - T_H) \times RVF, \quad (2.5)$$

$$V_{ce,comp} = \alpha \times (T_{j\_est} - T_H) \times RVF \times I, \quad (2.6)$$

де  $T_H$  - температура радіатора;

$\alpha$  - коефіцієнт масштабування;

$RVF$  - коефіцієнт зміни опору;

$I$  - вихідний струм.

Отже, температуру переходу після компенсації можна розрахувати як:

$$T_{j\_est\_comp} = SF_{(I)} \times (V_{ce,measured} - V_{ce,B(I)} + V_{ce,comp}) + T_B. \quad (2.7)$$

## 2.4 Дослідження параметрів IGBT у режимі дії

На відміну від розрахунку температури переходу з використанням напруги колектор-емітер у режимі дії при сильному струмі, температурний коефіцієнт для слабкого струму від'ємний.

Цей метод є кращим через його простоту та адекватну чутливість, яка становить від -2 до -2,5 мВ ° С для струму, що відчувається на кілька сотень мА. Такий слабкий струм не створює помітного додаткового нагрівання на пристрої, і його можна застосовувати безперервно, коли IGBT перебуває в режимі роботи.

Еквівалентний послідовний опір як конденсатора випромінювача затвора, так і конденсатора колектора затвора як  $R_{g, int}$  для формування RLC драйвера затвора, не порушуючи роботу перетворювача, як показано на рис.2.6.

Під час затримки включення, як  $C_{ge}$ , так і  $C_{gc}$  є постійними до того, як напруга затвора дорівнює пороговій напрузі  $V_{th}$ . Струм затвора  $I_g$  може бути використаний як ступінчаста реакція мережі RLC, а індуктор паразитного затвора повинен задовольняти  $R^2 > 4L / C$ . Згодом мережа RLC перезатухає, і струм затвора  $I_g$  може бути апроксимований.

$$I_g = \frac{V}{R} e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2.8)$$

За допомогою схеми детектора піків, як показано на рис. 2.6, він може контролювати піковий струм затвора, вимірюючи пікове значення напруги на зовнішньому резисторі затвора

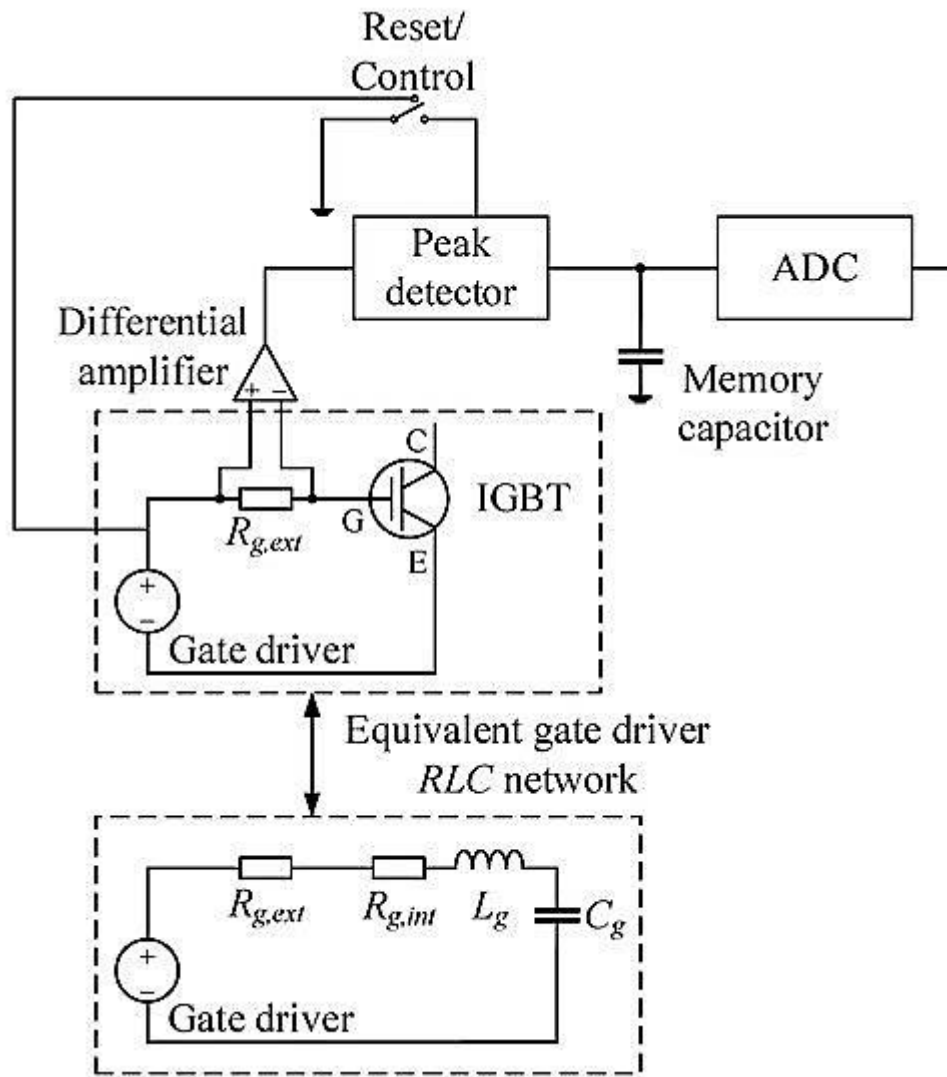


Рис.2.6. Конфігурація оцінки температури переходу з використанням внутрішнього опору [13]

Отже, опір внутрішнього затвора можна розрахувати як:

$$R_{g,int} = \frac{V_{g,pos} - V_{g,neg}}{V_{peakdetector} / R_{g,ext}} - R_{g,ext}. \quad (2.9)$$

Співвідношення між струмом короткого замикання та температурою є негативним коефіцієнтом. Байпасний IGBT підключений паралельно додатковому IGBT і активний лише тоді, коли тестований вимикач знаходиться

в вимкненому стані, щоб створити умови короткого замикання. Амплітуда струму короткого замикання приблизно лінійна, з температурою переходу з адекватною чутливістю до температури  $0,35 \text{ A} / ^\circ \text{C}$ .

Хоча тривалість часу короткого замикання невелика, повторюване коротке замикання може мати сукупний ефект погіршення стану приладу, що слід враховувати, якщо струм короткого замикання приймається для вимірювання температури в режимі онлайн.

Як було зазначено раніше, пороговою напругою є напруга випромінювача затвора, коли пристрій починає включатися. Проводячи офлайн-калібрувальний експеримент за різних температур та напруг на шині, визначається негативна залежність між  $V_{ge}$  та температурою та позитивна залежність між  $V_{ge}$  та напругою на шині.

Отже, модель, яка представляє точну кореляцію між  $t_{don}$ ,  $T_j$  і  $V_{ge}$ , може бути описана наступним чином:

$$T_j = 1.24V_{ge} + 132.84t_{don} - 23969.7. \quad (2.10)$$

Отримана модель може допомогти виміряти температуру переходу, не перериваючи регулярну роботу IGBT. Крім того, ця модель відхиляє вплив напруги шини і вимагає лише вимірювання сигналу напруги,  $V_{ge}$ . Отже, схему вимірювання легко реалізувати, і неважко підтвердити точність [14]

Напругу плато Міллера можна розрахувати згідно формули (2.11), використовуючи порогову напругу  $V_{th}$  і коефіцієнт посилення провідності  $K_n$ , на обидва з яких може впливати температура переходу:

$$V_{gp} = \sqrt{\frac{I_{ce}}{K_n}} + V_{th}. \quad (2.11)$$

Однак температуру переходу неможливо безпосередньо оцінити на основі напруги плато Міллера, розрахованої в формулі (2.11). Через внутрішній опір затвора, який розміщений всередині силового напівпровідника, напруга затвора недосяжна [15]

Для подолання цієї проблеми можна виміряти напругу плато Міллера для оцінки температури переходу. Вимірювана напруга плато Міллера може бути представлена як функція напруги плато Міллера, напруги водія затвора та внутрішнього та зовнішнього опору затвора:

$$V_{m,gp} = V_{gp} + \Delta V \quad (2.12)$$

$$\Delta V = (V_d - V_{gp}) \times \frac{R_{g,int}}{R_{g,int} + R_{g,ext}} \quad (2.13)$$

Отже, температуру переходу можна оцінити за допомогою таблиці пошуку на основі вимірюваної напруги плато Міллера та струму приладу Ісе.

На динамічні TSEP можуть впливати напруга шини або струм навантаження. Час затримки включення обчислюється як час між піднімаючимся краєм напруги випромінювача затвора та піднімаючим краєм струму колектора, або часом, коли напруга затвора досягає порогової напруги .

Був визначений час затримки включення, який підходить для використання як TSEP. Результати показали, що час затримки включення має чудову лінійність із температурою.

Однак через вплив напруги шини вимірювання можна проводити лише тоді, коли напруга шини підтримується постійною. Для того, щоб подолати цю проблему, потрібно використовувати як час затримки включення, так і максимальну швидкість збільшення струму колектора для розрахунку температури переходу, усуває вплив напруги шини [16]



Співвідношення між температурою спаю та часом затримки включення можна описати як:

$$T_j = \frac{1}{|a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}|} \times [(a_{22} \times t_{don} - a_{12} \times V_{eE\_max}) + (a_{22} \times b_1 + a_{12} \times b_2)], \quad (2.14)$$

де  $a$  і  $b$  - постійні коефіцієнти після процесу калібрування;

а  $V_{eE\_max}$  - максимальна напруга, яка перетинає паразитний індуктор  $L_eE$ .

На додаток до часу затримки включення, часу затримки вимкнення, який визначається з моменту часу, коли напруга випромінювача затвора падає до максимального значення 90%, до моменту часу, коли напруга колектор-випромінювач підвищується до 90% вартість поза державою.

У роботі [9] булї запропонована просте схемі вимірювання, що включає:

- частину збору струму та напруги;
- еталонну частину напруги;
- дільник напруги;
- частину обробки сигналу;
- схемі ізоляції та контролер DSP, щоб оцінити температуру переходу на основі часу затримки вимкнення як показано на рис. 2.7

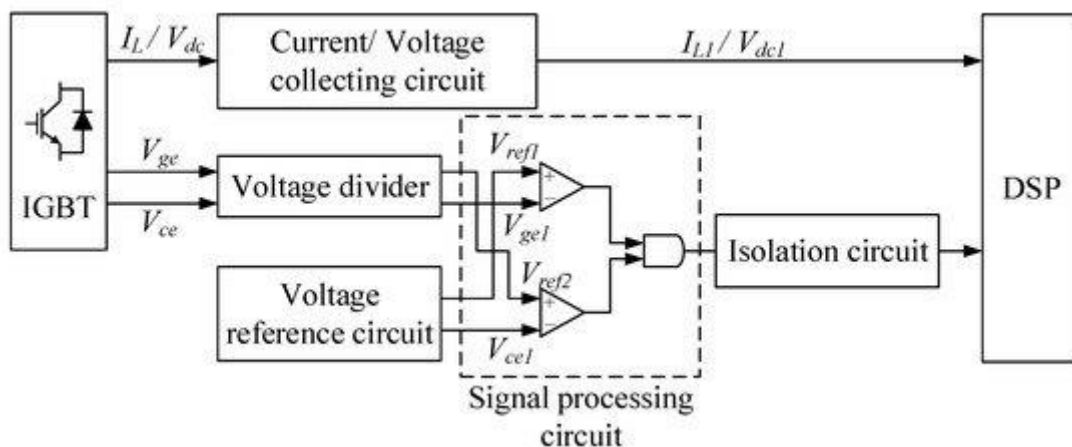


Рис. 2.7. Схема оцінки температури переходу за допомогою схеми часу затримки вимикання [17]

## РОЗДІЛ 3

### ВИКОРИСТАННЯ СИЛОВИХ КЛЮЧІВ IGBT

#### 3.1 Модулі IGBT

Портфель модулів IGBT від напівпровідників ON може бути використаний для автомобільного застосування в тягових інверторах та для каскадів постійного та постійного струму сонячних інверторів, систем накопичення енергії, джерел безперебійного живлення (ДБЖ) та двигунів. Ці найсучасніші модулі IGBT використовують нову технологію IGBT вузького рівня, забезпечуючи високу щільність струму та надійний захист від короткого замикання, а також вищу напругу блокування для досягнення видатних характеристик. На рис.3.1 зображено приклад модуля IGBT.



Рис.3.1. Модуль IGBT (IGBT та діоди вільного ходу) з номінальним струмом 1200 А та максимальною напругою 3300 В [18]

ON Semiconductor також пропонує сімейство високоінтегрованих силових модулів VE-Trac Direct зі стандартними галузевими розмірами для гібридного та електричного транспортного засобу (HEV). ON Semiconductor останнього покоління IGBT і діодів включені у продукти VE-Trac.

У продуктах VE-Trac 750 V використовується новітнє 4-те покоління IGBT від ON Semiconductor. Ці модулі інтегрують IGBT-модулі Field Stop 4 (FS4) у конфігурацію з шести пакетів, що демонструє низькі втрати потужності при менших навантаженнях, що допомагає поліпшити загальну ефективність системи в автомобільних додатках. На рис.3.2 зображено приклад модуля IGBT

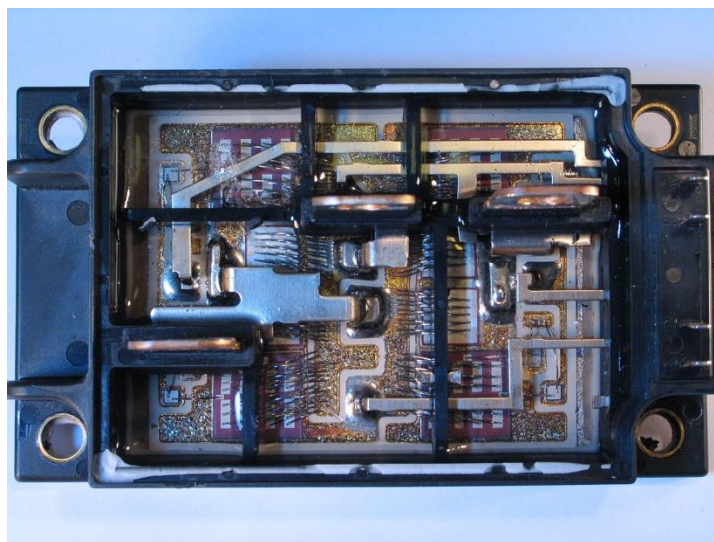


Рис. 3.2. Відкритий модуль IGBT з чотирма IGBT (половина Н-моста), розрахований на 400 А 600 В[19]

Модулі IGBT для максимальної продуктивності. SEMIKRON пропонує модулі IGBT в пакетах SEMITRANS, SEMiX, SKiM, MiniSKiiP та SEMITOP в різних топологіях, номіналах струму та напрузі. Від 4А до 1400А, з класами напруги від 600В до 1700В, модулі IGBT використовуються в різних додатках. Вони оснащені ключовими технологіями, такими як спікання та пружинні або притискні контакти для швидкого та простого монтажу [20]

Доступні топології включають СІВ (гальмо інверторного перетворювача), напівмост, Н-міст, шість пакетів, 3-рівневий та багато іншого, що охоплює кожен область застосування. Маючи найновіші мікросхеми IGBT у поєднанні з діодною технологією CAL SEMIKRON. Останнє IGBT покоління 7 тепер також доступне в силових модулях SEMIKRON. Він забезпечує вищу щільність

потужності та забезпечує новий орієнтир, особливо в моторних приводах та на сонячних батареях. На рис.3.3 зображено приклад модуля IGBT

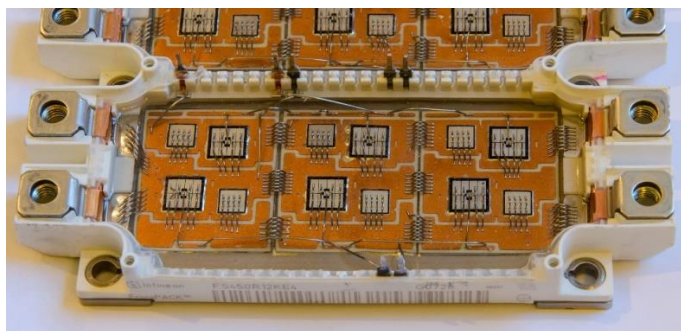


Рис.3.3. Модуль Infineon IGBT розрахований на 450 А 1200 В [21]

Microsemi пропонує повний спектр силових модулів IGBT з різною генерацією траншеї та полів, що пропонує оптимізовану ефективність перемикачів та втрат провідності. Номери деталей силового модуля чітко ідентифікують тип використовуваного IGBT. Сімейство IGBT New Trench5 доповнює пропозицію продукту модуля живлення IGBT від Microsemi і є ідеальною частиною заміни для IGBT-пристроїв NPT. На рис.3.4,3.5 зображено приклад модуля IGBT.



Рис.3.4. Невеликий модуль IGBT, номінальна напруга до 30 А, до 900 В [22]

Дискретні та модульні вироби Microsemi SiC можна розглядати як альтернативні рішення для застосувань, що вимагають частоти комутації вище 20 кГц. В табл. 3.1 наведено переваги та недоліки модулів Microsemi IGBT.

Таблиця 3.1. Переваги модулів Microsemi IGBT

Особливість	Перевага
Більша щільність потужності	Зменшення розміру та витрат
Ізольована та провідна підкладка	Відмінне управління теплом
Внутрішня проводка	Менше зовнішнього обладнання
Мінімальний паразитичний	Вища продуктивність та ефективність
Мінімальні вихідні з'єднання	Скорочений час складання
Змішувати та поєднувати компоненти	Оптимізовані втрати
Повністю розроблені рішення	Просте оновлення
	менше деталей
	Короткий час на ринок
	Захист ІВ
Поліпшення цілої системи	Менший розмір
	Вища надійність
	Більш висока ефективність
	Менша вартість

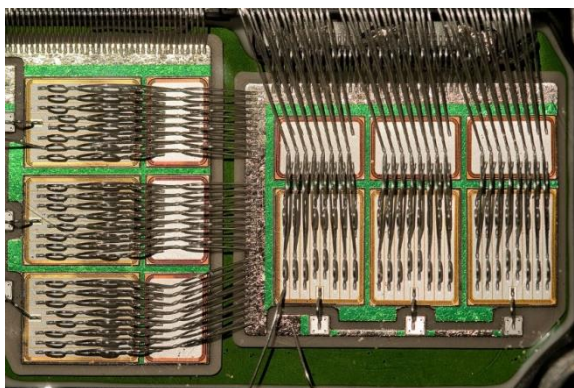


Рис.3.5. Детальна інформація про внутрішню частину модуля IGBT Mitsubishi Electric CM600DU-24NFH, розрахованого на 600 А 1200 В, що показує плашки IGBT та діоди вільного ходу [23]

### 3.2 Застосування IGBT

Основне застосування IGBT - це інвертори, імпульсні регулятори струму, частотно-регульовані приводи.

Широке застосування IGBT знайшли в джерелах зварювального струму, в управлінні силовим електроприводом, в тому числі на міському електричному транспорті. Застосування IGBT -модулів в системах управління тяговими двигунами дозволяє (у порівнянні з тиристорними пристроями) забезпечити високий ККД, високу плавність ходу машини і можливість застосування рекуперативного гальмування практично на будь-якій швидкості [24]

IGBT застосовують при роботі з високими напругами (більше 1000 В), високою температурою (понад 100 ° С) і високою вихідною потужністю (більш 5 кВт). IGBT використовуються в схемах керування двигунами (при робочій частоті менше 20 кГц), джерелах безперебійного живлення (з постійним навантаженням і низькою частотою) і зварювальних апаратах (де потрібен великий струм і низька частота - до 50 кГц).

IGBT і МОН займають діапазон середніх потужностей і частот, частково «перекриваючи» один одного. У загальному випадку, для високочастотних низьковольтних каскадів найбільш підходять МОН, а для високовольтних потужних - IGBT.

У деяких випадках IGBT і МОН повністю взаємозамінні, цоколювка приладів і характеристики керуючих сигналів обох пристроїв зазвичай однакові. IGBT і МОН вимагають 12-15 В для повного включення і не потребують негативної напруги для виключення.

Але «керований напругою» не означає, що схемі керування не потрібно джерело струму. Затвор IGBT або МОН для керуючої схеми є конденсатором з величиною ємності, що досягає тисяч пікофарад (для потужних пристроїв). Драйвер затвора повинен бути здатним швидко заряджати і розряджати цю ємність, щоб гарантувати швидке перемикання транзистора [25]

## ВИСНОВКИ

Біполярний транзистор із ізольованими затворами (IGBT) - це тритермінальний силовий напівпровідниковий пристрій, який в основному використовується як електронний комутатор, який, як він був розроблений, поєднував високу ефективність та швидке перемикання. Складається з чотирьох змінних шарів (P – N – P – N), які контролюються затворною структурою метал – оксид – напівпровідник (MOS).

IGBT характеризується значно меншим падінням прямої напруги порівняно із звичайним MOSFET у пристроях з вищою номінальною напругою блокування, хоча MOSFETS демонструють значно нижчу пряму напругу при менших щільностях струму через відсутність діода  $V_f$  у вихідному ВІТ IGBT.

Схеми з IGBT можуть бути розроблені та змодельовані за допомогою різних схем, що імітують комп'ютерні програми, такі як SPICE, Sabre та інші програми.

Основне застосування IGBT - це інвертори, імпульсні регулятори струму, частотно-регульовані приводи.

Портфель модулів IGBT від напівпровідників ON може бути використаний для автомобільного застосування в тягових інверторах та для каскадів постійного та постійного струму сонячних інверторів, систем накопичення енергії, джерел безперебійного живлення (ДБЖ) та двигунів.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

Література:

1. M. Ciappa, W. Fichtner, Lifetime prediction of IGBT modules for traction applications, Reliability Physics Symposium, 2000. Proceedings. 2000 IEEE International 2000, pp. 210–216.
2. T.Y. Hung, S.Y. Chiang, C.J. Huang, et al., Thermal-mechanical behavior of the bonding wire for a power module subjected to the power cycling test, Microelectron. Reliab. 51 (9–11) (2011) 1819–1823.
3. Z. Sarkany, A. Vass-Varnai, M. Rencz, Effect of power cycling parameters on predicted IGBT lifetime, Aerospace Conference. IEEE, 2015 2015, pp. 1–8.
4. P. Rajaguru, H. Lu, C. Bailey, Sintered silver finite element modelling and reliability based design optimisation in power electronic module, Microelectron. Reliab. 55 (6) (2015) 919–930.
5. H. Zeller, High power components from the state-of-the-art to future trends, Proceedings of the International Power Conversion Conference 1998, Intertec International, Inc. 1998, pp. 7–16.
6. C. Busca, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, et al., An overview of the reliability prediction related aspects of high power IGBTs in wind power applications, Microelectron. Reliab. 51 (9–11) (2011) 1903–1907.
7. A.A. Hasmasan, C. Busca, R. Teodorescu, et al., Electro-thermo-mechanical analysis of high power press-pack IGBTs under non-ideal mechanical clamping conditions, IEEJ J. Ind. Appl. 3 (3) (2014) 192–197.
8. O.S. Senturk, L. Helle, S. Munk-Nielsen, et al., Power capability investigation based on electrothermal models of press-pack IGBT three-level NPC and ANPC VSCs for multimegawatt wind turbines, IEEE Trans. Power Electron. 27 (7) (2012) 3195–3206.
9. F. Wakeman, D. Hemmings, W. Findlay, G. Lockwood, Pressure contact IGBT, testing for reliability, PCIM. 2000 2000, pp. 114–118.
10. T. Fuji, K. Yoshikawa, K. Matsubara, New 4.5 kV high power flat-packaged IGBTs, Fuji Electric Rev. 47 (2) (2000) 50–53



11. S. Eicher, StakPak: a 4.5 kV Press-Pack IGBT with extremely rugged SPT Chips, Induslly Applications Conference, 2004. 39th LAS Annual Meeting. Conference Record of the IEEE, 3, 2004, pp. 1534–1539.
12. M. Ciappa, Selected failure mechanisms of modern power modules [J], *Microelectron. Reliab.* 42 (2002) 653–667.
13. J. Lutz, T. Herrmann, M. Feller, et al., Power cycling induced failure mechanisms in the viewpoint of rough temperature environment, *Integrated Power Systems (CIPS), 2008 5th International Conference on. VDE 2008*, pp. 1–4.
14. M. Berkani, S. Lefebvre, Z. Khatir, et al., Investigations on ageing of IGBT transistors under repetitive short-circuits operations, *International Conference & Exhibition on Power Electronics/Intelligent Motion/Power Quality, 2009 2009*, pp. 237–242.
15. Nishimura, T.; Ikeda, Y.; Hokazono, H.; Mochizuki, E.; Takahashi, Y. Improving reliability of IGBT surface electrode for 200 °C operation. In *Proceedings of the International Power Electronics Conference, Hiroshima, Japan, 18–21 May 2014*; pp. 2870–2873.
16. Luo, H.; Li, W.; Iannuzzo, F.; He, X.; Blaabjerg, F. Enabling junction temperature estimation via collector-side thermo-sensitive electrical parameters through emitter stray inductance in high-power IGBT modules. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2018, 65, 4724–4738.
17. Geissmann, S.; De Michielis, L.; Corvasce, Ch.; Rahimo, M.; Andenna, M. Extraction of dynamic avalanche during IGBT turn off. *Microelectron. Reliab.* 2017, 76–77, 495–499.
18. Halick, M.S.M.; Kandasamy, K.; Jet, T.K.; Sundarajan, P. Online computation of IGBT on-state resistance for off-shelf three-phase two-level power converter systems. *Microelectron. Reliab.* 2016, 64, 379–386.
19. B ,eczkowski, S.; Ghimre, P.; Vega, A.R.; Munk-Nielsen, S.; Rannestad, B.; Thøgersen, P. Online V<sub>ce</sub> measurement method for wear-out monitoring of high power IGBT modules. In *Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications, Lille, France, 2–6 September 2013*; pp. 1–7.

20. Baker, N.; Dupont, L.; Munknielsen, S.; Iannuzzo, F.; Liserre, M. IR Camera validation of IGBT junction temperature measurement via peak gate current. *IEEE Trans. Power Electron.* 2017, 32, 3099–3111.

21. Das, S.C.; Narayanan, G.; Tiwari, A. Experimental study on the influence of junction temperature on the relationship between IGBT switching energy loss and device current. *Microelectron. Reliab.* 2018, 80, 134–143.

22. Ku, T.; Lin, C.; Chen, C.; Hsu, C.; Hsieh, W.; Hsieh, S. Coordination of PV inverters to mitigate voltage violation for load transfer between distribution feeders with high penetration of PV installation. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 2016, 52, 1167–1174.

23. Bruckner, T.; Bernet, S. Estimation and measurement of junction temperatures in a three-level voltage source converter. *IEEE Trans. Power Electron.* 2007, 22, 3–12.

24. Luo, H.; Chen, Y.; Sun, P.; Li, W.; He, X. Junction temperature extraction approach with turn-off delay time for high-voltage high-power IGBT modules. *IEEE Trans. Power Electron.* 2016, 31, 5122–5132.

25. Wang, B.; Zhou, L.; Zhang, Y.; Wang, K.; Du, X.; Sun, P. Active junction temperature control of IGBT based on adjusting the turn-off trajectory. *IEEE Trans. Power Electron.* 2017, 33, 5811–5823.