

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Запорізький національний технічний університет

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ
до практичних занять, самостійної роботи
та підготовки до модульного контролю
з дисципліни
“СИЛОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ”
для студентів спеціальності студентів спеціальності
153 –“Мікро- та наносистемна техніка ”
денної і заочної форм навчання

Методичні вказівки до практичних занять, самостійної роботи та підготовки до модульного контролю з дисципліни “Силові напівпровідникові прилади” для студентів спеціальності 153 – “Мікро- та наносистемна техніка” денної і заочної форм навчання /Укл.: О.В. Василенко. – Запоріжжя: ЗНТУ, 2019. – 54 с.

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

Рецензент: А.В. Коротун, доц., канд. фіз.-мат. наук

Відповідальний за випуск: А.В. Коротун, доц., канд. фіз.-мат. наук

Затверджено
на засіданні кафедри
“Мікро- та наноелектроніка“
Протокол №8
від “ 20 “ травня 2019 р.

Рекомендовано до видання
НМК ФРЕТ
Протокол №9
від “ 23 “ травня 2019 р.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	4
1 ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №1 «ПРИЛАДИ В ПРИБОРАХ СИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ».....	5
1.1 Пристрої електроніки.....	5
1.2 Класифікація та тенденції розвитку СНП.....	6
1.3 Захисні ланцюги	8
1.4 Розподіл СНП по діапазонам частот і потужності.....	11
1.5 Контрольні запитання	12
2 ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №2 «ДІОДИ».....	13
2.1 Класифікація діодів	13
2.2 Параметри діодів.....	14
2.3 Визначення значень порогової напруги та динамічного опору напівпровідникового приладу.....	16
2.4 Контрольні запитання	17
3 ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №3 «ТИРИСТОРИ».....	18
3.1 Параметри тиристорів.....	19
3.2 Комутовані тиристори.....	20
3.3 Розрахунок мостової схеми трифазного випрямляча	21
3.4 Контрольні запитання.....	24
4 ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №4 «ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ».....	25
4.1 Розрахунок МОНТ (MOS FET) при роботі на індуктивне навантаження.....	25
4.2 Контрольні запитання.....	32
5 ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №5 «ПІДБІР IGBT ПО ПАРАМЕТРАХ».....	33
5.1 Параметри IGBT.....	33
5.2 Підбір IGBT для перетворювача частоти.....	34
5.3 Силові інтелектуальні модулі (IPM).....	41
5.4 Контрольні запитання.....	44
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	45
Додаток А Сторінка довідкових даних для випрямного діоду.....	46
Додаток Б Елементи сторінок довідкових даних для IGCT.....	47
Додаток В Сторінка довідкових даних для MOS FET.....	48
Додаток Д Сторінка даних для IPM фірми SEMIKRON.....	49
Додаток Е Сторінка даних для IPM фірми IRF	50

ВСТУП

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

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

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 силової електроніки. Задачею курсу є освоєння принципів вибору оптимального приладу для пристроїв силової електроніки.

У результаті вивчення навчальної дисципліни студенти повинні **знати:**

- ❖ класифікацію, особливості структур і режимів СНП;
- ❖ принципи дії та області використання СНП;
- ❖ конструкції СНП та модулів ІРМ;
- ❖ схеми захисту та принципи вибору охолоджувачів;
- ❖ тенденцію розвитку силової електроніки.

вміти:

- ❖ визначати необхідний тип напівпровідникового приладу, схеми захисту та охолоджувача для перетворювача;
- ❖ виконувати необхідні для оптимального проектування розрахунки пристроїв силової електроніки;
- ❖ моделювати пристрої силової електроніки;

У методичних вказівках використовуються такі визначення [3].

СНП – 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).

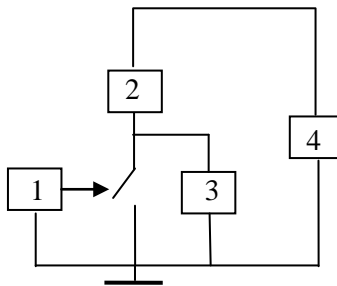
1 ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №1 «ПРИЛАДИ В ПРИСТРОЯХ СИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ»

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 (рисунк 1.1).



- 1 – драйвер (система керування, або попередній каскад);
 2 – навантаження (наприклад, якірний ланцюг двигуна);
 3 – снаббер/демпер - 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

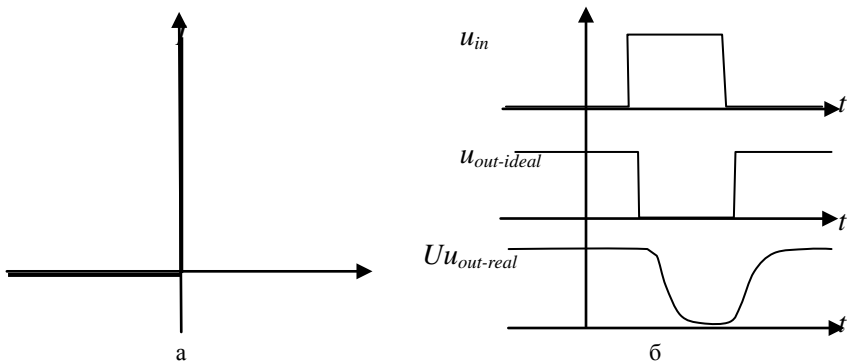
Потужні перетворювачі використовують такі СНП:

– *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/FSOA – Forward Safe Operating Area) (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).

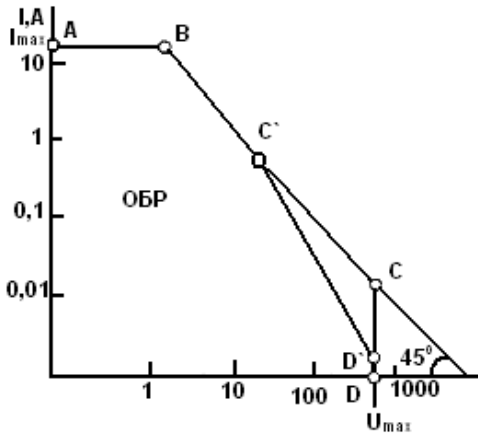


Рисунок 1.3 – ОБР (FSOA) напівпровідникового приладу в логарифмічному масштабі

Горизонтальний відрізок АВ визначає значення максимально допустимого вихідного струму приладу I_{max} . Вертикальний відрізок CD визначає значення максимально допустимої вихідної напруги U_{max} .

Відрізок ВС характеризує обмеження за потужністю: тобто температура структури приладу не має перевищувати максимально допустимого значення T_{jmax} .

Дослідження траєкторій перемикання силових ключів

із RC RL навантаженням (руху робочої точки/Operation Point по навантажувальній кривій) проводиться в лабораторній роботі №3.

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 Захисні ланцюги

Для запобігання виходу робочої точки (Operation Point) за межі ОБР/FSOA використовують захисні ланцюги, які ще називають формувачами траєкторій перемикавання, снабберами або демпферами.

При розробці силових імпульсних перетворювачів (особливо потужних пристроїв топології push-pull і forward, де перемикавання відбувається в жорстких режимах), необхідно подбати про захист силових ключів від пробую по напрузі. Незважаючи на те, що в документації на MOSFET вказано максимальну напругу між стоком і витоком в 450, 600 або навіть в 1200 вольт, одного випадкового високовольтного імпульсу на стоці може виявитися досить для виходу дорогого (навіть і високовольтного) ключа з ладу. Інші елементи схеми, включаючи драйвер, також можуть потрапити під удар.

Традиційно для імпульсних перетворювачів, в ланцюг стоку транзистора включена індуктивність первинної обмотки трансформатора або дроселя. І при різкому замиканні транзистора в умовах, коли комутований струм ще не знизився до безпечної величини, відповідно до закону електромагнітної індукції на обмотці виникне висока напруга, пропорційна індуктивності обмотки і швидкості переходу транзистора з провідного стану в замкнений. Якщо фронт при цьому досить крутий, а загальна індуктивність обмотки в ланцюзі стоку транзистора істотна, то висока швидкість наростання напруги між стоком і витоком породить перенапруги. Щоб цю швидкість росту напруги знизити і полегшити тепловий режим замикання транзистора - між стоком і витоком ключа для захисту ставлять RCD-снаббер.

RCD-снаббер працює наступним чином. У момент замикання транзистора струм первинної обмотки, в силу того що в ній є індуктивності, не може миттєво знизитися до нуля. Заряд, під дією високої ЕРС, спрямовується через діод D в конденсатор C снабберного ланцюга, заряджаючи його, а транзистор при цьому закривається в м'якому режимі. Коли транзистор знову почне відкриватися, конденсатор снаббера почне розряджатися, але вже не через транзистор, а через снабберний резистор R (рис.1.4). Оскільки опір снабберного резистора в кілька разів більше опору переходу стік-витік, то основна частина збереженої в конденсаторі енергії виділиться саме на резисторі, а не на транзисторі. Таким чином RCD-снаббер поглинає і розсіює енергію паразитного високовольтного

викиду з індуктивності.

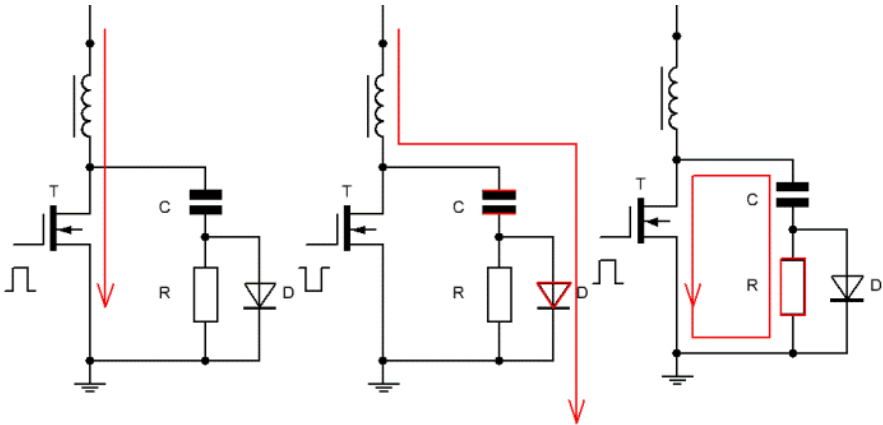


Рисунок 1.4 – Струм в комутаційних процесах ключа на MOSFET із снаббером

Розрахунок снабберного ланцюга здійснюється за формулою рис.1.5, де P - потужність, що розсіюється на резисторі снаббера; C - ємність конденсатора снаббера; t - час замикання транзистора, за який конденсатор снаббера заряджається; U - максимальна напруга, до якого зарядиться конденсатор снаббера; I - струм через транзистор до його закриття; f - частота перемикання транзистора (скільки разів в секунду буде спрацьовувати снаббер).

Щоб розрахувати номінали елементів захисного снаббера, для початку задаються часом, за яке транзистор в даній схемі переходить з провідного стану в закритий. За цей час конденсатор снаббера повинен встигнути зарядитися через діод. Тут враховується середній струм силової обмотки, від якого належить захищатися. А напруга живлення обмотки перетворювача дозволить обрати конденсатор з відповідною максимальною напругою.

Далі необхідно обчислити потужність, яка повинна буде розсіюватися на резисторі снаббера, і вже після цього підібрати конкретний номінал резистора, виходячи з тимчасових параметрів отриманого RC-ланцюга. При тому опір резистора не повинен бути занадто малим, щоб, коли при замиканні ключа конденсатор почне розряджатися через нього, імпульс максимального розрядного струму разом з робочим струмом не перевищили б критичну для транзистора

величину. Не повинний цей опір бути і занадто великим, щоб конденсатор все ж встиг розрядитися, поки транзистор відпрацьовує позитивну частину робочого періоду.

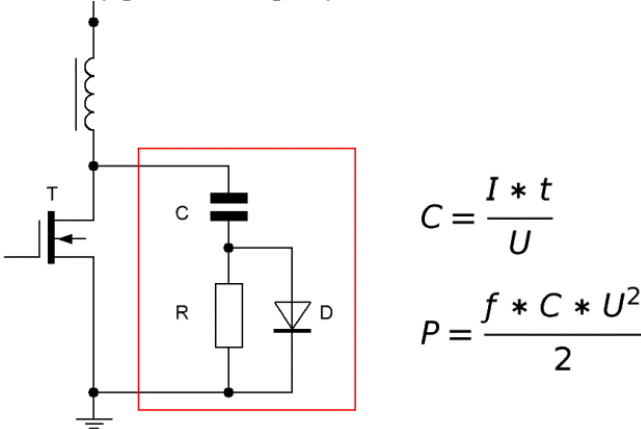


Рисунок 1.5 – RCD-снаббер та формули для його розрахунку

Розглянемо приклад. Мережевий двотактний інвертор (амплітуда напруги живлення 310 вольт) споживає потужність 2 кВт працює на частоті 40 кГц, причому максимальна напруга між стоком і витоком для його ключів становить 600 вольт. Необхідно розрахувати RCD-снаббер для цих транзисторів. Нехай час замикання транзистора в схемі становить 120 нс.

Середній струм обмотки $2000/310 = 6,45$ А. Нехай напруга на ключі не перевищить 400 вольт. Тоді $C = 6,45$ (А) * 120 (нс) / 400 (В) = 1,935 (нФ). Виберемо плівковий конденсатор ємністю 2,2 нФ на 630 вольт. Потужність, що поглинається і розсіюється кожним снаббером за 40000 періодів складе $P = 40000 * 22$ (нФ) * 400 * 400 (В) / 2 = 7,04 W.

Припустимо, мінімальна шпаруватість імпульсу на кожному з двох транзисторів становить 30%. Значить, мінімальний час відкритого стану кожного транзистора дорівнюватиме $0,3 / 80000 = 3,75$ мкс, з урахуванням фронту прийемо 3,65 мкс. Прийемо 5% цього часу за $3 * RC$, і нехай за цей час конденсатор встигне майже повністю розрядитися. Тоді $3 * RC = 0,05 * 3,65$ (мкс). Звідси (підставимо $C = 2.2$ нФ) отримаємо $R = 27,65$ Ом.

Встановимо по два п'ятиватних резистора по 56 Ом паралельно

в кожен снаббер перетворювача, і вийде 28 Ом для кожного снаббера. Імпульсний струм від спрацювання снаббера при розряді конденсатора через опір складе $400/28 = 14,28$ А - це струм в імпульсі, який пройде через транзистор на початку кожного періоду. Згідно з документацією на більшість популярних силових транзисторів, максимально допустимий імпульсний струм для них перевершує максимальний середній струм мінімум в 4 рази.

Що стосується діода, то в схему RCD-снаббера ставитися імпульсний діод на таку ж максимальну напругу як у транзистора, і здатний в імпульсі витримувати максимальний струм, що протікає через первинний ланцюг даного перетворювача.

1.4 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 1.6 показано розподіл СНП по діапазнам частот і потужності.

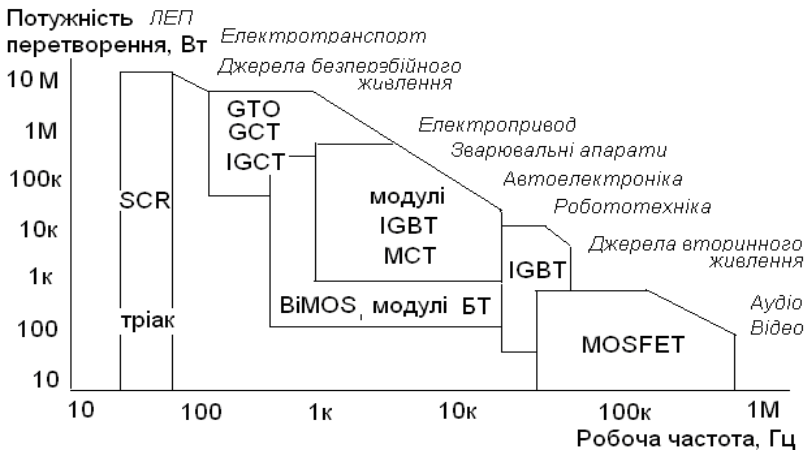


Рисунок 1.6 – Розподіл СНП по діапазнам частот і потужності

1.5 Контрольні запитання

- 1 Класифікація та напрями розвитку СНП.
- 2 Етапи розвитку елементної бази силової електроніки.
- 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 Чим відрізняються ОБР для біполярних та польових приладів.
- 8 Що таке траєкторії перемикання та робоча точка.
- 9 Траєкторії перемикання при різних видах навантаження.
- 10 Структура ключа на СНП.
- 11 Основні пристрої, де використовують СНП.
- 12 Дайте визначення: прилад, пристрій, параметр, характеристика.
- 13 Що є критерієм визначення напівпровідникового приладу як силового?
- 14 Способи захисту ключових приладів.
- 15 Розрахунок снабберного ланцюгу.

2 ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №2 «ДІОДИ»

2.1 Класифікація діодів

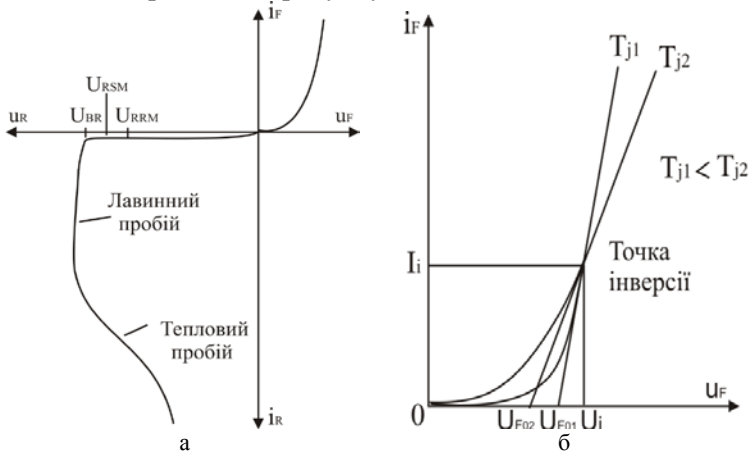
Найбільш поширеними силовими діодами є такі види: випрямні діоди (rectifier diodes), лавинні випрямні діоди (avalanche diodes), імпульсні діоди (fast recovery diodes).

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 запірних 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 діоду

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 пробую 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.

2.2 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 інтегралу 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 розсіюваної 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 (стіко встановленому) режимі;

– R_{thjC} – 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 RC–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.

2.3 Визначення значень порогової напруги та динамічного опору напівпровідникового приладу

Якщо у довідникових даних (data sheets) напівпровідникового приладу не наведено значень порогової напруги (V_0) та динамічного опору (r) у відкритому стані при максимально допустимій температурі структури, але наведена пряма вольт–амперна характеристика приладу у графічному вигляді, то їх значення можна визначити наступним чином.

На осі ординат ВАХ визначаємо два струми: $I_1 \approx 0.5I_T$ та $I_2 \approx 1.5I_T$, де I_T – типове значення струму приладу, яке наведено у довідникових даних, та визначаємо значення напруги на приладі при протіканні відповідного струму V_1 та V_2 .

Динамічний опір приладу у відкритому стані визначається за формулою:

$$r = \frac{U_2 - U_1}{I_2 - I_1}$$

Порогова напруга приладу визначається за формулою:

$$U_0 = U_2 - rI_2$$

2.4 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)?
- 11 SOS-діоди.
- 12 За довідковими даними заданого викладачем діоду визначити його динамічний опір у відкритому стані. Перевірити отриманий результат моделюванням (лабораторна робота №1).

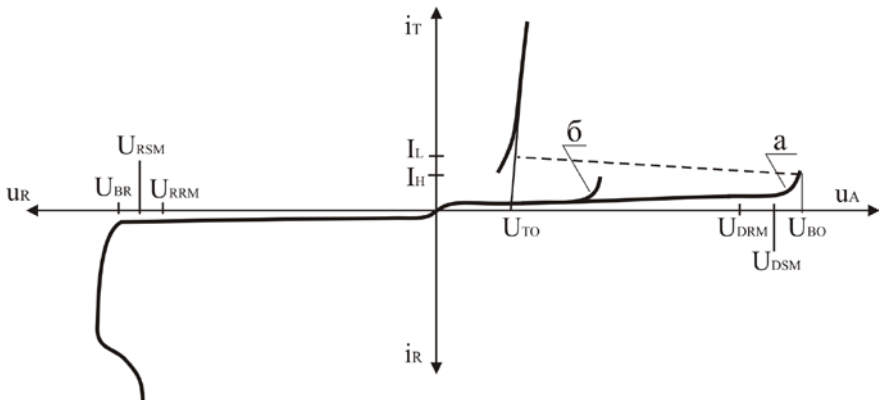
3 ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №3 «ТИРИСТОРИ»

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 запірному 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 характеристики тиристорів удосконаленням структури кристалу, конструкції корпусу, модернізації драйвера.

На рисунку 3.1 наведено ВАХ тиристора.

Час перехідного процесу відкривання тиристора за керувальним виводом t_{on} складається з часу затримки t_d і часу наростання струму t_r (спаду напруги) (рисунок 3.2). Відкривання тиристора відбувається не одночасно по всій площі напівпровідникової структури, а лише в обмеженій області поблизу керуючого електроду/затвору (діаметр області початкового відкривання 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 3.1 – Вольт-амперна характеристика тиристора

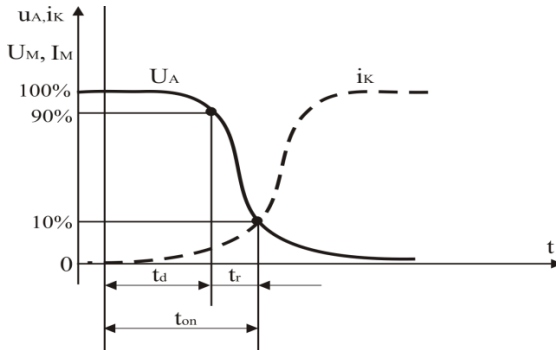


Рисунок 3.2 – Перехідний процес включення тиристора

Допоміжний тиристор 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 відкриття [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 снабери / демпфери – допоміжні ланцюги, які обмежують викиди напруги при перемиканні.

3.1 Параметри тиристорів

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);
- відкривальна 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).

3.2 Комутовані тиристори

На відміну від звичайних тиристорів, у блокованих тиристорах 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).

Для вимикання ГТО тиристора при незмінній полярності напруги U_T між керівним електродом і катодом прикладається напруга

з негативною полярністю.

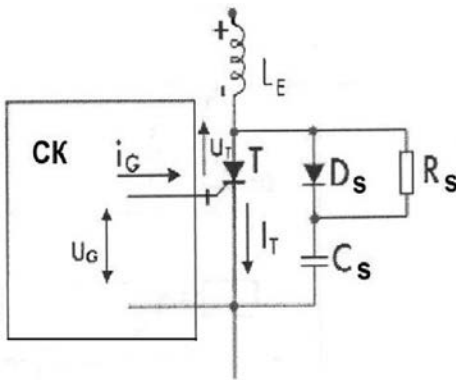


Рисунок 3.3 – Схема захисту GTO

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 3.3.

На рисунку 3.4 наведено осцилограми вихідної напруги і струму GTO із визначеними значеннями миттєвої потужності.



Рисунок 3.4 – Осцилограми фазових змінних GTO

3.3 Розрахунок мостової схеми трифазного випрямляча

Розглянемо задачу, в якій потрібно визначити, на основі яких напівпровідникових приладів та відповідних охолоджувачів повинен бути виготовлений трифазний керований випрямляч (див. лабораторну роботу №2). При цьому максимальна температура напівпровідникової структури приладів має не перевищувати максимально допустимого значення, але й не бути нижче $25\text{ }^{\circ}\text{C}$.

В якості прикладу візьмемо варіант, в якому треба визначити тип приладів та охолоджувачів для керованого випрямляча з діючою напругою живлення до 400 В, напругою на виході до 540 В, на струм

3000 А, із навантаженням робота у циклічному режимі; час навантаження – 15 с, тривалість періоду – 60 с, з $k_H = 2$, при температурі охолоджуючого повітря 50°C .

В зв'язку з тим, що задано керований випрямляч, то прилади мають бути тиристорами. Для напруги живлення 400 В треба використовувати прилади з неповторюваною напругою 1400 В.

Визначаємо струм навантаження випрямляча в циклі

$$I_{dC} = k_H \cdot I_d = 2 \cdot 3000 = 6000 \text{ А}.$$

Визначаємо струм через прилад (плече)

$$I_{AVC} = I_{dC} / 3 = 6000 / 3 = 2000 \text{ А}.$$

Приймаємо, що такий струм може забезпечити з'єднання кількох тиристорів у паралель.

Для забезпечення селективності дії системи захисту випрямляча (при паралельному з'єднанні тиристорів, у випадку пробою одного з них, випрямляч повинен відпрацювати 8 годин до появи можливості виконати заміну тиристора) мінімальна кількість паралельних гілок складає $n = 3$, але щоб забезпечити роботу без однієї паралелі розрахунки треба проводити для $n = 2$.

Визначаємо струм через кожний тиристор в цьому випадку

$$I_{AVC} = I_{dC} / 3nk_{HP} = 6000 / 3 \cdot 2 \cdot 0.9 = 1111.1 \text{ А}.$$

Приймаємо, що такий струм може забезпечити тиристор типу на повторювану напругу 1300 В виробництва (повторювана напруга 1300 В для цього тиристора відповідає неповторюваній напрузі 1400 В). Тиристор Т253-1250 має такі параметри: $U_{T0} = 0,95 \text{ В}$, $r_T = 0,00002 \text{ Ом}$, $R_{thC} = 0.02 \text{ К / Вм}$, $R_{thCH} = 0.005 \text{ К / Вм}$ (двостороннє охолодження), діаметр контактної поверхні (КП) складає КП = 50 мм.

Визначимо втрати потужності у тиристорі

$$P_{AVC} = U_{T0} I_{AVC} + r_T k_f^2 I_{AVC}^2 = 0.95 \cdot 1111,1 + 0.00002 \cdot 1111,1^2 = 1129,6 \text{ Вт}$$

Охолоджувач вибираємо типу О153, у якого контактна поверхня з приладом складає до 55 мм і який має наступні теплові параметри: $R_{thH} = 0.075 K / Bm$ при швидкості потоку повітря 6 м/с.

Сумарний тепловий опір складає:

$$R_{thja} = R_{thjC} + R_{thCH} + R_{thH} = 0.02 + 0.005 + 0.075 = 0.1 K / Bm$$

Час виходу на тепловий стаціонарний режим у таблеткових приладів складає менше 10 с, тому немає потреби при циклічному навантаженні 10 с та більше, визначати його перехідний тепловий опір, бо він стає рівним стаціонарному тепловому опору.

Визначимо максимальне значення струму навантаження випрямляча при циклічному режимі роботи і всіх працюючих тиристорах.

Визначимо максимальне значення втрат потужності у циклі:

$$\begin{aligned} P_{MC} &= \frac{T_{jM} - T_{amb}}{\frac{t_P}{t_C} R_{thja} + (1 - \frac{t_P}{t_C}) Z_{thja}(t_P + t_C) - Z_{thja}(t_C) + Z_{thja}(t_P)} = \\ &= \frac{125 - 50}{\frac{15}{60} \cdot 0.1 + \left(1 - \frac{15}{60}\right) \cdot 0.0584 - 0.05559 + 0.0423} = 1351 Bm \end{aligned}$$

Визначаємо максимальне значення середнього струму через тиристор

$$I_{AVM} = \frac{\sqrt{U_{T0}^2 + 4k_f^2 r_T P_M} - U_{T0}}{2k_f^2 r_T} = \frac{\sqrt{0.95^2 + 4 \cdot 3 \cdot 0.00002 \cdot 1351} - 0.95}{2 \cdot 3 \cdot 0.00002} = 1313.2 A$$

Максимальне значення струму навантаження випрямляча при циклічному режимі роботи і всіх працюючих тиристорах буде таким:

$$I_{dMC} = I_{AVMC} \cdot 3 \cdot n \cdot k_{HP} = 131.2 \cdot 3 \cdot 3 \cdot 0.9 = 10637 A$$

Визначаємо максимальне значення струму випрямляча у постійному тривалому режимі роботи:

$$I_{dM} = I_{dMC} / k_H = 9308,5 / 2 = 5318,5A$$

За результатами розрахунків можна зробити висновок, що високе максимальне значення струму випрямляча у постійному тривалому режимі роботи відносно заданого значення (3000 А) обумовлено: по перше, вимогою необхідності циклічного режиму роботи, а по друге, вимогою необхідності гарячого резервування однієї паралелі при паралельному з'єднанні тиристорів.

3.4 Контрольні запитання

1. Класифікація тиристорів.
2. ВAX 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. Методика розрахунку керованого трифазного випрямляча на тиристорах.

4 ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №4 «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 $p-n$ перехоном – ПТКП (JFET: Junction FET) і СІТ (SIT: Static-Induction-Transistor).

4.1 Розрахунок МОПТ (MOS FET) при роботі на індуктивне навантаження

При роботі транзистора на індуктивне навантаження до статичних втрат (втрат провідності) необхідно додати втрати динамічні. Вони можуть вносити вельми вагому добавку, а при неправильному виборі параметрів елементів можуть стати основними.

Динамічні втрати транзистора включають в себе втрати при включенні і втрати при виключенні. Основна причина їх виникнення полягає в наявності ємності між затвором і стоком, яка не дозволяє транзистору миттєво перейти з відкритого стану в закриті і назад і утримує його деякий час в лінійному режимі.

При відкритті транзистора, в разі, якщо індуктивність шунтується діодом (індуктивність скидає струм самоіндукції через діод в шину живлення, і на момент відкриття транзистора діод ще знаходиться в провідному стані), додаються втрати на закриття діода. На цей інтервал часу (нехай і дуже короткий) можна забути, що діод – елемент з однобічною провідністю, і, поки не "розсмокчуться" носії заряду в $p-n$ структурі, падіння напруги на ньому буде невелике (1–5В), все інше перепаде на польовий транзистор, який дуже швидко відкривається, інакше кажучи, транзистор відкривається в режимі короткого замикання. Це явище характерне для мостових схем перетворювачів і для прямоходових DC/DC перетворювачів (в цьому випадку струм зворотного відновлення діода прикладається до транзистора через коефіцієнт перетворення трансформатора).

Для прикладу розглянемо напівмостовий AC/DC, зображений на рис.4.1.

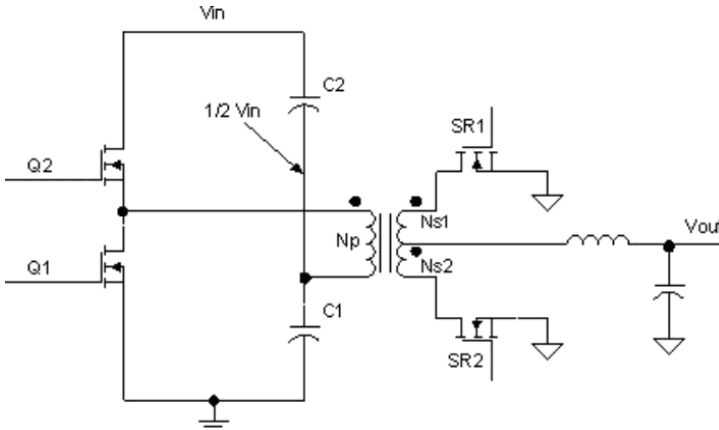


Рисунок 4.1 – Напівмостовий AC/DC перетворювач

Перетворювач з вихідною потужністю – 1,2кВт (з напругою в 60В і струмом 20А), який живиться від мережі 220В частотою 50Гц. Частота перетворення 34кГц. Цю потужність можливо отримати за допомогою використання трансформатора на осерді Ш20х28 M2000 (Ш–образні осердя застосовуються в узгоджувальних, вхідних і перехідних трансформаторах різного призначення. Ці осердя випускаються двох типів – із зазором і без нього. Зазор вводиться для зниження впливу поля, що підмагнічується. Зазор утворюється за рахунок зменшення висоти середнього стрижня осердя. Товщина осердя – 20 мм, а 28 мм – ширина середнього стрижня осердя. За пів години роботи обмотка трансформатора може розігрітися до 120°C в закритому невентильованому корпусі.

Для вибору транзистора даної схеми потрібно визначити споживану від мережі потужність P_{input} . ККД (коефіцієнт корисної дії) перетворювача прийемо за 90%, а вихідна потужність 1,2 кВт:

$$P_{input} = \frac{P_{output}}{\eta}$$

де P_{output} – вихідна потужність пристрою;
 η – коефіцієнт корисної дії.

Тоді отримаємо

$$P_{input} = \frac{1200}{0,9} = 1,3 \text{ кВт} .$$

В даному випадку схема напівмостова і до первинної обмотки трансформатора прикладено половину напруги живлення. Напругу живлення прийmemo рівною 285В (середнє значення пилкоподібної згладженої випрямленої напруги). Отже, середній струм через первинну обмотку повинен бути:

$$I_{w1} = \frac{P_{input}}{U_{in} \cdot 0,5}$$

$$I_{w1} = \frac{1333}{285 \cdot 0,5} = 9,4 \text{ А} .$$

Кожен з транзисторів при максимальному навантаженні працює половину періоду, тому середній струм через один транзистор буде:

$$I_{VT} = \frac{I_{w1}}{2} = 4,7 \text{ А} .$$

За цим параметром підбираємо транзистор. У польових транзисторів є одна характерна особливість: опір каналу сильно залежить від температури кристала, і при температурі кристала близько 120 °С він рази в два більший, ніж при 25°С. Тому підбирати транзистор потрібно по припустимому струму при температурі корпусу 100 °С. Наприклад, International Rectifier завжди дає максимальний струм при температурі корпусу $T_c = 25^\circ\text{C}$ і $T_c = 100^\circ\text{C}$, це можливо визначити переглянувши додаток А, при цьому температура кристалу буде значно вище.

За довідниковими даними даної фірми найбільш підходить за параметрами є транзистор IRFP31N50L [1]. Його параметри:

$V_{DSS} = 500 \text{ В}$ – максимальна напруга

$I_D(25^\circ\text{C}) = 31 \text{ А}$ – постійний струм стоку при температурі

кристалу в 25°C ;

$I_D(100^{\circ}\text{C}) = 20 \text{ А}$ – постійний струм стоку при температурі кристалу в 100°C ;

$R_{DS(on)}(25^{\circ}\text{C}) = 0,15 \text{ Ом}$ – статичний опір при температурі кристалу в 25°C ;

$R_G = 1,1 \text{ Ом}$ – опір зовнішнього резистору;

Далі всі розрахунки проводяться для максимально можливої температури кристала 150°C , тому що чим нижче температура кристала, тим більше можливостей забезпечити тепловідводом, і отримати більший запас надійності.

Для розрахунку опору $R_{DS(on)}$ при температурі 150°C потрібно визначити значення коефіцієнту лінійної регресії (залежності опору від температури) при постійному значенні струму $I_D = 31 \text{ А}$ та напруги джерела живлення 10 В , за графіком, зображеним на рис.4.2.

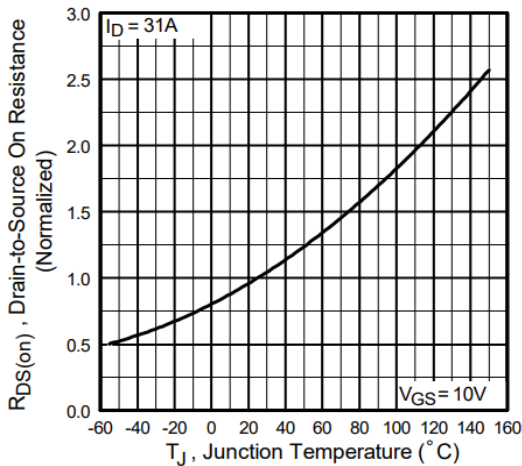


Рисунок 4.2 – Графік залежності опору від температури транзистору

Визначимо опір при температурі 150°C :

$$R_{DS(on)}(150^{\circ}\text{C}) = R_{DS(on)}(25^{\circ}\text{C}) \cdot k_T,$$

$$R_{DS(on)}(150^{\circ}C) = 0,15 \cdot 2,5 = 0,375 \text{ Ом}$$

Далі розраховуємо статичні втрати транзистора:

$$P_{st} = I_{eff}^2 \cdot R_{DS(on)}(150^{\circ}C)$$

де I_{eff} – ефективне значення струму за час імпульсу (τ_{imp}), який розраховують за наступною формулою:

$$I_{eff} = \sqrt{\left(I_0^2 + I_0 \cdot I_{max} + I_{max}^2 \right) \cdot \left(\frac{\tau_{imp}}{T} \right) / 3}$$

Для розрахунку I_{eff} потрібно знати часові параметри і форму струму.

Для приведеної схеми струм має форму трапеції. Для визначення потрібних параметрів, схему треба зібрати та підключити до осцилографу. Тоді визначимо, що початковий струм $I_0 \approx 10A$, кінцевий струм $I_{max} \approx 14A$, тривалість імпульсу (для одного транзистора) $\tau_{imp} = 13 \text{ мкс}$, а період $T = 29 \text{ мкс}$, звідси отримаємо

$$I_{eff} = \sqrt{\left(10^2 + 10 \cdot 14 + 14^2 \right) \cdot \left(\frac{13}{29} \right) / 3} = 8,07A$$

Звідси статичні втрати

$$P_{st} = 8,07^2 \cdot 0,375 = 24,4 \text{ Вт}$$

Для розрахунку динамічних втрат використовують формулу:

$$P_{on/off} = \left((U_d \cdot I_d / 2) \cdot \frac{Q_g}{I_g} \right) \cdot f$$

де U_d – зміна напруги на стоці транзистора;

I_d – струм стоку, в момент перемикаання;
 Q_g – повний заряд затвора;
 I_g – струм управління затвором;
 f – частота комутації.

Вираз $U_d \cdot I_d / 2$ являє собою середню імпульсну потужність (виходячи з припущення, що зміна напруги має лінійний характер, а струм за рахунок індуктивності навантаження не змінюється) за час перемикаання, $\frac{Q_g}{I_g}$, тобто, час, за який струм управління перезарядить повну ємність затвора.

Для розрахунку U_d потрібно врахувати, що лише половину напруги живлення додається на стік, тобто 142,5В, оскільки схема напівмостова.

Значення струму стоку I_d в момент перемикаання прийемо за 10 А, а струм управління затвором I_g прийемо 2А – максимальний вихідний струм драйвера IR2113 [2].

Повний заряд затвора (Total Gate Charge) 210нКл [1], а частота обернено пропорційна періоду, отже отримаємо:

$$P_{on} = \left(\left(\frac{142,5 \cdot 10}{2} \right) \cdot \frac{210 \cdot 10^{-9}}{2} \right) \cdot 34,5 \cdot 10^3 = 2,6 \text{ Вт} .$$

Для вимкнення $U_d = 285 \text{ В}$, $I_d = 14 \text{ А}$, звідки

$$P_{off} = \left(\left(\frac{285 \cdot 14}{2} \right) \cdot \frac{210 \cdot 10^{-9}}{2} \right) \cdot 34,5 \cdot 10^3 = 7,2 \text{ Вт} .$$

Сумарно втрати перемикаання:

$$P_{dyn} = P_{on} + P_{off} ,$$

$$P_{dyn} = 2,6 + 7,2 = 9,8 \text{ Вт} .$$

У разі жорсткого перемикаання сюди повинні додатися і втрати

відновлення діода, але в даному випадку використано випрямний діод Шоттки, швидкість перемикання якого достатньо велика, і в такому випадку цими втратами можна знехтувати.

Отже, повна потужність втрат складе:

$$P_{\Sigma} = P_{st} + P_{dyn},$$

$$P_{\Sigma} = 24,4 + 9,8 = 34,2 \text{ Вт}.$$

Для розрахунку гранично допустимої температури корпусу транзистора визначимо тепловий опір Junction-to-Case (кристал-корпус) R_{JC} для IRFP31N50L становить $0,26 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$.

Для розрахунку використаємо даний вираз:

$$T_{C_{\max}} = T_{j_{\max}} - P_{\Sigma} \cdot R_{JC},$$

де $T_{j_{\max}}$ – критична температура кристалу для даного транзистора $150 \text{ }^{\circ}\text{C}$;

P_{Σ} – сумарна потужність, що виділяється на транзисторі;

R_{JC} – тепловий опір кристал-корпус.

Отже отримаємо

$$T_{C_{\max}} = 150 - 34,2 \cdot 0,26 = 141 \text{ }^{\circ}\text{C}.$$

Матеріал теплопровідної прокладки і тип радіатора, необхідно вибирати такий, щоб температура корпусу не перевищувала розраховану, а ще краще взяти запас не менше $20 \text{ }^{\circ}\text{C}$, аби уникнути перегріву.

Температурний захист в перетворювачі забезпечує контролер, який зчитує показання температури з термодатчика, притиснутого до пластикового корпусу одного з транзисторів. Поріг захисту – $110 \text{ }^{\circ}\text{C}$, а для того щоб перевантаження були виключені, струм на виході також потрібно контролювати (датчик струму) і бажано обмежити контролером.

4.2 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 MOS FET.
- 6 Осцилограми перехідних процесів у MOS FET.
- 7 Для чого і як знижуються паразитні індуктивності?
- 8 Де використовують СІТ?
- 9 У чому полягає ефект і дія ефекту Міллера?
- 10 Структура MOS FET із втопленим затвором (Tranch Gate).
- 11 Методика розрахунку МОНТ при роботі на індуктивне навантаження.
- 12 Що таке тепловий опір приладу?
- 13 Для чого задається повний заряд затвора (Total Gate Charge)?
- 14 Які види втрат потужності, як саме?
- 15 Що таке $R_{DS(on)}$, як визначається?

5 ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №5 «ПІДБІР IGBT ПО ПАРАМЕТРАХ»

Біполярні транзистори мають відносно малі втрати потужності у провідному стані, але значний час комутації, особливо вимикання. Польові транзистори комутуються значно швидше, але їх втрати потужності у провідному стані більші, особливо у приладів на високу блокуючу напругу. Прагнення покращити СНП призвело до появи гібридних приладів, які поєднують польове керування і біполярний характер вихідного струму, що сприяє підвищенню потужності, к.к.д. та інших параметрів і характеристик.

5.1 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 IEC 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 витоку 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–чіп) і параметри захисного діоду.

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

5.2 Підбір IGBT для перетворювача частоти

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.

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

IGBT та 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.

Вибір IGBT для силового перетворювача (рис. 6.1) відбувається за наступними основними правилами, наприклад, для перетворювачів напруги з резонансним контуром:

- транзистор повинен перемикатися при значенні нульового струму;
- частота синусоїдного струму для силових ключів повинна бути близькою до власної частоти резонансного контуру (як правило, 100 кГц);
- амплітуда струму повинна відповідати середній потужності, наприклад, 40 А для потужності 2 кВт;
- максимальні значення напруги і частоти перемикання транзисторів визначаються за умови, що плечі транзисторів працюють в протифазі.
- для підбору драйвера IGBT використовують параметри затвора, які визначають тривалості процесу комутації (відмикання і замикання);
- не можна перевищувати динамічні та статичні максимальні параметри драйвера;
- максимальна величини струму керування затвором визначається через відношення напруги на затворі до його опору (за законом Ома), ця величина використовуються для визначення заряду на затворі (через інтегрування за час вмикання) та для визначення потужності драйверу.

Для визначення потужності драйверу потрібно «знати» величину заряду затвора Q_{Gate} , частоту комутації f та заміряний розмах напруги на виході драйвера ΔV_{Gate} :

$$P_{D_driver} = Q_{Gate} \cdot f \cdot \Delta V_{Gate}$$

Системи перетворення частоти використовуються в електроприводах, які забезпечують регулювання швидкості, струму та моменту трифазних асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором за рахунок зміни частоти та величини підведеної до них напруги.

Схема будь-якого перетворювача частоти складається із силової і керуючої частин. Силова частина перетворювачів виконана на транзисторах IGBT, що працюють в режимі електронних ключів. Схема управління виконується на цифрових мікроконтролерах і забезпечує управління силовими електронними ключами, а також рішення великої кількості допоміжних завдань (захист, контроль, діагностика).

Структурна схема перетворювача частоти з ланкою постійного струму зображена на рис.5.1.

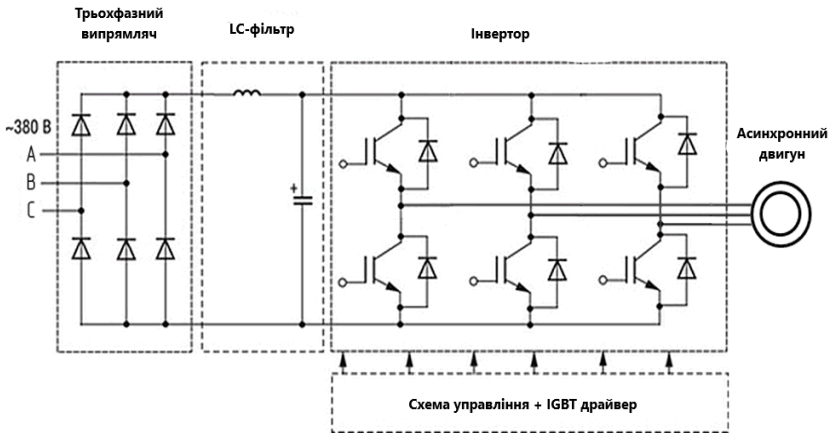


Рисунок 5.1 – Структурна схема перетворювача частоти з ланкою постійного струму

У перетворювачах цього типу використовується подвійне перетворення електричної енергії: вхідна синусоїдальна напруга з постійною амплітудою і частотою випрямляється в трифазному випрямлячі, згладжується LC-фільтром, а потім знову перетворюється інвертором в змінну напругу регульованої частоти і амплітуди.

Перетворювачі частоти на транзисторах IGBT в порівнянні з тиристорними при однаковій вихідній потужності відрізняються меншими габаритами, зниженою масою і підвищеною надійністю в силу модульного виконання електронних ключів і кращого відведення тепла з поверхні силового модуля. Вони мають більш повний захист від перепадів струму і від перенапруги, що істотно знижує ймовірність пошкоджень і відмови електроприводу.

Напруга живильної мережі з постійною частотою і амплітудою ($U_{ex}=const; f_{ex}=const$) надходить на трифазний випрямляч. Випрямляч і фільтр входять до складу блоку постійного струму, основне призначення якого – отримати на виході постійну напругу з малими пульсаціями, яка використовується для живлення перетворювача частоти. Інвертор перетворює постійну напругу в трифазну напругу із змінною частотою і змінною амплітудою.

Схема управління формує сигнали для комутації обмоток електродвигуна в потрібні моменти часу. Імпульси комутації кожної обмотки в межах періоду модулюються за синусоїдальним законом. Максимальну ширину імпульси мають в середині половини періоду. До початку і до кінця напівперіоду ширина імпульсів зменшується. Таким чином, схема управління формує широтно-імпульсну модуляцію (ШІМ/PWM – Pulse Width Modulation) напруги, яка подається на обмотки електродвигуна.

У деяких випадках до виходів перетворювача частоти підключається фільтр, але в частотних інверторах на транзисторах IGBT необхідність в вихідному фільтрі практично відсутня. Таким чином, на виході інвертора формується трифазна напруга із змінною частотою і амплітудою ($f_{вих} = var; U_{вих} = var$), яке і задає потрібну частоту обертання і необхідний момент на валу двигуна. [1]

Розглянемо силову частину схеми, для якої розрахуємо необхідні параметри для підбору IGBT транзисторів. Даний розрахунок справедливий при використанні синусоїдальної вихідної напруги.

Вихідні параметри інвертора:

- $U_{in} = 220$ В – напруга джерела живлення;
- $f_{in} = 50$ Гц – частота;
- $I_{nom} = 5$ А – номінальний струм
- $f_{out} = 200$ Гц – частота на виході.

В даному інверторі використовується алгоритм широтно-імпульсного регулювання, при цьому для будь-якої вихідної частоти

кожен транзистор виконує 17 циклів перемикання за період. В даному випадку справедлива формула для визначення частоти:

$$f_{PWM} = 17 \cdot f_{out} ,$$

$$f_{PWM} = 17 \cdot 200 = 3,4 \text{ кГц} .$$

Також потрібно визначити максимальний струм:

$$I_o = I_{nom} \cdot \sqrt{2} = 5 \cdot 1,41 = 7,07 \text{ А}$$

За визначеними параметрами максимального струму (RMS Phase Current) та несучої частоти ШІМ (Pulse Width Modulation Carrier Frequency) було обрано модуль IRAMS10UP60B [2] виробництва International Rectifier з параметрами:

$V_{CES} = 600 \text{ В}$ – максимальна напруга (IGBT/Diode Blocking Voltage);

$I_o = 10 \text{ А}$ при температурі корпусу 25°C і $I_o = 5 \text{ А}$ при 100°C – максимальний струм (RMS Phase Current);

$R_{BR} = 2 \text{ Ом}$ – опір навантаження (Bootstrap Resistor Value);

$E_{on} = 0,36 \text{ мДж}$ – енергія включення IGBT (Turn-On Switching Loss);

$E_{off} = 0,165 \text{ мДж}$ – енергія вимкнення IGBT (Turn-off Switching Loss);

$V_{CE(ON)} = 2,4 \text{ В}$ – падіння напруги на включеному IGBT (Collector-to-Emitter Saturation Voltage);

$V_{FM} = 1,7 \text{ В}$ – пряме падіння напруги на діоді (Diode Forward Voltage Drop);

$E_{REC} = 0,04 \text{ мДж}$ – енергія зворотного відновлення діода (Diode Reverse Recovery energy);

$R_{th(J-C)} = 4,7 \text{ }^\circ\text{C/W}$ – тепловий опір IGBT кристал–корпус (Thermal resistance, per IGBT);

$R_{th(J-C)} = 6,5 \text{ }^\circ\text{C/W}$ – тепловий опір діода кристал–корпус (Thermal resistance, per Diode);

$- R_{th(C-S)} = 0,1 \text{ }^\circ\text{C/W}$ – тепловий опір модуля корпус–радіатор (Thermal resistance, C-S);

Розрахуємо втрати провідності IGBT транзистора за формулою:

$$P_{IGBT(st)} = I_o \cdot V_{CE(ON)} \cdot 0.23 ,$$

$$P_{IGBT(st)} = 7.07 \cdot 2.4 \cdot 0.23 = 3.9 \text{ Вт} .$$

Втрати перемикаання IGBT транзистора розраховують за наступною формулою:

$$P_{IGBT(dyn)} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f_{PWM} \cdot \left(\frac{1}{\pi} \right) ,$$

$$P_{IGBT(dyn)} = (0.36 + 0.165) \cdot 10^{-3} \cdot 3400 \cdot \left(\frac{1}{3.141} \right) = 0.568 \text{ Вт} .$$

Тоді сумарні втрати потужності на IGBT транзисторі:

$$P_{IGBT_{\Sigma}} = P_{IGBT(st)} + P_{IGBT(dyn)} ,$$

$$P_{IGBT_{\Sigma}} = 3.9 + 0.568 = 4.47 \text{ Вт} .$$

Визначимо втрати провідності діода

$$P_{VD(st)} = I_o \cdot V_{FM} \cdot 0.1 ,$$

$$P_{VD(st)} = 7.07 \cdot 1.7 \cdot 0.1 = 1.2 \text{ Вт} .$$

Втрати перемикаання діода визначають за формулою:

$$P_{VD(dyn)} = E_{REC} \cdot f_{PWM} \cdot \frac{1}{\pi} ,$$

$$P_{VD(dyn)} = 0.04 \cdot 10^{-3} \cdot 3400 \cdot \frac{1}{3.141} = 0.043 \text{ Вт} .$$

За розрахованими значеннями потужностей розрахуємо сумарні втрати діода

$$P_{VD_{\Sigma}} = P_{VD(dyn)} + P_{VD(st)},$$

$$P_{VD_{\Sigma}} = 1.2 + 0.043 = 1.24 \text{ Вт}.$$

Сумарні втрати одного IGBT (разом з діодом):

$$P_{IGBT(VD)} = P_{IGBT_{\Sigma}} + P_{VD_{\Sigma}},$$

$$P_{IGBT(VD)} = 4.49 + 1.24 = 5.73 \text{ Вт}.$$

Звідси отримаємо сумарні втрати потужності інвертора:

$$P_{INV_{\Sigma}} = 6 \cdot P_{IGBT(VD)},$$

$$P_{INV_{\Sigma}} = 6 \cdot 5.73 = 34.38 \text{ Вт}.$$

Завдяки розрахункам наданим вище можливо розрахувати максимально допустиму температуру корпусу IGBT модуля ($T_{C(IGBT)}$):

$$T_{C(IGBT)} = T_{j_{\max}} - R_{th(J-C)} \cdot P_{IGBT_{\Sigma}},$$

де $T_{j_{\max}}$ – максимальна температура кристалу (Operating Junction temperature Range);

$R_{th(J-C)}$ – тепловий опір (Thermal resistance, per IGBT).

Тоді отримаємо

$$T_{C(IGBT)} = 150 - 4.7 \cdot 4.49 = 129 \text{ }^{\circ}\text{C}.$$

Визначимо максимально допустиму температуру корпусу діода ($T_{C(VD)}$):

$$T_{C(VD)} = T_{j_{\max}} - R_{th(J-C)} \cdot P_{VD_{\Sigma}},$$

де $T_{j_{\max}}$ – максимальна температура кристалу (Operating Junction temperature Range);

$R_{th(J-C)}$ – тепловий опір (Thermal resistance, per Diode).

Отримаємо

$$T_{C(VD)} = 150 - 6.5 \cdot 1.24 = 141 \text{ } ^\circ\text{C}.$$

Далі обираємо критичну температуру – це температура кристала IGBT, тоді максимальна допустима температура радіатора (T_{sink}):

$$T_{sink} = T_{C(IGBT)} - R_{th(C-S)} \cdot P_{INV\Sigma},$$

де $R_{th(C-S)}$ – тепловий опір модуля, в який упакований інвертор перетворювача частоти (Thermal resistance, C–S);

$$T_{sink} = 129 - 0.1 \cdot 34.4 = 125 \text{ } ^\circ\text{C}.$$

Бажано ще взяти запас по температурі, скажімо, 20 °C і на цей поріг температури радіатора (105 °C) налаштувати температурний захист.

5.3 Силові інтелектуальні модулі (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.

Кожен модуль має в своєму складі дві або більше силові напівпровідникові структури. Кожен модуль має в своєму складі дві

або більше силові напівпровідникові структури. Схему електричних з'єднань варіанта модуля із IGBT (трифазну) наведено на рисунку 5.2.

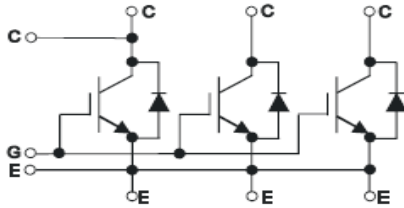
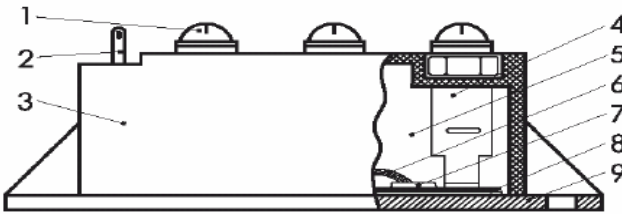


Рисунок 5.2 – Схема електричних з'єднань модуля

За технологією виготовлення модулі поділяють на дві групи: паяно-зварну і притискну. Приклад паяно-зварної конструкції модуля зображено на рисунку 5.3.



- 1 – силові виводи (клеми); 2 – керуючі виводи/затвори; 3 – пластмасовий корпус; 4 – шини силових виводів; 5 – кремнійорганічний гель; 6 – алюмінієвий дріт; 7 – напівпровідникові чіпи (структури); 8 – DBC кераміка; 9 – мідна основа

Рисунок 5.3 – Силовий модуль паяно-зварної конструкції:

Функціональну схему силового модуля IRAMS10UP60B на IGBT для застосування у схемах керування двигунами (Integrated Power hybrid IC for appliance motor drive applications) наведено на рис. 5.4. Зовнішній вигляд представлений на рисунку 5.5. Довідкові дані наведені в [1]. Основні параметри: кількість виходів (No. of Outputs): 3; вихідна напруга (Output Voltage): 600V; вихідний струм (Output Current): 10 A.

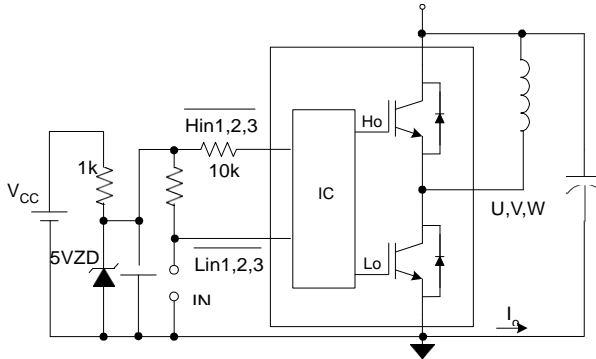


Рисунок 5.4 – Функціональна схема модуля IRAMS10UP60B

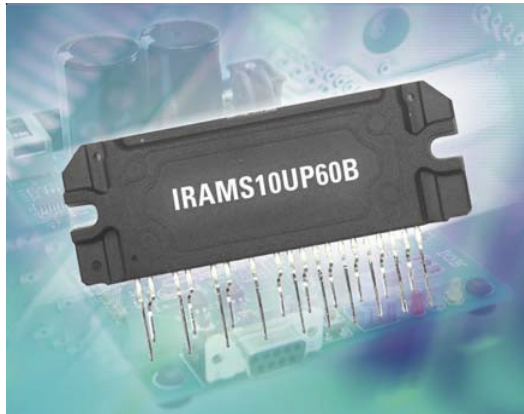


Рисунок 5.5 – Зовнішній вигляд модуля IRAMS10UP60B

Гібридна потужна інтегральна схема IRAMS10UP60B є інтегрованим силовим модулем (IPM), розробленим та оптимізованим для електронного керування двигуном в таких приладах, як пральні машини та холодильники. Технологія *Plug N Drive* пропонує надзвичайно компактний, високопродуктивний двигун змінного струму в одному ізольованому корпусі для дуже простої конструкції. Внутрішній шунт також включений і забезпечує легкий зворотний зв'язок по струму і контроль струму для точної і безпечної роботи. Вбудований терморегулятор і захист від перевантаження, а також

IGBT з коротким замиканням та вбудованою функцією блокування під напругою забезпечують високий рівень захисту та безпечної роботи.

Схема включає бутстрепні/bootstrap діоди. Бутстрепний метод управління силовими ключами реалізований в більшості драйверів «International Rectifier», при якому заряд, що накопичується в бутстрепному конденсаторі, імітує «плаваюче» джерело живлення, яке забезпечує енергією ту половину драйвера, яка відноситься до «верхнього» плеча / силового транзистора.

5.4 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 МОПТ.
- 6 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» в IGBT.
- 10 Ефект Міллера в IGBT.
- 11 Структура та принцип дії МСТ.
- 12 Структура та принцип дії GAT.
- 13 Структура та принцип дії ТЕК.
- 14 Розвиток технологій гібридизації.
- 15 Порівняння гібридних приладів. Критерії порівняння.
- 16 Максимальні параметри сучасних СНП.
- 17 Сфери застосування гібридних СНП.
- 18 Наведіть приклади складених приладів.
- 19 З яких підсистем складаються РІМ?
- 20 Силові модулі – функціональний склад і призначення.
- 21 Обмеження використання РІМ.
- 22 Переваги модулів притискної конструкції.
- 23 Етапи і задачі проектування силових модулів.
- 24 Конструкції силових модулів.
- 25 Розвиток конструкцій РІМ.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

- 1 ДСТУ 3724 – 98. Прилади напівпровідникові силові. Основні види та характеристики. Терміни та визначення.
- 2 ДСТУ 3480 – 96 (ГОСТ 20859.1 – 98) Прилади напівпровідникові силові. Загальні технічні вимоги.
- 3 ДСТУ 2527 – 96 Тиристори. Терміни, визначення та літерні позначення параметрів.
- 4 Power Specialist’s App Note Book/ Edited by Charles E. Nymowitz. – San Pedro, Ca., Intusoft, 1998. – 171 p.
- 5 Остренко В.С. Навчально–методичний посібник. Сучасна елементна база силової електроніки. Запоріжжя: ЗДІА, 2010. – 276 с.
- 6 Посібник по використанню IGBT. [Електронний ресурс] / Продукція Semikron. – Режим доступу до сайту.: <http://www.semikron.com>
- 7 MiniSKiIP, Selection guide. [Електронний ресурс] / Продукція Semikron. – Режим доступу до сайту.: <http://www.semikron.com>
- 8 Бойко, В.І. Основи технічної електроніки: У 2-х книгах: Підручник для студ. вищ. техн. навч. закл. Кн. 2: Схемотехніка. [Текст] / В.І. Бойко, А.М. Гуржій, В.М. Співак, В.Я. Жуйков, А.А. Зорі. – К.: Вища шк., 2007. – 510 с. Шифр: 621.38
- 9 Матвійків, М. Д. Елементна база електронних апаратів: підручник для студентів вищ. навч. закладів. [Текст] / М. Д. Матвійків, В. М. Когут, О. М. Матвійків, 2-ге вид. – Львів: Львівська Політехніка, 2007. – 428 с.
- 10 Стахів, П.Г. Основи електроніки з елементами мікроелектроніки: Навчальний посібник. [Текст] / П.Г. Стахів, В.І. Коруд, О.Є. Гамола, В.Я. Чернівчан, Н.П. Мусихіна – 2-ге вид., стереотип. – Львів: Магнолія, 2006. – 225 с.
- 11 Рябенький, В. М. Основи моделювання систем і процесів в електротехніці: використання пакета прикладних програм MATLAB/Simulink. [Текст] / В. М. Рябенький, С. В. Драган, Л. В. Солобута – Львів: Новий Світ-2000, 2012. – 385 с.
- 12 ABB Semiconductors AG PCT [Електронний ресурс] Databook. – Режим доступу до сайту.: <http://www.abb.com/semiconductors>
- 13 IRAMS10UP60B Integrated Power Hybrid IC for Appliance Motor Drive Applications 10 A, 600V Data sheet [Electronic resource] – Access mode: <https://www.infineon.com/dgdl/irams10up60b.pdf?fileId=5546d462533600a4015355da0c3b186c>

Додаток А

Сторінка довідкових даних для випрямного діоду



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

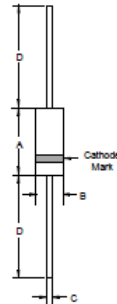
**3 Amp Fast Recovery
Rectifier
50 to 1000 Volts**

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 FR301-304 FR305 FR306-307	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	—	260	—	6.40	
C	.048	.052	1.20	1.30	
D	1.000	—	25.40	—	

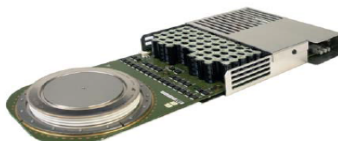
Додаток Б

Елементи сторінок довідкових даних для IGCT

V_{DRM}	=	4500 V	Asymmetric Integrated Gate- Commutated Thyristor 5SHY 35L4520
I_{TQM}	=	4000 A	
I_{TSM}	=	32×10^3 A	
$V_{(TO)}$	=	1.4 V	
r_T	=	0.325 m Ω	
V_{DC}	=	2800 V	

Doc. No. 5SYA1248-00 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 ¹⁾*

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	V_{DC}	Ambient cosmic radiation at sea level in open air. Gate Unit energized			2800	V
Reverse voltage	V_{RRM}				17	V

Characteristic values

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

GCT Data**On-state** (see Fig. 3, 4, 5, 6, 14, 15)*Maximum rated values ¹⁾*

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Max. average on-state current	$I_{T(AV,M)}$	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}	$t_p = 3$ ms, $T_J = 125$ °C, sine wave after surge: $V_D = V_R = 0$ V			50×10^3	A
Limiting load integral	I^2t				3.75×10^6	A ² s
Max. peak non-repetitive surge on-state current	I_{TSM}	$t_p = 10$ ms, $T_J = 125$ °C, sine wave after surge: $V_D = V_R = 0$ V			32×10^3	A
Limiting load integral	I^2t				5.12×10^6	A ² s
Max. peak non-repetitive surge on-state current	I_{TSM}	$t_p = 30$ ms, $T_J = 125$ °C, sine wave after surge: $V_D = V_R = 0$ V			20.5×10^3	A
Limiting load integral	I^2t				6.3×10^6	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	$di_T/dt_{(cr)}$	For higher di_T/dt and current lower than 100 A an external retrigger puls is required.			200	A/ μ s

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	$V_{(TD)}$	$T_J = 125$ °C			1.4	V
Slope resistance	r_T	$I_T = 1000 \dots 4000$ A			0.325	m Ω

Додаток В

Сторінка довідкових даних для MOS FET

International
IR Rectifier

PD - 97094A

IRF6644PbF

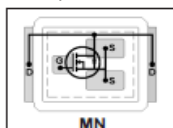
IRF6644TRPbF

DirectFET™ Power MOSFET ②

Typical values (unless otherwise specified)

V_{DS}	V_{GS}	$R_{DS(on)}$
100V max	$\pm 20V$ max	10.3m Ω @ 10V
Q_g tot	Q_{gd}	$V_{GS(th)}$
35nC	11.5nC	3.7V

- RoHS Compliant ①
- Lead-Free (Qualified up to 260°C Reflow)
- Application Specific MOSFETs
- Ideal for High Performance Isolated Converter Primary Switch Socket
- Optimized for Synchronous Rectification
- Low Conduction Losses
- High Cdv/dt Immunity
- Low Profile (<0.7mm)
- Dual Sided Cooling Compatible ①
- Compatible with existing Surface Mount Techniques ①



Applicable DirectFET Outline and Substrate Outline (see p.7,8 for details)①

SH	SJ	SP	MZ	MN				
----	----	----	----	-----------	--	--	--	--

Description

The IRF6644PbF combines the latest HEXFET® Power MOSFET Silicon technology with the advanced DirectFET™ packaging to achieve the lowest on-state resistance in a package that has the footprint of an SO-8 and only 0.7 mm profile. The DirectFET package is compatible with existing layout geometries used in power applications, PCB assembly equipment and vapor phase, infra-red or convection soldering techniques, when application note AN-1035 is followed regarding the manufacturing methods and processes. The DirectFET package allows dual sided cooling to maximize thermal transfer in power systems, improving previous best thermal resistance by 80%.

The IRF6644PbF is optimized for primary side bridge topologies in isolated DC-DC applications, for wide range universal input Telecom applications (36V - 75V), and for secondary side synchronous rectification in regulated DC-DC topologies. The reduced total losses in the device coupled with the high level of thermal performance enables high efficiency and low temperatures, which are key for system reliability improvements, and makes this device ideal for high performance isolated DC-DC converters.

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Max.	Units
V_{DS} Drain-to-Source Voltage	100	V
V_{GS} Gate-to-Source Voltage	± 20	
I_D @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Continuous Drain Current, $V_{GS} = 10V$ ③	10.3	A
I_D @ $T_A = 70^\circ\text{C}$ Continuous Drain Current, $V_{GS} = 10V$ ③	8.3	
I_{DM} @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ Pulsed Drain Current ③	60	
I_{DM} Pulsed Drain Current ③	82	
E_{AS} Single Pulse Avalanche Energy ③	220	mJ
I_{AS} Avalanche Current ③	6.2	A

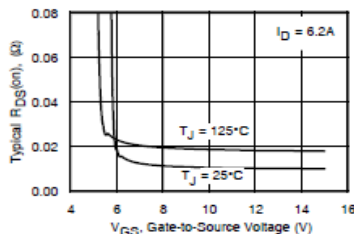


Fig 1. Typical On-Resistance Vs. Gate Voltage

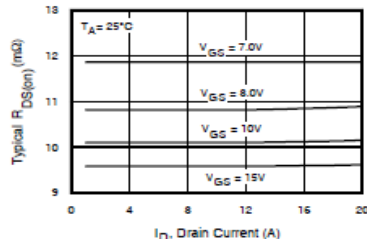


Fig 2. Typical On-Resistance Vs. Drain Current

Notes:

- ① Click on this section to link to the appropriate technical paper.
 ② Click on this section to link to the DirectFET Website.
 ③ Surface mounted on 1 in. square Cu board, steady state.






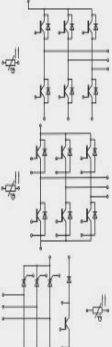
- ④ T_C measured with thermocouple mounted to top (Drain) of part.
 ⑤ Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature.
 ⑥ Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 12\text{mH}$, $R_{\theta} = 25\Omega$, $I_{AS} = 6.2\text{A}$.

www.irf.com

1

Додаток Д

Сторінка даних для ІРМфірми SEMIKRON

IGBT-модули производства компании SEMIKRON								
Выбор типа корпуса								
SEMTRANS	SEMIX	SKIM	MiniSKiP	SEMTOP				
								
IGBT - модули компании SEMIKRON в корпусе MiniSKiP® >> [наличие на складе, цены]								
600 V								
Type	V_{CES} V	I_{Cmax} A	$V_{CE(sat)}$ @25°C typ. V	Ultrafast	$(E_{on}+E_{off})$ @125°C typ. mJ	$R_{th(j-s)}$ K/W	Case	Circuit
SKiP 14AC065V1	600	29	2		1,1	1,25	mini 1	
SKiP 15AC065V1	600	38	2		1,5	1,05	mini 1	
SKiP 26AC065V1	600	56	2		2,2	0,75	mini 2	
SKiP 27AC065V1	600	66	2		3,2	0,66	mini 2	
SKiP 28AC065V1	600	94	2		4,7	0,5	mini 2	
SKiP 39AC065V2	600	125	2		10,1	0,4	mini 3	
SKiP 29AHB08V1	600	125	2		9,4	0,4	mini 2	

Додаток Е

Сторінка даних для IPM фірми IRF

IR Rectifier

iMOTION™ Series
10A, 600V
with Internal Shunt Resistor

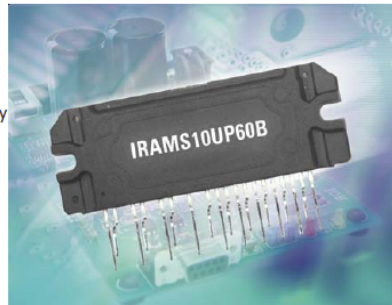
Integrated Power Hybrid IC for
 Appliance Motor Drive Applications.

Description

International Rectifier's IRAMS10UP60B is an Integrated Power Module developed and optimized for electronic motor control in appliance applications such as washing machines and refrigerators. Plug N Drive technology offers an extremely compact, high performance AC motor-driver in a single isolated package for a very simple design. An internal shunt is also included and offers easy current feedback and overcurrent monitor for precise and safe operation. A built-in temperature monitor and over-current protection, along with the short-circuit rated IGBTs and integrated under-voltage lockout function, deliver high level of protection and fail-safe operation. The integration of the bootstrap diodes for the high-side driver section, and the single polarity power supply required to drive the internal circuitry, simplify the utilization of the module and deliver further cost reduction advantages.

Features

- Internal Shunt Resistor
- Integrated Gate Drivers and Bootstrap Diodes
- Temperature Monitor
- Fully Isolated Package
- Low $V_{CE(on)}$ Non Punch Through IGBT Technology
- Undervoltage lockout for all channels
- Matched propagation delay for all channels
- Schmitt-triggered input logic
- Cross-conduction prevention logic
- Lower di/dt gate driver for better noise immunity
- Motor Power range 0.4~0.75kW / 85~253 Vac
- Isolation 2000V_{RMS}/1min and CTI > 600V
- Recognized by UL (E252584). RoHS Compliant

**Absolute Maximum Ratings**

Parameter	Description	Value	Units
V_{CES} / V_{ARM}	IGBT/Diode Blocking Voltage	600	V
V^+	Positive Bus Input Voltage	450	
$I_{D} @ T_c=25^{\circ}C$	RMS Phase Current (Note 1)	10	A
$I_{D} @ T_c=100^{\circ}C$	RMS Phase Current (Note 1)	5	
\hat{I}_D	Pulsed RMS Phase Current (Note 2)	15	
F_{PWM}	PWM Carrier Frequency	20	kHz
P_D	Power dissipation per IGBT @ $T_c = 25^{\circ}C$	27	W
V_{ISO}	Isolation Voltage (1min)	2000	V _{RMS}
T_j (IGBT & Diodes)	Operating Junction temperature Range	-40 to +150	°C
T_j (Driver IC)	Operating Junction temperature Range	-40 to +150	
T	Mounting torque Range (M3 screw)	0.5 to 1.0	Nm

Static Electrical Characteristics Driver Function

V_{BIAS} (V_{CC} , $V_{BS1,2,3}$)=15V, unless otherwise specified. The V_{IN} and I_{IN} parameters are referenced to COM/ I_{TRIP} and are applicable to all six channels. (Note 3)

Symbol	Definition	Min	Typ	Max	Units
V_{INH+}, V_{ENH}	Logic "0" input voltage	3.0	---	---	V
V_{INL-}, V_{ENL}	Logic "1" input voltage	---	---	0.8	V
V_{CCUV+}, V_{BSUV+}	V_{CC} and V_{BS} supply undervoltage Positive going threshold	10.6	11.1	11.6	V
V_{CCUV-}, V_{BSUV-}	V_{CC} and V_{BS} supply undervoltage Negative going threshold	10.4	10.9	11.4	V
V_{CCUVH}, V_{BSUVH}	V_{CC} and V_{BS} supply undervoltage lock-out hysteresis	---	0.2	---	V
$V_{IN,CLAMP}$	Input Clamp Voltage (HIN, LIN, I_{TRIP}) I_{IN} =10 μ A	4.9	5.2	5.5	V
I_{QBS}	Quiescent V_{BS} supply current V_{IN} =0V	---	---	165	μ A
I_{QCC}	Quiescent V_{CC} supply current V_{IN} =0V	---	---	3.35	mA
I_{LK}	Offset Supply Leakage Current	---	---	60	μ A
I_{IN+}, I_{EN+}	Input bias current V_{IN} =5V	---	200	300	μ A
I_{IN-}, I_{EN-}	Input bias current V_{IN} =0V	---	100	220	μ A
I_{TRIP+}	I_{TRIP} bias current $V_{I_{TRIP}}$ =5V	---	30	100	μ A
I_{TRIP-}	I_{TRIP} bias current $V_{I_{TRIP}}$ =0V	---	0	1	μ A
$V(I_{TRIP})$	I_{TRIP} threshold Voltage	440	490	540	mV
$V(I_{TRIP}, HYS)$	I_{TRIP} Input Hysteresis	---	70	---	mV
$R_{ON,FLT}$	Fault Output ON Resistance	---	50	100	ohm

Recommended Operating Conditions Driver Function

The Input/Output logic timing diagram is shown in Figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. All voltages are absolute referenced to COM/ I_{TRIP} . The V_S offset is tested with all supplies biased at 15V differential (Note 3)

Symbol	Definition	Min	Max	Units
$V_{S1,2,3}$	High side floating supply voltage	V_S+12	V_S+20	V
$V_{S1,2,3}$	High side floating supply offset voltage	Note 4	450	
V_{CC}	Low side and logic fixed supply voltage	12	20	V
$V_{I_{TRIP}}$	I_{TRIP} input voltage	V_{SS}	$V_{SS}+5$	
V_{IN}	Logic input voltage LIN, HIN	V_{SS}	$V_{SS}+5$	V
V_{EN}	Logic input voltage EN	V_{SS}	$V_{SS}+5$	V

Note 3: For more details, see IR21363 data sheet

Dynamic Electrical Characteristics

Driver only timing unless otherwise specified.)

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Units	Conditions
T_{ON}	Input to Output propagation turn-on delay time (see fig.11)	---	590	---	ns	$V_{CC}=V_{BS}=15V$, $I_C=10A$, $V^*=400V$
T_{OFF}	Input to Output propagation turn-off delay time (see fig. 11)	---	700	---	ns	
T_{FLN}	Input Filter time (HIN, LIN)	100	200	---	ns	$V_{IN}=0$ & $V_{IN}=5V$
$T_{BLT-TRIP}$	I_{TRIP} Blanking Time	100	150	---	ns	$V_{IN}=0$ & $V_{IN}=5V$
D_T	Dead Time ($V_{BS}=V_{DD}=15V$)	220	290	360	ns	$V_{BS}=V_{CC}=15V$
M_T	Matching Propagation Delay Time (On & Off)	---	40	75	ns	$V_{CC}=V_{BS}=15V$, external dead time > 400ns
T_{TRIP}	I_{TRIP} to six switch to turn-off propagation delay (see fig. 2)	---	---	1.75	μ s	$V_{CC}=V_{BS}=15V$, $I_C=10A$, $V^*=400V$
$T_{FLT-CLR}$	Post I_{TRIP} to six switch to turn-off clear time (see fig. 2)	---	7.7	---	ms	$T_C = 25^\circ C$
		---	6.7	---		$T_C = 100^\circ C$

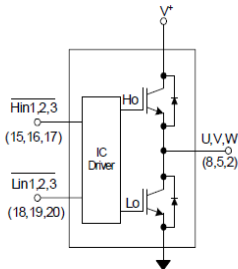
Absolute Maximum Ratings (Continued)

Symbol	Parameter	Min	Max	Units	Conditions
I_{DF}	Bootstrap Diode Peak Forward Current	---	4.5	A	$t_p = 10\text{ms}$, $T_J = 150^\circ\text{C}$, $T_c = 100^\circ\text{C}$
$P_{DR, \text{peak}}$	Bootstrap Resistor Peak Power (Single Pulse)	---	80	W	$t_p = 100\mu\text{s}$, $T_c = 100^\circ\text{C}$ ESR / ERJ series
$V_{S1,2,3}$	High side floating supply offset voltage	$V_{S1,2,3} - 25$	$V_{S1,2,3} + 0.3$	V	
$V_{S1,2,3}$	High side floating supply voltage	-0.3	600	V	
V_{CC}	Low Side and logic fixed supply voltage	-0.3	20	V	
V_{IN}, V_{EN}, V_{TRIP}	Input voltage LIN, HIN, EN, I _{TRIP}	-0.3	Lower of ($V_{CC} + 15\text{V}$) or $V_{CC} + 0.3\text{V}$	V	

Inverter Section Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$

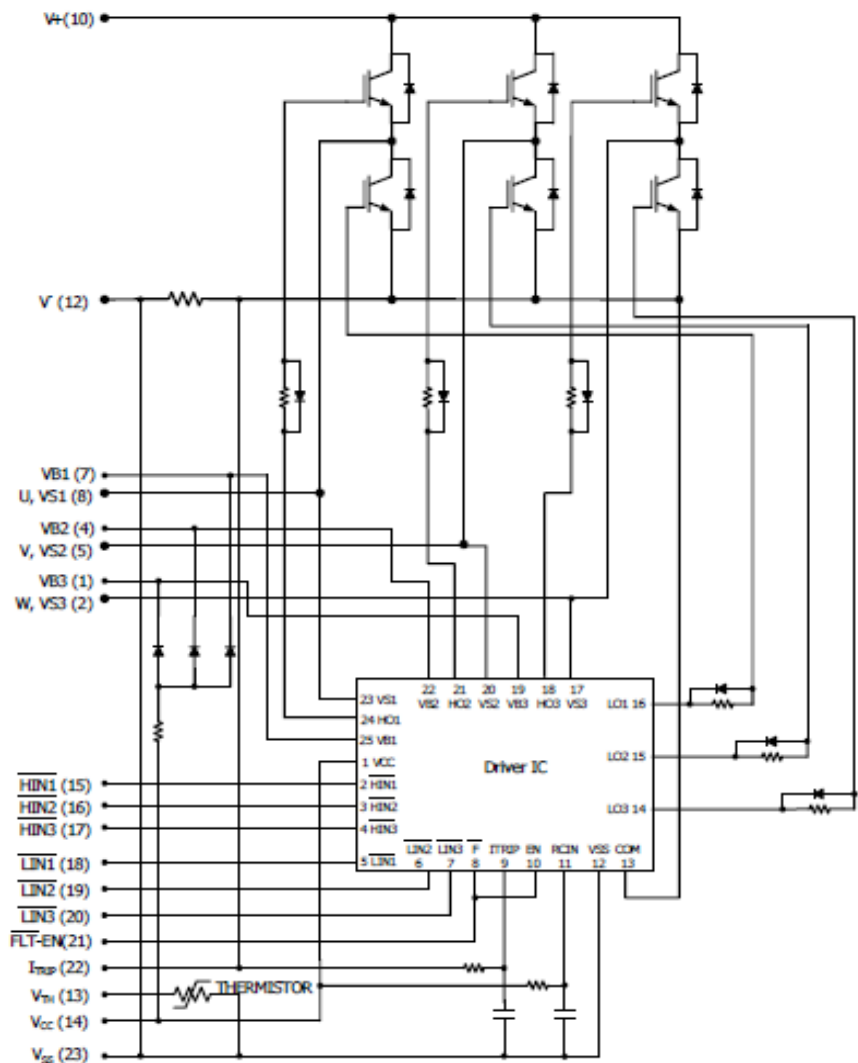
Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Units	Conditions
$V_{(BR)CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	600	---	---	V	$V_{IN} = 5\text{V}$, $I_C = 250\mu\text{A}$
$\Delta V_{(BR)CES} / \Delta T$	Temperature Coefficient of Breakdown Voltage	---	0.57	---	V/ $^\circ\text{C}$	$V_{IN} = 5\text{V}$, $I_C = 1.0\text{mA}$ ($25^\circ\text{C} - 150^\circ\text{C}$)
$V_{(CE)ON}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	---	1.70	2.00	V	$I_C = 5\text{A}$, $V_{CC} = 15\text{V}$ $I_C = 5\text{A}$, $V_{CC} = 15\text{V}$, $T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{CES}	Zero Gate Voltage Collector Current	---	5	80	μA	$V_{IN} = 5\text{V}$, $V^* = 600\text{V}$
		---	10	---		$V_{IN} = 5\text{V}$, $V^* = 600\text{V}$, $T_J = 150^\circ\text{C}$
V_{fM}	Diode Forward Voltage Drop	---	1.80	2.35	V	$I_C = 5\text{A}$
		---	1.30	1.70		$I_C = 5\text{A}$, $T_J = 150^\circ\text{C}$
V_{fDM}	Bootstrap Diode Forward Voltage Drop	--	--	1.25	V	$I_f = 1\text{A}$
		---	---	1.10		$I_f = 1\text{A}$, $T_J = 150^\circ\text{C}$
R_{BS}	Bootstrap Resistor Value	---	2	---	Ω	$T_J = 25^\circ\text{C}$
$\Delta R_{BS} / R_{BS}$	Bootstrap Resistor Tolerance	---	---	± 5	%	$T_J = 25^\circ\text{C}$
$I_{BUS, TRIP}$	Current Protection Threshold (positive going)	13.1	---	16.4	A	$T_J = -40^\circ\text{C}$ to 125°C See fig. 2

Input-Output Logic Level Table



FLT-EN	I_{TRIP}	HIN1,2,3	LIN1,2,3	U,V,W
1	0	0	1	V^+
1	0	1	0	0
1	0	1	1	Off
1	1	X	X	Off
0	X	X	X	Off

Internal Electrical Schematic - IRAMS10UP60B



Pin	Name	Description
1	V_{B3}	High Side Floating Supply Voltage 3
2	W, V_{S3}	Output 3 - High Side Floating Supply Offset Voltage
3	NA	none
4	V_{B2}	High Side Floating Supply voltage 2
5	V, V_{S2}	Output 2 - High Side Floating Supply Offset Voltage
6	NA	none
7	V_{B1}	High Side Floating Supply voltage 1
8	U, V_{S1}	Output 1 - High Side Floating Supply Offset Voltage
9	NA	none
10	V^+	Positive Bus Input Voltage
11	NA	none
12	V^-	Negative Bus Input Voltage
13	V_{TH}	Temperature Feedback
14	V_{CC}	+15V Main Supply
15	\overline{H}_{IN1}	Logic Input High Side Gate Driver - Phase 1
16	\overline{H}_{IN2}	Logic Input High Side Gate Driver - Phase 2
17	\overline{H}_{IN3}	Logic Input High Side Gate Driver - Phase 3
18	\overline{L}_{IN1}	Logic Input Low Side Gate Driver - Phase 1
19	\overline{L}_{IN2}	Logic Input Low Side Gate Driver - Phase 2
20	\overline{L}_{IN3}	Logic Input Low Side Gate Driver - Phase 3
21	$\overline{FLT}/\text{Enable}$	Fault Output and Enable Pin
22	I_{TRIP}	Current Sense and Itrip Pin
23	V_{SS}	Negative Main Supply

