Міністерство освіти і науки України
Запорізький національний університет

В. С. Остренко
Д. Г. Алексієвський
Є. М. Кісельов
К. О. Туришев

СУЧАСНІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ

навчально-методичний посібник для здобувачів ступеня вищої освіти магістра спеціальності «Електроніка» освітньо-професійної програми «Електроніка»

Затверджено
вченою радою ЗНУ
Протокол № від

Запоріжжя
2024

УДК 621.38

Остренко В. С., Алексієвський Д. Г., Кісельов Є. М., Туришев К. О. Сучасні напівпровідникові прилади : навчально-методичний посібник для здобувачів ступеня вищої освіти магістра спеціальності «Електроніка» освітньо-професійної програми «Електроніка». Запоріжжя : ЗНУ, 2024. 140 с.

Навчально-методичний посібник розроблено для студентів денної та заочної форми навчання спеціальності «Електроніка». Розглянуто основні параметри та характеристики сучасних силових напівпровідникових пристроїв, методи визначення режимів навантаження силових напівпровідникових пристроїв, обрання необхідного типу приладів та охолоджувачів до них.

Рецензент
В.Л. Коваленко, доктор технічних наук, професор кафедри електричної інженерії та кіберфізичних систем

Відповідальний за випуск
Т.В. Критська, доктор технічних наук, професор кафедри електроніки, інформаційних систем та програмного забезпечення

Зміст

ВСТУП **4**

1. ДІОДИ **5**

1.1 Види діодів 5

1.2 Принцип дії діодів 5

1.3 Параметри та характеристики діодів 8

1.3.1 Непровідний стан діодів. 8

1.3.2 Провідний стан діодів. 12

1.3.3 Перехідний процес вмикання силового діодів. 14

1.3.4 Перехідний процес вимикання силового діоду. 15

1.3.5 Визначення температури *p-n* переходу 19

1.3.6 Визначення типового струму приладу, теплового опору приладу, теплового опору контакту прилад-охолоджувач 21

1.3.7 Визначення перехідного теплового опору приладу 23

2 ТИРИСТОРИ **27**

2.1 Принцип дії тиристора блокованого у запірному напрямі 27

2.2 Зворотний непровідний стан тиристору 29

2.3 Закритий стан тиристору 30

2.4 Процес вмикання тиристора 32

2.5 Ефект di_T/dt 35

2.6 Відкритий стан тиристора 38

2.7 Процес закривання тиристора. Час закривання тиристора. Ефект dU_D/dt. 38

2.8 Види напруги, які діють на силові діоди та тиристори 44

2.9 Визначення типу приладу за напругою в непровідному стані 45

2.10 Визначення втрат потужності в діодах та в тиристорах 48

2.11 Визначення температури чіпу приладу 49

2.12 Оцінка тривалості експлуатації тиристора при циклічному навантажені 54

3 КОМУТУЄМІ ТИРИСТОРИ З ІНТЕГРОВАНИМ УПРАВЛІННЯМ (IGCT) **56**

3.1 Принцип дії GTO 56

3.2 Принципи дії IGCT [12] 62

4. ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ З N КАНАЛОМ, ЩО ІНДУЦІРУЄТЬСЯ (MOSFET) **72**

4.1 Принцип дії MOSFET 72

4.2. Закритий стан при прямій напрузі. 74

4.3. Включений стан 74
4.4. Режим роботи при зворотній напрузі 75
4.5 Параметри MOSFET 76
4.6 Характеристики MOSFET 77
4.7. Застосування MOSFET 78
5. БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ З ІЗОЛЬОВАНИМ ЗАТВОРОМ (IGBT) 80
5.1. Блокований стан 81
5.2. Включення 81
5.3 Вимикання 84
5.4. Область безпечної роботи IGBT 87
5.4.1 Область безпечної роботи при навантаженні одиночними імпульсами та періодичними включеннями струму (FBSOA). 87
5.4.2 Область безпечної роботи при вимиканні (RBSOA) 89
5.4.3 Робота IGBT при короткому замиканні 91
5.5 Режими роботи IGBT і діодів зворотного струму у складі інвертора 95
5.5.1 Визначення напруги модуля IGBT у блокованому стані. 95
5.5.2 Принцип дії інвертора з ШІМ 97
5.5.3. Визначення типу IGBT модуля. 100
5.5.4 Визначення втрат потужності в IGBT модулі 100
5.5.5 Визначення температури чіпів IGBT модуля 104
5.6 Визначення режими роботи силових напівпровідникових приладів у складі перетворювача частоти 105
5.6.1 Спрощений принцип роботи перетворювача частоти 105
5.6.2 Робота інвертора в номінальному режимі 106
5.6.3 Визначення режиму роботи випрямляча 114
5.6.4 Режим роботи інвертора при розгоні електродвигуна 115
5.6.4 Режим роботи інвертора при розгоні електродвигуна 115
5.6.5 Визначення режиму роботи гальмівного каскаду 120
5.6.6 Визначення температури чіпів IGBT модулів 125
5.7 Оцінка тривалості експлуатації IGBT4 модулів при циклічному навантажені 128
5.8 Захист IGBT від струму короткого замикання 131
6. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ 135
7. ЛІТЕРАТУРА 137

ВСТУП

Значна частина електричної енергії споживається після значного перетворювання у пристроях енергетичної електроніки, в яких відбуваються перетворення за формою, частотою, значеннями напруги та/або струму, регулювання рівня генерації або споживання електричної енергії. Пристрої енергетичної електроніки застосовуються в у всіх галузях людської діяльності. Будь-який пристрій енергетичної електроніки має в своєму складі дві групи напівпровідникових приладів. Перша група, що працює в режимі обробки інформації при малих значеннях струму та напруги (як правило, не більше 10 А, 100 В), входить до складу системи управління пристрою, а друга група, яку за звичаєм називають силові напівпровідникові прилади, що безпосередньо виконують функцію перетворення електричної енергії у форму, що необхідна користувачу, які застосовуються в режимах великих значень струму та напруги (як правило 10 А та більше і 70 В та більше), становлять основу силової частини пристрою.

Надійна та довготривала робота пристроїв енергетичної електроніки неможлива, якщо в процесі їх проектування для силових напівпровідникових приладів не забезпечені оптимальні режими роботи. Вибір оптимальних режимів роботи напівпровідникових приладів неможливо без знання їх параметрів та характеристик.

Ступінь перетворення електричної енергії в якісному та кількісному відношенні повністю залежить від галузі виробництва, її специфічних потреб та призначення обладнання або устаткування. В усіх перетворювачах електричної енергії використовуються напівпровідникові прилади і режими їх можуть бути дуже різноманітними, але якщо студент засвоїть визначення оптимальних режимів навантаження напівпровідникових приладів у випрямлячах для електроприводів постійного струму, в інверторах, а також у перетворювачах частоти, в яких струм промислової частоти (50 Гц) перетворюється у струм іншої частоти для електроприводів змінного струму, то він легко справиться з будь-яким іншим їх використанням. Потужні перетворювачі використовують такі силові напівпровідникові прилади: діоди, тиристори, замикні тиристори з інтегрованим управлінням (IGCT), польові транзистори (MOSFET), біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT).

Новітні наукові розробки в галузі напівпровідникової електроніки призводять до постійного оновлення силової елементної бази, тому курс “Сучасні напівпровідникові прилади” є важливою складовою частиною підготовки студентів спеціальності 8.090803 “Електронні системи”.

Силовий напівпровідниковий прилад це прилад, призначений для застосування в силових колах електротехнічних пристроїв. [1]

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

1. ДІОДИ

1.1 Види діодів

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

Випрямний діод це діод, призначений для перетворення змінного струму в пульсуючий. [1]

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. [1]

Імпульсний діод це діод, що має малу тривалість перехідних процесів в імпульсних режимах роботи. [1]

1.2 Принцип дії діодів

Усі силові діоди виготовляються на основі кремнієвої напівпровідникової структури з одним *p*-*n* переходом. Цей *p*-*n* перехід створюється шляхом дифузії атомів алюмінію та/або атомів бору (тривалентні акцепторні домішки) у кремнієву пластину вирізану з монокристалу кремнію (чотиривалентний елемент) з *n*- типом провідністю. Тип провідності та питомий опір монокристалу кремнію забезпечується легуванням його атомами фосфору (п’ятивалентний елемент, що є донорною домішкою) в процесі створення монокристалу.

У *p*- області, створеної легуванням кремнію акцепторними домішками, утворюється багато дірок, бо тривалентні акцепторні атоми захвачують у атомів кремнію електрони щоб утворити з сусідніми атомами кремнію стабільний ковалентний зв'язок; акцепторний атом з додатковим електроном утворює жорстко зв’язаний з кристалічною решіткою негативний іон, а атом кремнію без електрону має позитивний заряд та утворює так звану дірку. Цей іонізований атом кремнію теж може захватити електрон у сусіднього атома кремнію, перетворюючись у нейтральний атом та перетворюючи сусідній атом у дірку. Таким чином, дірки доволі вільно можуть пересуватись у *p*- області, а під дією електричного поля ведуть

себе як позитивні носії заряду. Так як концентрація дірок у *p*- області, де вони є основними носіями заряду (p_p), на багато порядків перевищує їх концентрацію у *n*- області, де вони є неосновними носіями заряду (p_n), то утворюється дифузійний струм дірок j_{pd}, направлений з *p*- області у *n*- область. При цьому відхід з *p*- області позитивних дірок приводить до утворення негативно зарядженого шару товщиною w_p, бо негативний заряд іонів акцепторних домішок не компенсується зарядом дірок, рисунок 1.1.

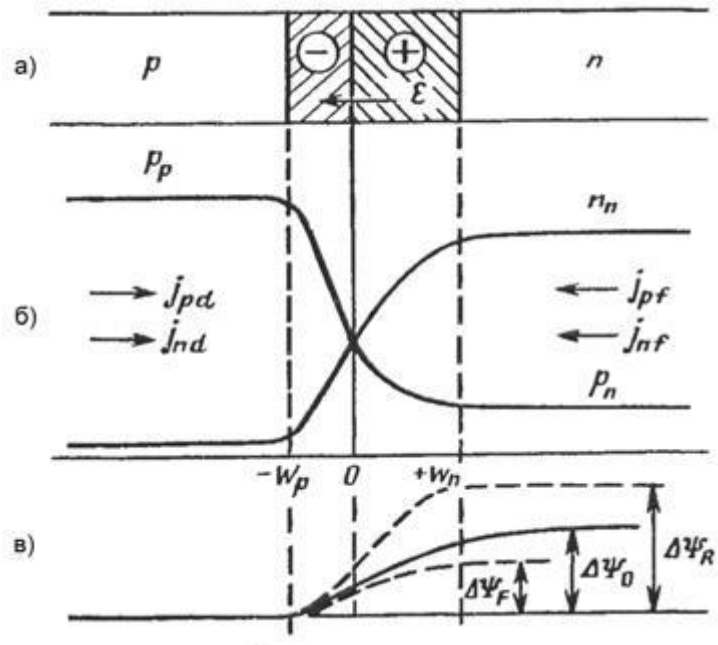


Рисунок 1.1 Електроно-дірковий перехід.

У *n*- області, яка складається з кремнію легованого атомами фосфору, створюється багато доволі вільних електронів, бо у п’ятивалентного атому фосфору тільки чотири електрони задіяні ковалентним зв’язком з чотирма сусідніми атомами кремнію, а п’ятий електрон слабо зв’язаний зі своїм атомом і навіть слабкі коливання кристалічної решітки можуть перевести його у зону провідності (при температурі 200 К та вище) і під дією електричного поля буде вести себе як негативний носій заряду. Так як концентрація електронів у *n*- області, де вони є основними носіями заряду (n_n), на багато порядків перевищує їх концентрацію у *p*- області (n_p), де вони є неосновними носіями заряду, то утворюється дифузійний струм електронів, направлений з *n*- області у *p*- область. При цьому відхід з *n*- області електронів приводить до утворення позитивно зарядженого шару товщиною w_n, бо позитивний заряд іонів донорних домішок не компенсується зарядом електронів.

В наслідок цього, між електричне нейтральними *p*- та *n*- областями напівпровідника утворюється область об’ємного заряду (ООЗ) товщиною $w_p + w_n$. Фіксовані у перехідній

області *p-n* переходу заряди акцепторних та донорних домішок, що не скомпенсовані дірками та електронами, утворюють дипольний шар з електричним полем, що направлено від *n*- до *p*- області, рисунок 1.1а. Це поле утворює стрибок потенціалу $\Delta\psi_0$ (потенційний бар'єр), рисунок 1.1в, достатній до того, щоб затримати вільну дифузію основних носіїв заряду (дірок у *p*- області та електронів у *n*- області). Та це ж поле захвачує неосновні носії заряду (електрони у *p*- області та дірки у *n*- області) та перекидає їх через *p-n* перехід (дірки у *p*- область, електрони у *n*- область), утворюючи дрейфовий струм з *n*- області до *p*- області j_{pf} та j_{nf}. По суті, фізично, об'єм цієї перехідної області з її дипольним шаром просторових зарядів, електричним полем та потенційним бар'єром і є те, що називають *p-n* перехід.

В стані рівноваги (при відсутності зовнішнього зміщення) підсумковий дифузійний струм електронів та дірок дорівнює дрейфовому струму електронів та дірок, а оскільки вони протікають у протилежних напрямках, то загальний струм через *p-n* перехід дорівнює нулю, рисунок 1.1б.

Якщо до *p-n* переходу прикласти пряму напругу (плюс – до *p*- області, мінус – до *n*- області), то потенційний бар'єр зменшиться ($\Delta\psi_F$) і дифузійний струм в напрямку *n*- області стане більшим, ніж дрейфовий струм у зворотному напрямку. Якщо до *p-n* переходу прикласти зворотну напругу (плюс – до *n*- області, мінус – до *p*- області), то потенційний бар'єр збільшиться ($\Delta\psi_R$) і дрейфовий струм в напрямку *p*- області стане більшим, ніж дифузійний струм у зворотному напрямку.

Силовий напівпровідниковий випрямляючий діод (далі просто діод) представляє собою кремнієву напівпровідникову структуру з одним *p-n* переходом, що через вольфрамові або молібденові термокомпенсатори з'єднується з мідними виводами для підключення до зовнішньої мережі. Вивід, з'єднаний з *p*- областю структури, називається анодним виводом діода (А), а вивід, з'єднаний з *n*- областю структури, називається катодним виводом діода (К).

В залежності від полярності прикладеної до зовнішніх виводів діоду напруги він може знаходиться в одному з двох стійких станів: непровідному стані (*p-n* перехід зміщений у зворотному напрямку) та провідному стані (*p-n* перехід зміщений у прямому напрямку), при умові, що значення прикладеної напруги та струму, що протікає через *p-n* перехід, будуть знаходиться у допустимих межах. При зміні полярності напруги, що прикладена до зовнішніх виводів, діод може знаходиться у динамічному стані вимикання (зміщення *p-n* переходу змінюється з прямого на зворотне) та у динамічному стані вмикання (зміщення *p-n* переходу змінюється з зворотного на пряме).

1.3 Параметри та характеристики діодів

1.3.1 Непровідний стан діодів.

Під впливом зворотної напруги U_R в діоді діється поширення товщини дипольного шару, яке продовжується доти, поки падіння напруги у дипольному шарі не стане рівною U_R, при цьому особливістю силових діодів є те, що поширення дипольного шару діється, в основному, в сторону більш високоомної *n*- області (бо концентрація акцепторних домішок у *p*- області на кілька порядків більша, ніж концентрація донорних домішок у *n*- області, а величина позитивного та негативного просторових зарядів однакові). Більш високоомна область напівпровідникової структури має назву бази діоду. Більш високовольтні діоди мають більш товсту базу.

Існує кілька факторів, що обмежують максимально можливу зворотну напругу, яка може бути прикладена до діоду. Одним з найбільш важних для силових діодів є явище лавинного пробою. По мірі зростання напруги на діоді зростає не тільки товщина дипольного шару, а й максимальне електричне поле всередині нього. Коли напруженість цього поля досягне критичного значення (приблизно 10^5 В/см), виникає лавинне умноження носіїв заряду. Фізично цей процес можна пояснити тим, що енергія, яку отримує рухомий носій заряду (електрон або дірка) під впливом поля за час вільного пробігу, стає достатньою для іонізації атому кремнію (ударна іонізація) в наслідок чого виникає електронно-діркова пара. В свою чергу, електрон та дірка, що виникли при цьому, теж розганяються у електричному полі та породжують нові електронно-діркові пари і так далі. В наслідок лавинного умноження носіїв заряду струм через діод різко зростає і якщо цей процес не обмежено в часі, то втрата енергії у *p-n* переході досягне такого рівня, що вона підвищить температуру напівпровідниковій структурі до такого стану, що енергія коливань кристалічної решітки буде іонізувати деякі атоми з генерацією нових електронно-діркових пар, зворотний струм ще більше збільшиться поки кремнієва пластина не розплавиться та не закоротить діод. Таким чином, лавинний пробій, не обмежений в часі, переходить у тепловий пробій, рисунок 1.2. Короткочасний процес лавинного пробою, розподілений по значний площі напівпровідникової структури не погіршує параметри діоду.

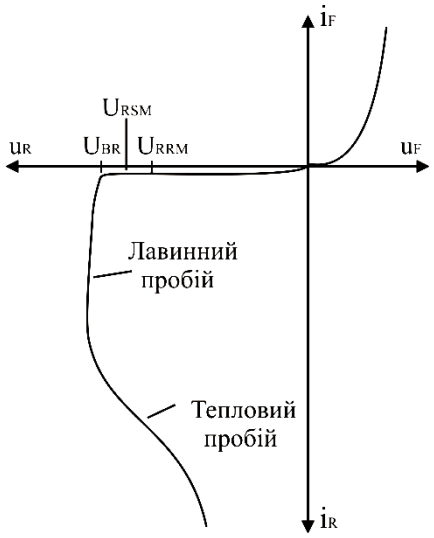


Рисунок 1.2 Вольт-амперна характеристика діоду.

Другим фактором, що може обмежити максимально можливу зворотну напругу діоду, є явища, які виникають на поверхні кремнієвої пластини в зоні виходу *p-n* переходу на поверхню. В цій зоні порушується періодичність кристалічної решітки та може відбутися забруднення поверхні, що створює локальну неоднорідність напруженості електричного поля та сприяє виникненню струму витоку по поверхні. В наслідок цього локальний пробій по поверхні може виникнути при зворотній напрузі значно меншій ніж створяться умови для пробою в об'ємі напівпровідникової структури. Щоб уникнути локальне проплавлення кремнієвої пластини в місці пробою та закорочування діоду в усіх силових діодах циліндричну поверхню напівпровідникової структури профілюють спеціальною фаскою, рисунок 1.3.

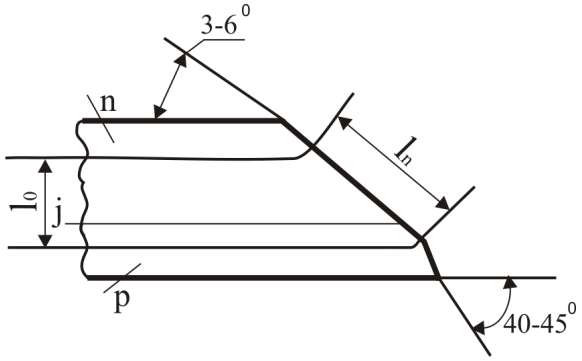


Рисунок 1.3 Створення фаски на боковій поверхні кремнієвого диска.

При цьому напруженість електричного поля ***p-n*** переходу на поверхні фаски буде меншою, ніж у об'ємі (товщі) кремнієвої пластини бо $E_s = U_R/l_s < E_v = U_R/l_v$.

Крім цього, іноді (особливо для лавинних діодів) на периферії напівпровідникової структури (в області фаски) *p-n* перехід створюють менш ризьким ніж у більшості

центральної області структури. При цьому, при підвищенні зворотної напруги умови для створення лавинного пробою у центральної області структури з'являться раніш ніж на периферії (бо напруженість електричного поля дорівнює зворотної напруги поділеної на товщину *p-n* переходу, а ризький *p-n* перехід у центральної області є тонший ніж більш пологий *p-n* перехід на периферії), що забезпечує рівномірний по площини центральної області лавинний пробій та забезпечує стійкість до впливу короткочасних імпульсів перенапруги. Плавність *p-n* переходу забезпечується, за звичаєм, дифузією атомів бору, коефіцієнт дифузії якого у кремнії більший ніж у алюмінію.

Слід відзначити, що максимально можлива зворотна напруга обмежується не тільки параметрами діоду, а й умовами експлуатації та режимами навантаження, а саме:

- навантаження діоду струмом такої величини, що може привести до підвищення температури напівпровідникової структури до недопустимого значення;

- недосконала система охолоджування може привести до втрати термічної стійкості;

- робота на висоті більш ніж 1000 м над рівнем моря може погіршити режим охолоджування до недопустимого рівня;

- вплив космічного випромінювання (особливо при роботі у високовольтних інверторах);

- діод знаходиться під впливом імпульсної чи постійної напруги; більш напруженим є режим постійної напруги.

Ці несприятливі фактори по фізичній сутті можна об'яснити двома явищами: ударною іонізацією космічним випромінюванім та термічною генерацією електронно-діркових пар з виникненням теплового пробою внаслідок втрати термічної стійкості. [3] Втрата термічної стійкості виникає, коли втрати потужності у діоді різко підвищуються з підвищенням температури, при цьому потужність, що відводиться від напівпровідникової структури лінійно підвищуються з підвищенням температури, рисунок 1.4.

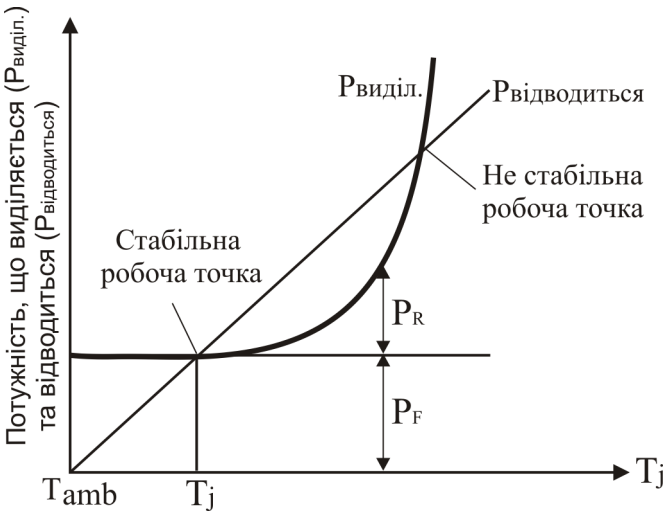


Рисунок 1.4 Потужність, що виділяється в напівпровідниковій структури та потужності, що відводиться від неї, в залежності від її температури.

Різкі втрати потужності, як правило, обумовлені експоненціальним підвищенням зворотного струму при нагріві діоду, рисунок 1.5:

$$I_R(T_j) = I_R(T_{j0}) \cdot \exp[\mu \cdot (T_j - T_{j0}), \quad (1.1)$$

де $I_R(T_j)$ та $I_R(T_{j0})$ – значення зворотного струму при температурі напівпровідникової структури T_j та T_{j0}, відповідно;

μ – коефіцієнт, значення якого в діапазоні 0,03 – 0,09 $К^{-1}$ залежить від значення прикладеної напруги та електрофізичних параметрів структури.

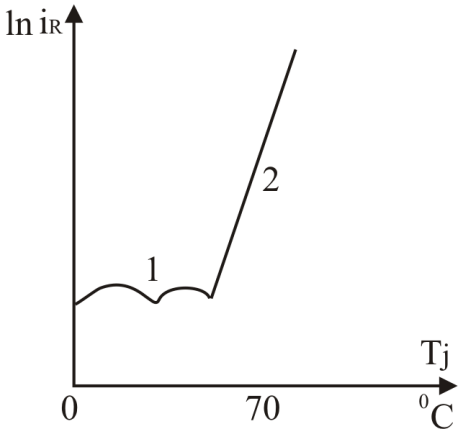


Рисунок 1.5 Температурна залежність зворотного струму; ділянка 1 – превалює поверхнева складова зворотного струму, ділянка 2 – превалює об'ємна складова зворотного струму.

Втрата термічної стійкості виникає, коли втрати потужності у діоді перевищують потужність, що відводиться у охолоджуюче середовище, в нестабільній робочої точці та починається тепловий пробій.

1.3.2 Провідний стан діодів.

Під впливом прямої напруги потенційний бар'єр *p-n* переходу зменшується, в наслідок чого концентрація неосновних носіїв заряду коло кордонів *p-n* переходу (дірок у *n*-області та електронів у *p*- області) експоненціальне підвищується. Це явище називають інжекцією неосновних носіїв заряду. Носії заряду, що Інжектовані через *p-n* перехід, починають дифундувати у глиб напівпровідника – виникає струм через діод. Самою поширеною апроксимацією прямої вольт-амперної характеристики (ВАХ) є лінійна апроксимація, рисунок 1.6 :

$$U_F = U_{F0} + r_F \cdot I_F, \tag{1.2}$$

де U_F – імпульсна напруга діоду;

U_{F0} – порогова напруга діоду;

r_F – динамічний опір діоду у відкритому стані;

I_F – струм через діод;

I_{FAV} – середнє значення струму, типове значення струму випрямного діоду.

Значення r_F та U_{F0} визначаються за формулами:

$$r_F = \frac{U_{F2} - U_{F1}}{I_{F2} - I_{F1}}; \tag{1.3}$$

$$U_{F0} = U_{F2} - r_F \cdot I_{F2}. \tag{1.4}$$

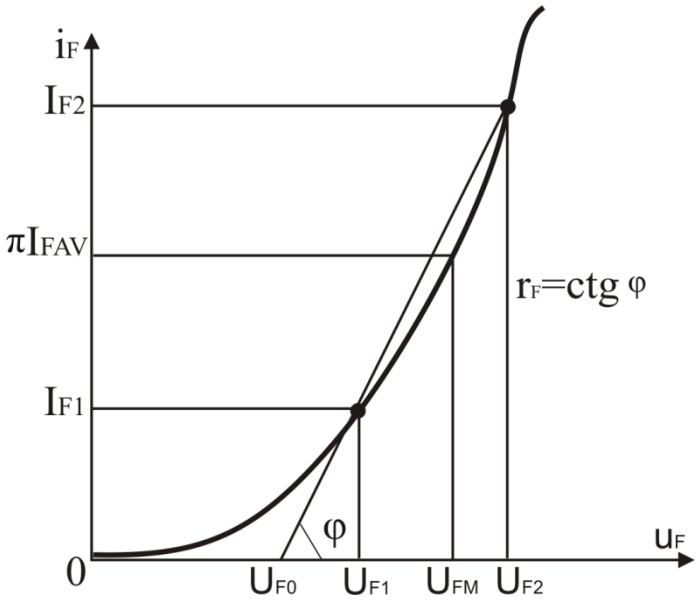


Рисунок 1.6 Параметри апроксимації прямої вольт-амперної характеристики.

З підвищенням температури порогова напруга зменшується, а динамічний опір діоду – збільшується. Пересічення прямих ліній динамічних опорів діоду при температурі напівпровідникової структури 25 °С та при – максимально допустимому значенні відбувається у точці інверсії (при струмі інверсії). Тож, якщо струм через діод менше струму інверсії, то імпульсна напруга діоду зменшується з підвищенням температури, але якщо струм через діод більше струму інверсії, то імпульсна напруга діоду збільшується з підвищенням температури, рисунок 1.7.

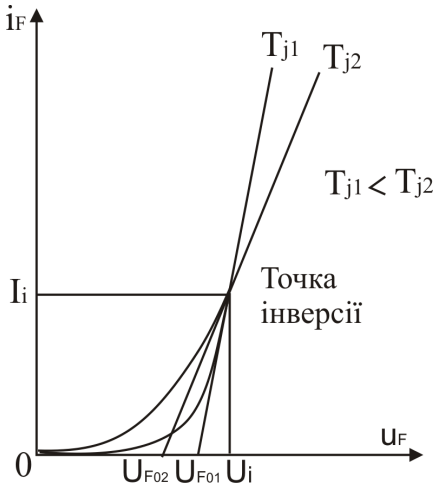


Рисунок 1.7 Пересічення прямих вольт-амперних характеристик у точці інверсії.

Слід відзначити, що формула (1.2) доволі точно апроксимує вольт-амперну характеристику діоду у відкритому стані для значень струму в діапазоні (0,5-1,5) · $\pi \cdot I_{FAV}$, але для більш поширеного діапазону значень струму через прилад іноді використовують більш складний поліном [4]:

$$U_F = A + B \cdot I_F + C \cdot \ln(I_F + 1) + D \cdot \sqrt{I_F}, \quad (1.5)$$

де A, B, C, D – коефіцієнти, що наводяться в інформаційних матеріалах (data sheets) на кожний конкретний тип приладу.

Важливим для розуміння дії діода є те, що при великої густині струму у напівпровідниковій структурі відбувається накопичення рухомих носіїв заряду. Явище накопичення заряду, як показано далі, суттєво впливає на процеси включення та виключення силового діоду, при цьому основний вплив на характеристики діоду оказує заряд дірок, що накопичується у ***n***- базі. Це обумовлено відносно великою інжекцією з більш легованого *p*-шару, меншою рухомістю дірок відносно з електронами, більшою товщиною ***n***- шару та більшим часом життя дірок у ньому.

1.3.3 Перехідний процес вмикання силового діодів.

Під процесом вмикання діоду розуміється процес переходу діоду з непровідного стану у провідний. При вмиканні діода в прямому напрямку в області бази протягом якогось часу відбувається встановлення стаціонарного розподілу нерівноважних носіїв. Дірки проникатимуть усе глибше і глибше до області бази. Внаслідок цього опір бази в початковий момент буде максимальним і поступово, в міру проникнення нерівноважних носіїв углиб області бази, зменшуватиметься, наближаючись до стаціонарного значення. Цей процес має важливе значення для швидкодіючих високовольтних (з товстою базою) діодів. Процес встановлення прямої напруги на швидкодіючому високовольтному діоді зображено на рисунку 1.8.

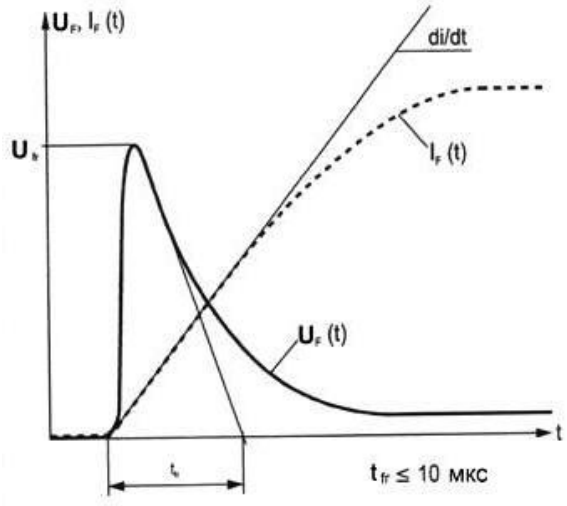


Рисунок 1.8 Типова форма прямої напруги при вмиканні діоду з високою швидкістю наростання струму

В якості прикладу на рисунку 1.9 наведено максимальні значення амплітуди прямої поновлюваної напруги в залежності від швидкості наростання струму при вмиканні швидкодіючого діоду 5SDF 02D6002 (U_{RRM} = 6000 В, I_{FAVM} = 250 А).

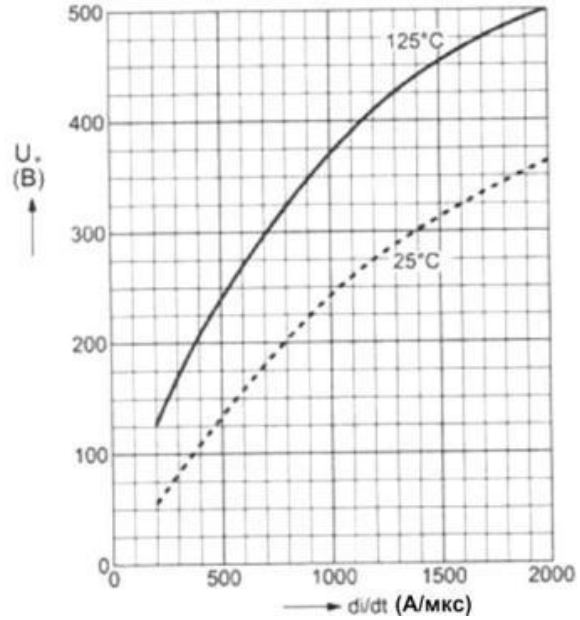


Рисунок 1.9 Максимальні значення амплітуди прямої поновлюваної напруги діоду 5SDF 02D6002

1.3.4 Перехідний процес вимикання силового діоду.

Під процесом вимикання діоду розуміється процес переходу діоду з провідного стану у непровідний. При прикладенні до діоду, що знаходиться у провідному стані, зворотної напруги U_R перш за все починається зменшуватися прямий струм $\boldsymbol{i_F}$, рисунок 1.10. Швидкість його спаду визначається характером зміни полярності джерела напруги та параметрами зовнішнього кола, до якого підключено діод.

Разом з зменшенням прямого струму через діод буде зменшуватись і накопичуваний у ньому заряд неосновних носіїв заряду. В момент часу, коли прямий струм через діод стане дорівнювати нулю, накопичений заряд неосновних носіїв ще не досягає нульового значення та залежить від попереднього прямого струму діода, швидкості його спаду та рекомбінації носіїв заряду.

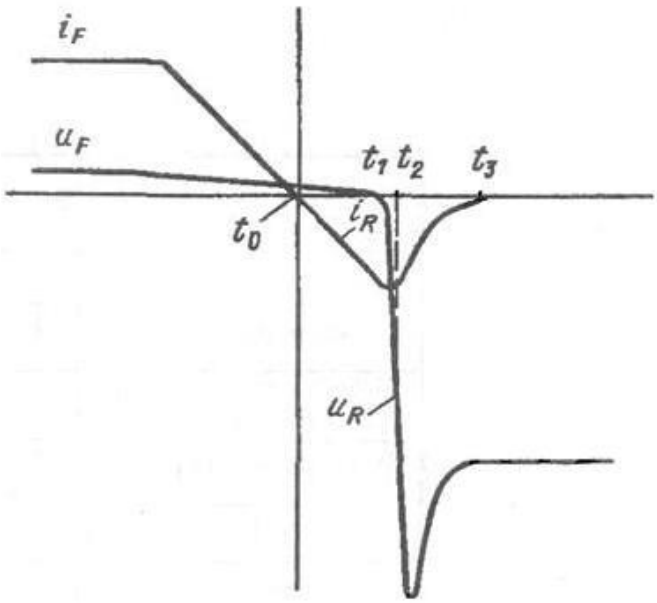


Рисунок 1.10 Процес вимикання діода.

Починаючі з моменту часу t = 0, коли прямий струм через діод під впливом зміни полярності напруги джерела живлення досяг нульового значення, у колі потече струм у зворотному напрямку, через діод зворотний струм i_{R}. Накопичений заряд буде продовжувати зменшуватися зі швидкістю, що визначається швидкістю рекомбінації неосновних носіїв заряду та їх переносом через *p-n* перехід при протіканні зворотного струму. При цьому зворотний струм діоду буде зростати зі швидкістю, що визначає напруга та індуктивність зовнішнього кола, до тих пір, поки концентрація неосновних носіїв заряду буде достатньою для протікання такого струму, інтервал часу $t_0 - t_1$. На цьому інтервалі часу напруга на діоді має знак прямої напруги та обумовлена не падінням зовнішньої напруги на діоді, а внутрішньою ЕРС об'ємних зарядів неосновних носіїв зарядів. По мірі очищення шарів напівпровідникової структури діода від інжектованих носіїв заряду швидкість зростання зворотного струму зменшується, бо *p-n* перехід починає відновлювати здатність блокувати зворотну напругу, інтервал $t_1 - t_2$. В момент часу t_2, коли швидкість зростання зворотного струму діоду, знижуючись, досягає нульове значення, зворотний струм досягає максимуму, а зворотна напруга на діоді стає рівною напрузі джерела живлення за лишком падіння напруги у зовнішньому колі, до якого підключено діод. З цього моменту починається обмеження та спад зворотного струму діоду, що визвано недостачею неосновних носіїв заряду в шарах об'ємного заряду напівпровідникової структури. Швидкість спаду зворотного струму діоду в інтервалі часу $t_2 - t_3$ визначається тільки характером зміни концентрації неосновних носіїв заряду, який обумовлений технологією виробництва структури, та не залежить від

параметрів електричного кола, до якого підключено діод.

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

Швидковідновлювані діоди, що мають велику швидкість спаду зворотного струму, називають діодами з **жорсткою** характеристикою замикаючої властивості, а швидковідновлювані діоди, що мають відносно малу швидкість спаду зворотного струму, називають діодами з **м'якою** характеристикою замикаючої властивості. Держстандартом України ступень "м'якості" визначає коефіцієнт ***S***, що визначається за формулою [1]:

$$\boldsymbol{S = t_{rf}/t_{rs}}, \tag{1.6}$$

де t_{rs} – час наростання зворотного струму відновлення;

t_{rf} – час спадання зворотного струму відновлення, рисунок 1.11

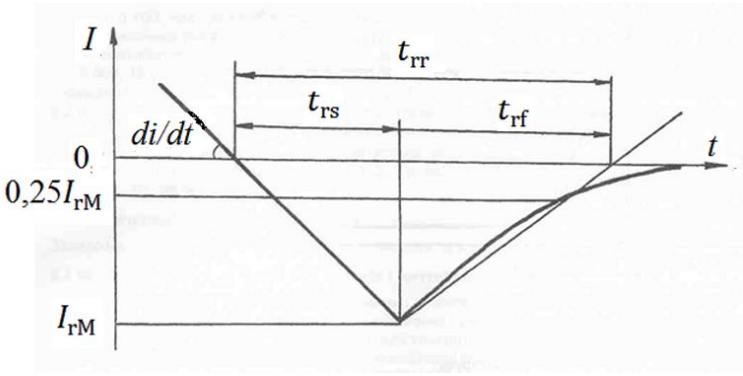


Рисунок 1.11 Зворотний струм відновлення замикаючої властивості

I – сила струму;

t – час;

I_{rM} – амплітуда зворотного струму відновлення замикаючої спроможності;

t_{rs} – час наростання зворотного струму відновлення замикаючої спроможності;

t_{rf} – час спаду зворотного струму відновлення замикаючої спроможності;

t_{rr} – час зворотного відновлення замикаючої спроможності;

di/dt – швидкість спаду прямого струму.

Якщо значення ***S*** до 1, то цей діод має жорстку характеристику замикаючої властивості і при його замиканні виникає великий імпульс перенапруги. А якщо значення ***S*** понад 1, то цей діод має м'яку характеристику замикаючої властивості і при його замиканні виникає значно менший імпульс перенапруги.

Для того, щоб прилад мав м'яку характеристику замикаючої властивості необхідно щоб до моменту максимального значення відновлювальної зворотної напруги у структурі залишалось достатня кількість носіїв заряду для підтримки "хвостового" струму.

Для зниження піку зворотного струму необхідно швидко виснажити переповнений носіями заряду ***p-n*** перехід. Це досягається локальним регулюванням часу життя неосновних носіїв заряду для того, щоб забезпечити компроміс між падінням прямої напруги та значенням динамічних втрат потужності. Динамічні процеси сильно залежать від розподілення носіїв по структурі приладу в момент початку комутації. На це розподілення, у свою чергу, впливає розташування центрів рекомбінації в приладі.

При однаковому часу життя носіїв по товщі напівпровідникової структури їх концентрація розподіляється нерівномірно в наслідок різної рухливості дірок та електронів. Мінімум буде мати місце ближче до середини структури, в той час як ближче до країв концентрація носіїв зростає, причому зо сторони анода значно більше, ніж у катода, (крива «а» на рисунку 1.12) [3].

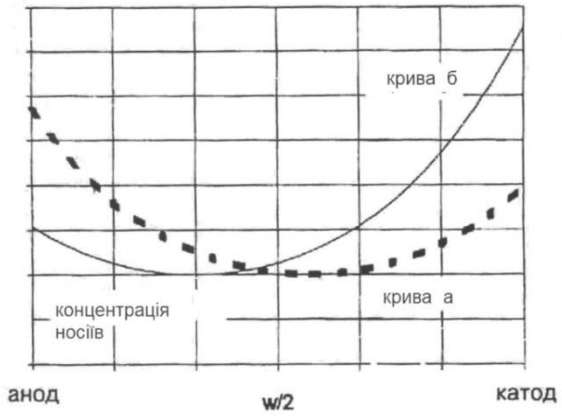


Рисунок 1.12 Зміна концентрації носіїв заряду в наслідок регулювання часу життя.

В той же час, щоб прилад мав м'яку характеристику замикаючої властивості необхідно мати зворотну картину, при якій концентрація носіїв буде вище з сторони катода, ніж у анода, (крива «б», рисунок 1.12). Це досягається керованим розподілом часу життя носіїв по товщі напівпровідникової структури за допомогою їх опромінення іонами гелію або водню. Ці іони доволі легко проникають в товщу кремнієвої пластини і тільки в кінці свого шляху вони роблять порушення кристалічної решітки (створюють дислокації), які стають центрами рекомбінації неосновних носіїв заряду. Бажану щільність та глибину шару можна

задавати шляхом вибору дози та енергії опромінювання з послідуючим корегуванням часу життя носіїв відпаломом кремнієвих пластин. Впровадження технології опромінювання напівпровідникових структур дало можливість виробляти прилади з мінімальним накопичуваним зарядом, з мінімальним піком зворотного струму та з м'якою характеристикою замикаючої властивості (коефіцієнт $S>1$).

Слід відзначити, що бажано використовувати не тільки швидко відновлювані діоди та швидкодіючі тиристори, а й усі силові напівпровідникові прилади з м'якою характеристикою замикаючої властивості (коефіцієнт $\boldsymbol{S>1}$), бо жорстка характеристика суттєво підвищує перенапругу при замиканні приладу.

При трикутної апроксимації накопичуваного заряду (рисунок 1.11) значення S можна визначити не тільки по формулі (1.4), а і по такій формулі [4]:

$$\boldsymbol{S = \frac{2Q_{rr} \cdot (di/dt)}{I_{rM}^2} - 1,} \tag{1.7}$$

де Q_{rr} – заряд зворотного відновлення;

di/dt – швидкість спадання прямого струму;

I_{rM} – амплітуда зворотного струму відновлення.

Якщо в інформаційних матеріалах на прилад на прилад не наведено амплітуди зворотного струму відновлення, але наведено значення часу зворотного відновлення –t_{rr} , то можна використати таку формулу:

$$\boldsymbol{S = \frac{t_{rr}^2 \cdot \left(\frac{di}{dt}\right)}{2Q_{rr}}.} \tag{1.8}$$

1.3.5 Визначення температури *p-n* переходу

Параметри та характеристики усіх напівпровідникових приладів в той чи іншій мірі залежать від температури напівпровідникової структури. Більшість напівпровідникових приладів створюються на основі пластин з монокристалу кремнію товщиною 0,1…1,6 мм (в залежності від значення напруги приладу). В пластинах з монокристалів кремнію за допомогою складних термофізичних процесів створюються один або більше *p-n* переходів для створення діодів, транзисторів, діністорів, тиристорів, триаків (симісторів), мікросхем.

В процесі протікання струму в напівпровідникових структурах відбуваються втрати потужності (не обов'язково рівномірно по площі чи товщини), що приводить до її нагріву. В

зв’язку з тим, що теплопровідність кремнію велика і об’єм кремнієвої пластини малий, прийнято рахувати, що нагрів кремнієвої пластини відбувається рівномірно і вона має однакову температуру по всьому об’єму. В індустріально розвинутих країнах кремнієву пластину з напівпровідниковою структурою називають чіпом (chip), в Російський федерації її називають кристалом.

Найбільш поширеним засобом вимірювання температури чіпу є використання температурної залежності падіння напруги на *p-n* переході при протіканні прямого стабільного струму. Величина вимірювального струму має бути значно менше точки інверсії (рисунок 1.7) і не повинен нагрівати чіп. За звичаєм значення вимірювального струму приймається таким, щоб щільність струму через *p-n* перехід знаходилася в межах 0,3…1,6 мА/мм^2. Чим менше щільність струму, тим більший коефіцієнт температурної залежності, але менше значення максимальної температури лінійної ділянки залежності напруги на *p-n* переході.

Процес вимірювання температури через *p-n* переходу складається з двох етапів:

- на першому етапі визначається температурна залежність напруги на індивідуально даному *p-n* переході при протіканні стабільного значення вимірювального струму по двом значенням температури:оточуючого середовища і максимально допустимого значення температури *p-n* переходу, рисунок 1.13 (при досліджені нового типу приладу для підтвердження правильності значення вимірювального струму бажано провести вимірювання напруги і при проміжному значені температури);

- на другому етапі прилад монтується на охолоджувачі і підключається до джерела силового струму, який нагріває чіп, струм може бути імпульсним без прикладення зворотної напруги, в проміжках часу між імпульсами силового струму вимірюється падіння напруги на *p-n* переході від протікання вимірювального струму, по цьому значені напруги по графіку рисунка 1.13 визначається температура *p-n* переходу, або за формулою:

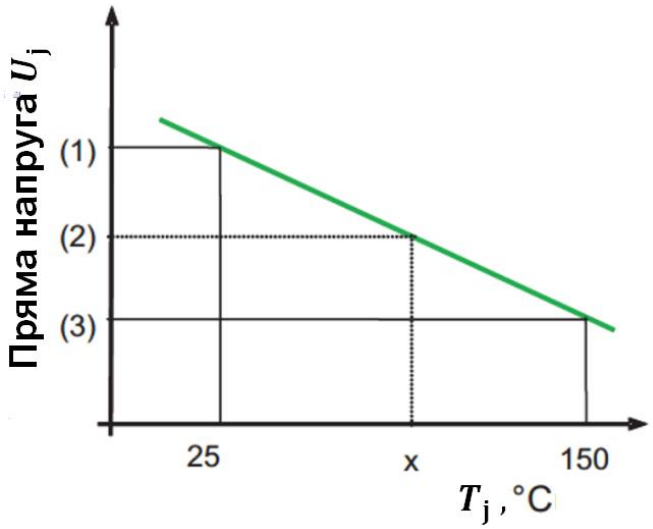


Рисунок 1.13 Температурна залежність напруги на *p-n* переході

Значення температури *p-n* переходу при його нагріві силовим струмом визначається за формулою:

$$T_{jx} = T_{amb} + \frac{U_{jx}(T_{jx}) - U_j(T_{jamb})}{U_j(T_{jmax}) - U_j(T_{jamb})} \cdot (T_{jmax} - T_{jamb}), \quad (1.9)$$

або, згідно позначень рисунку 1.13, за формулою:

$$T_{jx} = 25°C + \frac{U_j(2) - U_j(1)}{U_j(3) - U_j(1)} \cdot (150°C - 25°C). \quad (1.10)$$

1.3.6 Визначення типового струму приладу, теплового опору приладу, теплового опору контакту прилад-охолоджувач

Згідно електро-теплової аналогії, при якої температура є аналогом напруги,тепловий потік (потік потужності) є аналогом струм у, тепловий опір будь-якого тіла на шляху теплового потоку це відношення різниці температур на вході теплового потоку в тіло і на його виході до значення потужності цього теплового потоку.

Тепловий опір діоду, або будь-якого приладу визначається наступним чином:

1) В основу приладу на відстані не більше ніж 1,5 мм від контактної поверхні, вмонтовується термопара хромель-копель, ТХК.

2) Прилад з термопарою монтується на охолоджувач з водяним охолодженням, поблизу контактної поверхні теж вмонтована термопара.

3) Через прилад пропускаються прямокутні імпульси силового струму з частотою в межах 1…10 , причому пауза між імпульсами струму, що нагрівають чіп приладу не повинна перевищувати 200 мкс. Одночасно з імпульсами силового струму через прилад пропускають і стабілізований вимірювальний струм, який в зв'язку з малим його значенням не нагріває чіп приладу та дозволяє визначити його температуру згідно підрозділу 1.3.5. При цьому вимірюється значення напруги на приладі при протіканні імпульсів силового струму, значення амплітуди імпульсів силового струму, значення напруги від протікання вимірювального струму (в інтервалі часу між імпульсами силового струму, значення температури основи приладу, яка визначається за допомогою термопари і відповідного вимірювального приладу (потенціометр, мілівольтметр).

4) Регулюючи амплітуду імпульсів силового струму та кількість витоку води через охолоджувач добиваються, щоб температура *p-n* переходу дорівнювала максимально допустимого значення та температура основи приладу дорівнювала певному заздалегідь обумовленому значенню. При цьому значення амплітуди імпульсів силового струму зменшеного до найближчого номінального значення буде типовим струмом приладу. Тепловий опір приладу $R_{\text{th jc}}$ визначається в сталому режимі роботи за формулою:

$$R_{\text{thjc}} = \frac{T_{\text{j}} - T_{\text{c}}}{U \cdot I \cdot (1 - f \cdot t_{\text{p}})}, \tag{1.11}$$

де T_{j} – температура *p-n* переходу;

T_{c} – температура основи приладу;

U – амплітуда напруги на приладі при протіканні силового струму I;

f – частота слідування імпульсів;

t_{p} – тривалість паузи між імпульсами силового струму.

5) Тепловий опір контакту прилад-охолоджувач визначається за формулою:

$$R_{\text{thch}} = \frac{T_{\text{c}} - T_{\text{h}}}{U \cdot I \cdot (1 - f \cdot t_{\text{p}})}, \tag{1.12}$$

де T_{h} – температура контактної поверхні охолоджувача.

Примітка. Нагрів чіпу приладу до стаціонарного теплового режиму дозволяється виконувати постійним струмом, але при цьому вимірювання температури *p-n* переходу було здійснено не пізніше300 мкс після відключення силового струму.

Якщо прилад має таблеткову конструкцію, то визначення теплового опору робиться окремо як при охолоджені зі сторони анода, так і зі сторони катода. При цьому загальний тепловий опір приладу $R_{\text{th jc}}$ визначається за формулою:

$$R_{\text{th jc}} = \frac{R_{\text{th (jc)A}} \cdot R_{\text{th (jc)K}}}{R_{\text{th (jc)A}} + R_{\text{th (jc)K}}}, \quad (1.13)$$

де $R_{\text{th (jc)A}}$ – тепловий опір приладу при охолоджені зі сторони аноду;

$R_{\text{th (jc)K}}$ – тепловий опір приладу при охолоджені зі сторони катоду.

Значення теплового опору контакту прилад-охолоджувач при охолодженні з обох сторін дорівнює половині значення теплового опору контакту прилад-охолоджувач при охолодженні з однієї із сторін.

Для таких приладів типове значення струму визначається при охолоджені з обох сторін.

1.3.7 Визначення перехідного теплового опору приладу

Перехідний тепловий опір приладу – це відношення приросту різниць в кінці і на початку інтервалу часу між температурою напівпровідникової структури і температурою в заданій зовнішній контрольній точці до стрибкоподібної зміні розсіюваної потужності в приладі на початку того ж інтервалу часу, яка викликає зміну температур. [1]

Для визначення перехідного теплового опору приладу його необхідно змонтувати на охолоджувачі з водяним охолоджуванням, причому прилади з таблетковою конструкцією необхідно охолоджувати з обох сторін.

Перехідний тепловий опір приладу можна визначити одним з двох засобів:

1) При нагріві чіпу під впливом одиночних прямокутних імпульсів струму різною тривалістю від 1 мс до 60 с. Після кожного такого імпульсу струму необхідно виміряти температуру *p-n* переходу (не пізніше 100 мкс після закінченя кожного імпульсу силового струму, причому між імпульсами силового струму має бути пауза достатня, щоб чіп приладу охолодився до температури охолоджуючого середовища T_{amb}. Перехідний тепловий опір приладу визначається для точок відповідних тривалості імпульсів струму за формулою:

$$Z_{\text{th jc}}(t_1, t_2, \dots t_n) = \frac{T_{\text{j}}(t_1, t_2, \dots t_n) - T_{\text{amb}}}{U \cdot I}, \quad (1.14)$$

де $Z_{\text{th jc}}(t_1, t_2, \ldots t_n)$ – перехідний тепловий опір приладу для моментів часу $t_1, t_2, \ldots t_n$, відповідно;

T_{j} – температура *p-n* переходу для моментів часу $t_1, t_2, \ldots t_n$, відповідно.

Для моментів часу t = 40 … 60 с, рисунок 1.14, при яких температура *p-n* переходу залишається незмінною, перехідний тепловий опір приладу дорівнює тепловому опору приладу, тобто: $Z_{\text{th jc}}(40, \ldots 60\ \text{с}) = R_{\text{th jc}}$.

2) Як показано на рисунку 1.14, крива нагріву чіпу в процесі протікання постійного силового струму через прилад(тобто при тривалому виділені потужності в чіпі) повторює криву його охолодження після відключення силового струму зовнішнім вимикачем.

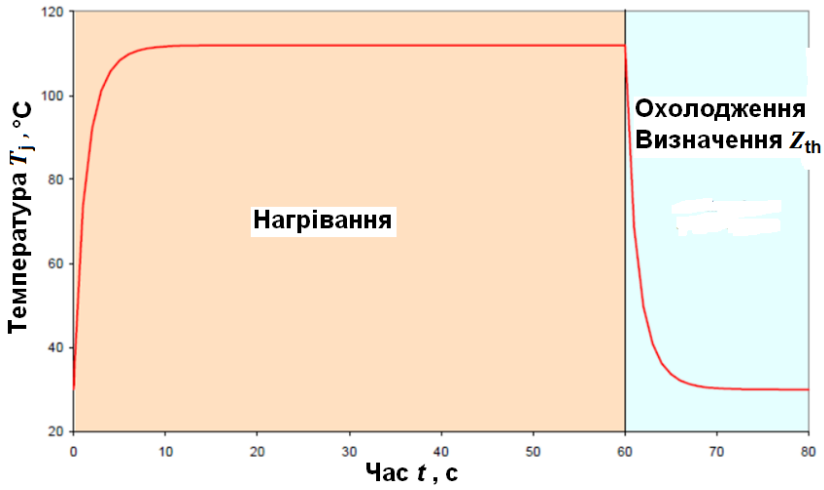


Рисунок 1.14 Зміна температури *p-n* переходу при визначені перехідного теплового опору

Міжнародна електротехнічна комісія своїм документом IEC 60747-9 6.3.13 рекомендує для визначення теплового опору та перехідного теплового опору застосовувати криву охолодження.

Стабілізований вимірювальний струм протікає через прилад одночасно з постійним силовим струмом. Після того, як температура основи приладу, в яку вбудована термопара протягом 30 хвилин зминеться менше 0,5°С, зовнішній вимикач відключає протікання силового струму і регістратор почне фіксувати зміну напруги на *p-n* перезоді від протікання стабілізованого вимірювального струму в процесі охолодження чіпу. Одночасно іншим регістратором фіксується зміна температури основи приладу в процесі охолодження. Перехідний тепловий опір приладу $Z_{\text{th jc}}(t)$ визначається за формулою:

$$Z_{\text{th jc}}(t) = \frac{\left(T_{\text{j heat}} - T_{\text{j}}(t)\right) - \left(T_{\text{c heat}} - T_{\text{c}}(t)\right)}{P}, \quad (1.15)$$

де $T_{\text{j heat}}$ – значення температури *p-n* переходу, до якого він нагрівається процесі нагрівання;

$T_{\text{j}}(t)$ – значення температури *p-n* переходу в процесі охолодження;

$T_{\text{c heat}}$ – значення температури основи приладу, до якої вона нагрівається в процесі нагрівання;

$T_{\text{c}}(t)$ – значення температури основи приладу в процесі охолодження;

$P = U \cdot I$ – втрати потужності в чіпі приладу при протікані силового струму в процесі нагрівання.

На рисунку 1.15 наведено приклад перехідного теплового опору діоду.

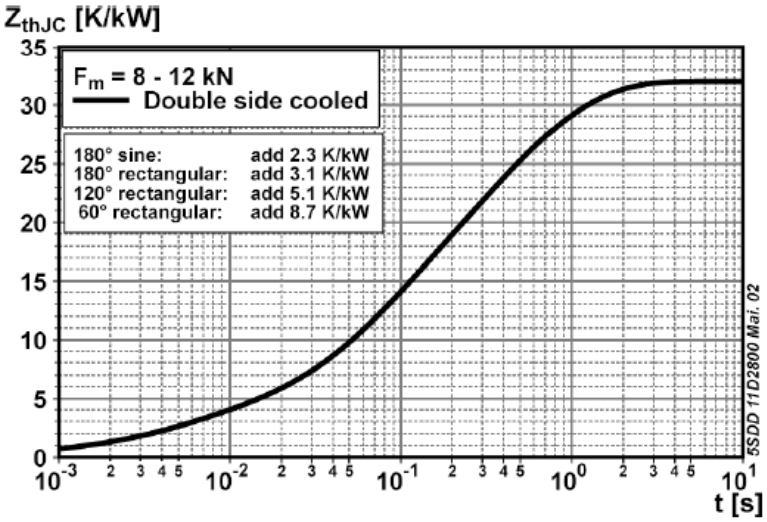


Рисунок 1.15 Перехідний тепловий опір структура –основа діоду 5SDD 11D2800

У верхній частині діаграми перехідного теплового опору вказано,що зусилля притискування діоду до охолоджувачів має знаходиться в межах 8 – 12 кН, охолодження з обох сторін. Нижче наведена таблиця додаткових значень теплового опору, які необхідно додавати до значень перехідного теплового опору, величина яких залежить від форми та кута провідності імпульсів струму при експлуатації приладу.

Контрольні запитання

1. Що таке силовий напівпровідниковий прилад?
2. Охарактеризуйте види силових діодів.
3. Як утворюється *p-n* перехід діода?
4. Охарактеризуйте зворотну ВАХ діода.
5. Навіщо потрібно робити фаску на діодних структурах?
6. Чим обмежується максимальна зворотна напруга діоду?

7. Що таке лавинний пробій *p-n* переходу?

8. Як впливає на діоди космічне випромінювання?

9. Що таке втрата термічної стійкості і чим вона обумовлена?

10. Охарактеризуйте параметри ВАХ діоду у провідному стані.

11. Охарактеризуйте процес вмикання діоду у провідний стан при високої швидкості наростання струму.

12. Охарактеризуйте перехідний процес вимикання силового діода.

13. Що таке “жорстка” та “м’яка” замикаюча властивість силового діоду?

2 ТИРИСТОРИ

Тиристор це напівпровідниковий прилад з двома стійкими станами, що має три чи більше переходи й може перемикатися із закритого стану у відкритий та навпаки. [1]

В сучасній електротехніці найбільш поширеними та перспективними для застосування є такі види тиристорів: тиристори, блоковані у запірному напрямі (phase control thyristors), комутуємі тиристори з інтегрованим управлінням (integrated gate-commutated thyristors, IGCT).

2.1 Принцип дії тиристора блокованого у запірному напрямі

Тиристор, блокований у запірному напрямі, далі просто **тиристор** це прилад, що при зворотній напрузі не перемикається, а перебуває у зворотному непровідному стані. [1]

Силовий тиристор представляє собою багатошарову напівпровідникову структуру, що складається з чотирьох ***p***- та ***n***- шарів і трьох ***p-n*** переходів, рисунок 2.1.

Зовнішні шари p_1 та n_2 напівпровідникової структури та відповідні зовнішні *p-n* переходи j_1 та j_3 прийнято називати емітерними, а внутрішні шари n_1 та p_2 – базами і внутрішній ***p-n*** перехід j_2 – колекторним.

Зовнішні сторони емітерних шарів p_1 та n_2 з'єднані з металічними контактами, що утворюють два основних виводи тиристора. Вивід, що з'єднаний з ***p***- шаром, називається анодним (А) виводом тиристора. а вивід, що з'єднаний з ***n***- шаром, називається катодним (К) виводом тиристора. Вивід від p_2 - бази називається управляючим (G) виводом (електродом).

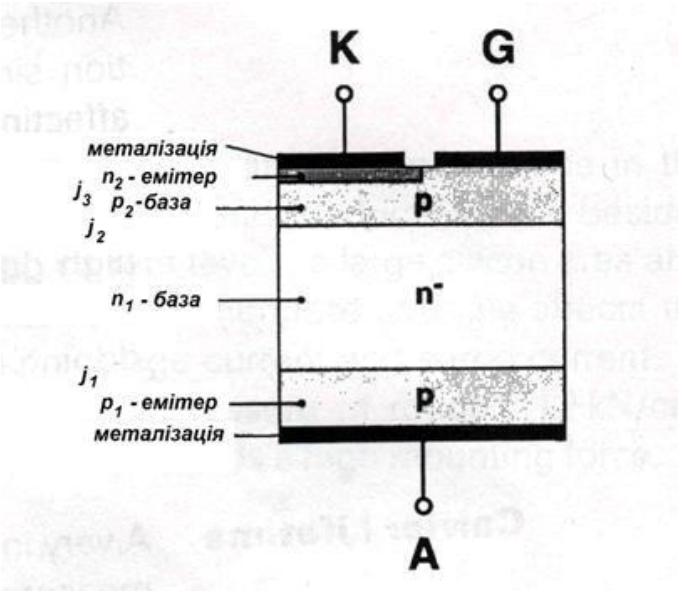


Рисунок 2.1 Напівпровідникова структура тиристора

Коли ***p-n*** перехід (j_1 або j_2), що створюється шляхом дифузії у кремнієвий диск, як показано на рисунку 2.1, знаходиться у блокуючому стані, то, в наслідок високої діелектричної проникності кремнію, поблизу бокової поверхні кремнієвого диску створюється підвищене, у порівнянні з об'ємною областю, електричне поле, що веде до передчасного пробою. Тому геометрія периферії відповідного переходу повинна вибиратись такою, щоб максимальне значення **поверхневого** електричного поля не перевищувало максимуму **об'ємного** поля. Цього можна досягнути виконуючи одинарну фаску, рисунок 1.3, або так звану **подвійну негативну** або **подвійну позитивну** (ластівчин хвіст) фаски, рисунок 2.2:

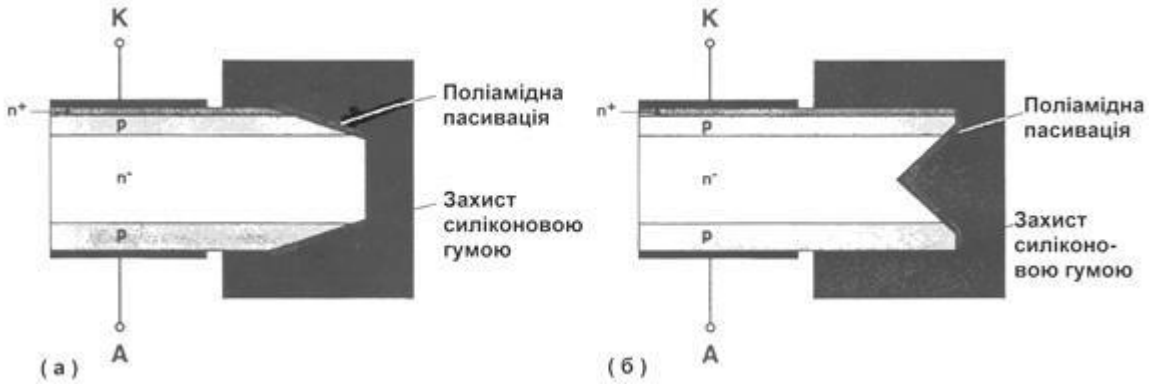


Рисунок 2.2 Периферія переходів з подвійною негативною (а) та подвійно позитивною фасками.

Кругові фаски обох видів легко виконуються на кремнієвих дисках шляхом шліфування. Після цього, поверхня з порушеною кристалічною решіткою протравлюється з метою видалення не бажаних іонів або механічних порушень, потім вони пасивуються (захищаються). Методів пасивації розроблено дуже багато. Деякі виробники пасивують оксидом кремнію з послідуючим захистом кремнійорганічною емаллю або кремнійорганічним каучуком (силіконовою гумою). Фірма ABB використовує тонкий шар поліаміду безпосередньо на кремній та велику масу силіконової гуми зверху. Це також допомагає контролю за розподілом електричного поля у корпусі приладу запобігаючи частковому або коронному розряду. Хоча і позитивна і негативна фаски можуть бути використовуванні для отримання високої пробивної напруги. Фірма ABB використовує негативну фаску. Основною причиною до цього є те, що геометрія збідненого шару негативної фаски коло поверхні така, що прилад суттєво менш чутливий до діючих флуктуацій на поверхні та до довготермінового погіршення блокуючої можливості. Регулярне виконання 1000 годинних іспитів приладів (заведений порядок гарантування

надійності) при блокуючої напрузі постійного струму забезпечують довготривалу стабільність. В залежності від полярності прикладеної до основних виводів тиристора напруги він може знаходиться у таких трьох стабільних станах: закритому (непровідному) – (емітерні переходи j_1 та j_3 зміщені у прямому напрямку, колекторний перехід j_2 зміщено у зворотному напрямку), відкритому (провідному) – (усі три ***p-n*** переходи зміщені у прямому напрямку), зворотному непровідному – (емітерні переходи j_1 та j_3 зміщені у зворотному напрямку, колекторний перехід j_2 зміщено у прямому напрямку, при умові, що прикладена напруга та струм через прилад знаходяться у допустимих межах).

Крім того, тиристор може переходити з одного стабільного стану у другий. У відповідності з цім слід приймати до уваги такі динамічні стани тиристорів: перехід з закритого стану у відкритий при перевищенні прикладеної до структури напруги значення напруги переключення (вмикання по аноду) або при пропусканні через вивід управління струму, достатнього за величиною для вмикання тиристора (вмикання по управляючому електроду), а також перехід з відкритого стану у зворотний непровідний стан (вимикання) при відповідної зміні полярності напруги, що прикладена до тиристора. Розглянемо процеси, що діються у тиристорі при різної полярності прикладеної до нього напруги.

2.2 Зворотний непровідний стан тиристору

Як визначалось раніше, при прикладенні до тиристору напруги у зворотному напрямку переходи j_1 та j_3 зміщуються у зворотному, а j_2 – у прямому напрямку. Слід відзначити, що у сучасних тиристорів їх напівпровідникові структури виробляються таким чином (концентрація домішок по шарам, глибини залягання та профілі *p-n* переходів і т. п.), що *p-n* перехід j_3 має доволі низьку замикаючу спроможність і при прикладені до нього зворотної напруги більш 15 В в ньому настає лавинний пробій. Більш того, по всієї площини *p-n* переходу j_3 у катодному емітерному шарі n_2 (окрім площини під електродом управління та допоміжним тиристором) розташовані дрібні резистивні канали (для підвищення протидії до ефекту ***du/dt***). Тому можна приймати, що вся зворотна напруга прикладається до переходу j_1. Типчина залежність зворотного струму від прикладеної напруги приблизно така, як у діода, рисунок 2.3.

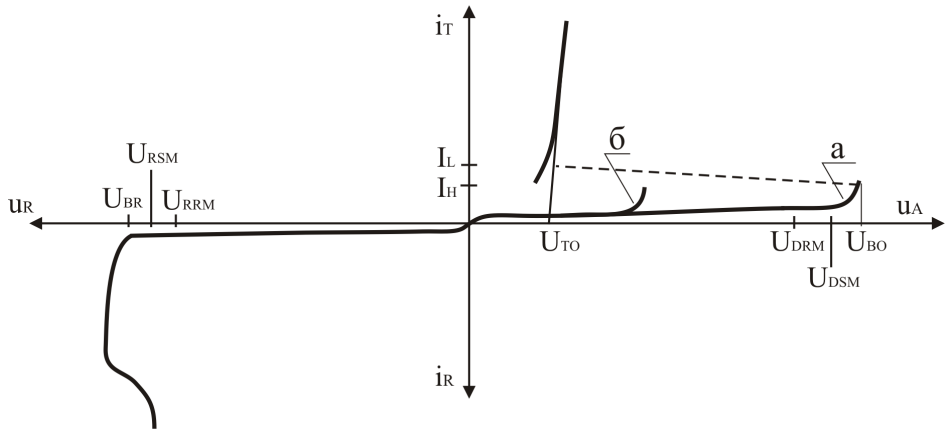


Рисунок 2.3 Вольт-амперна характеристика тиристора, а – без струму управління, б – при струмі управління меншим ніж струм включення.

2.3 Закритий стан тиристору

Коли до тиристору прикладена напруга у прямому напрямку, то переходи $\mathbf{j_1}$ та $\mathbf{j_3}$ зміщуються у прямому, а $\mathbf{j_2}$ – у зворотному напрямку. Співвідношення між рівнями легування ***n***- бази тиристора та сусідніми ***p***- шарами таке, що при прикладенні високої напруги ООЗ простирається у низькоомну $\boldsymbol{n_1}$-базу. Проте на відміну від зворотно зміщеного стану, коли ООЗ примикала до переходу $\mathbf{j_1}$, у закритому стані тиристора ця область примикає до переходу $\mathbf{j_2}$. Тут буде мати місце транзисторний ефект, в наслідок чого струм закритого стану (без поверхневої компоненти) може бути записано у такому вигляді: [5]

$$\boldsymbol{I_D} = \frac{\boldsymbol{I_d}+\boldsymbol{I_{sc}}}{\mathbf{1}-\boldsymbol{\alpha_p}-\boldsymbol{\alpha_n}}, \tag{2.1}$$

де I_D– струм закритого стану тиристора;

I_d та I_{sc}– дифузійна та генераційно-рекомбінаціна складові струму;

α_p та α_n – коефіцієнти підсилення за струмом транзисторів ***p-n-p*** та ***n-p-n***, відповідно, що складають ***p-n-p-n*** структуру, рисунок 2.4.

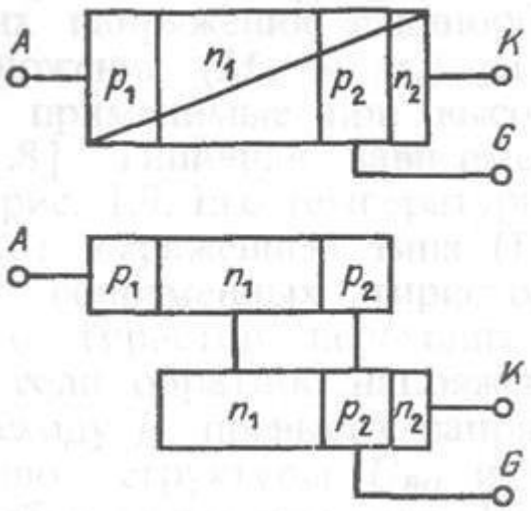


Рисунок 2.4 Умовний розподіл тиристора на два транзистори.

Відзначимо, що формула (1.7) вірна при значеннях напруги значно менших напруги лавиноутворення. Температурна залежність струму I_D має експоненціальний характер та його температурну залежність також можна описати формулою типу (1.1).

Напівпровідникова структура тиристору переходе з закритого стану у відкритий при збільшені прямої напруги, коли струм через прилад збільшиться до такої міри, що сума коефіцієнтів підсилення за струмом стане рівною одиниці: $\alpha_p + \alpha_n = 1$. Напруга, при якій виконується ця умова, називається **напруга перемикання (U_{BO})**].

$$U_{BO} = U_{BD} \cdot (1 - \alpha_p - \alpha_n)^{1/k}, \quad (2.2)$$

де U_{BD} – напруга лавинного пробою переходу $\mathbf{j_2}$ без впливу транзисторних ефектів;

k – параметр, що представляє функцію напруги пробою для кремнію (3< k < 6).

Таким чином, напруга лавинного пробою колекторного переходу $\mathbf{j_2}$ більше, ніж напруга перемикання напівпровідникової структури тиристора.

На рисунку 2.5 наведена типова залежність напруги перемикання від температури.

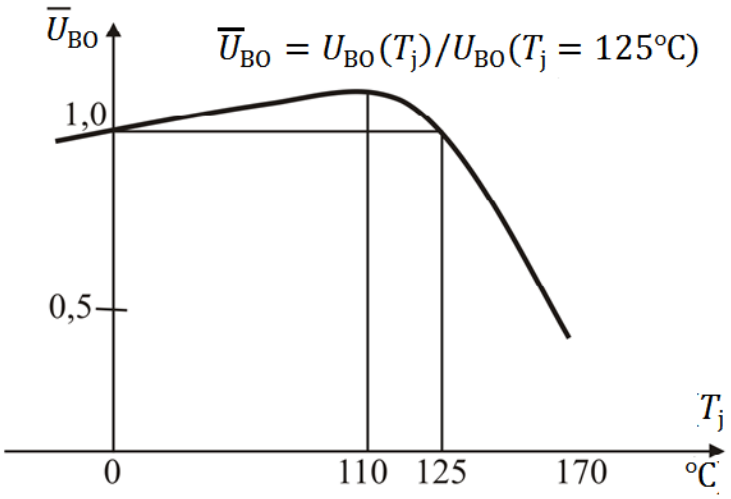


Рисунок 2.5 Температурна залежність напруги перемикання тиристора.

Підвищення напруги перемикання U_{BO} обумовлено зростанням напруги лавинного пробою U_{BD} з підвищенням температури, а зменшення U_{BO} після 110 °С обумовлено зростанням коефіцієнтів підсилення за струмом у формулі (2.1).

Слід відзначити, що перемикання напівпровідникової структури тиристора у провідний стан анодною напругою при відсутності або недостатньому рівню струму управління недопустимо. Це пояснюється тим, що в цьому разі через неминучі нерівномірності напівпровідникової структури перемикання може відбуватися не по всієї площини *p-n* переходу і навіть не по такий, як площина початкового включення при включенні по електроду управління, а тільки в окремих зонах з дуже малим перерізом. При цьому щільність струму у виникаючих струмопровідних каналах може досягати дуже великих значень, бо струм обмежується тільки параметрами мережі живлення. Локальний перегрів напівпровідникової структури визиває стягування струму в зони підвищеного нагріву, що може визвати незворотній тепловий пробій напівпровідникової структури або деградацію її електрофізичних параметрів та характеристик.

2.4 Процес вмикання тиристора

Під вмиканням тиристора розуміють процес переводу його з закритого (непровідного) стану у відкритий (провідний) стан. Схема підключення тиристора до зовнішніх джерел напруги зображена на рисунку 2.6а.

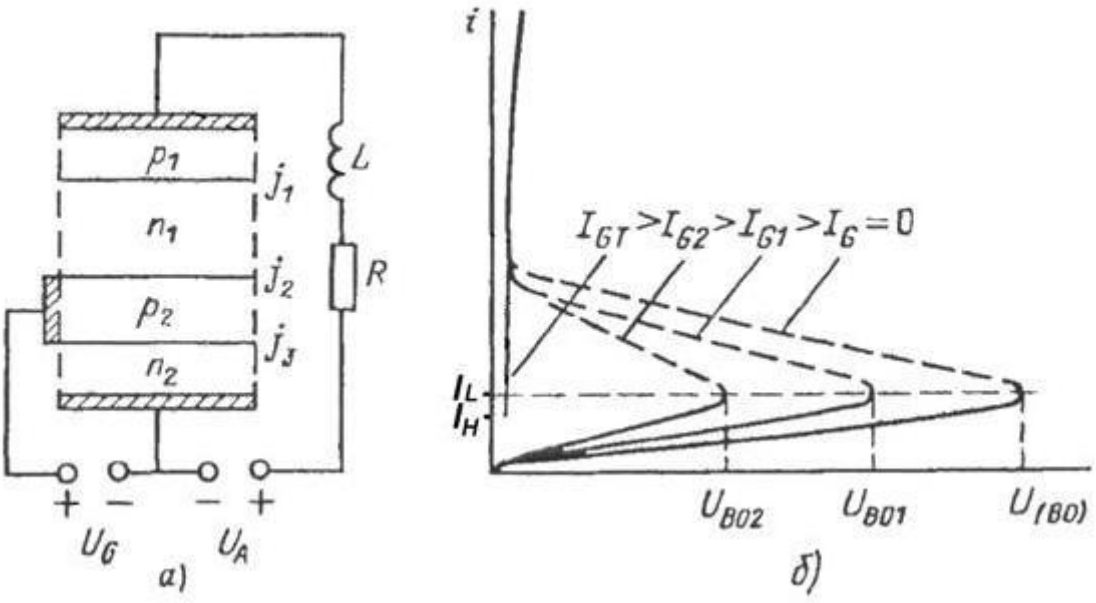


Рисунок 2.6 Схема підключення (а) та ВАХ тиристора при різних значеннях струму управління (б)

При прикладенні до основних виводів прямої напруги, меншої ніж напруга перемикання його напівпровідникової структури, $U_{\mathrm{A}} < U_{\mathrm{BO}}$, (емітерні переходи $\mathbf{j_1}$ та $\mathbf{j_3}$ зміщенні у прямому напрямку, а колекторний перехід $\mathbf{j_2}$ зміщено у зворотному напрямку), через структуру тече невеликий струм витоку. При підключенні до виводу управління позитивного полюсу джерела струму управління, як показано на рисунку 1.18а, через базу $\boldsymbol{p_2}$, емітерний перехід $\mathbf{j_3}$ та емітерний шар $\boldsymbol{n_2}$ буде протікати струм управління $\boldsymbol{I_{\mathrm{G}}}$, таким чином у базу $\boldsymbol{p_2}$ будуть вноситись дірки (основні носії заряду цього шару), а в емітерний шар $\boldsymbol{n_2}$ – електрони (основні носії заряду цього шару). Формула (2.1) при цьому приймає вигляд: [5]

$$\boldsymbol{I_{\mathrm{D}}} = \frac{\boldsymbol{\alpha_n \cdot I_{\mathrm{G}} + I_{\mathrm{d}} + I_{\mathrm{sc}}}}{\boldsymbol{1 - \alpha_p - \alpha_n}}, \tag{2.3}$$

Збільшення струму приводить до росту інжекції з обох емітерних переходів, в наслідок чого відбувається накопичення зарядів в обох базах транзистора, причому для зменшення відкривального струму тиристора, ефективність катодного емітеру роблять більшою ніж анодного ($\alpha_n \approx 0{,}7$; $\alpha_p \approx 0{,}3$ при увімкненні тиристора). Коли накопичений заряд досягає деякого критичного значення Q_{cr}, відбувається перемикання тиристору у відкритий стан при струмі увімкнення I_{L}.

Повне падіння напруги на напівпровідниковій структурі тиристору у провідному

стані U_T дорівнює алгебраїчній суми падіння напруги на усіх переходах плюс падіння напруги на усіх шарах ***p-n-p-n*** структури. Починаючи з щільності струму 1А/см^2 та більше, у високоомної ***n***- базі тиристора реалізується високий рівень інжекції і значення падіння напруги на цієї області, яка дає суттєвий вклад у значення U_T, починає залежати від щільності струму. При виконанні практичних розрахунків використовують лінійну апроксимацію типу (1.2), або поліномом типу (1.3).

Типчині залежності анодного струму та напруги тиристору від часу в процесі вмикання (переходу з непровідного прямого стану у провідний) приведені на рисунку 2.7. [6]

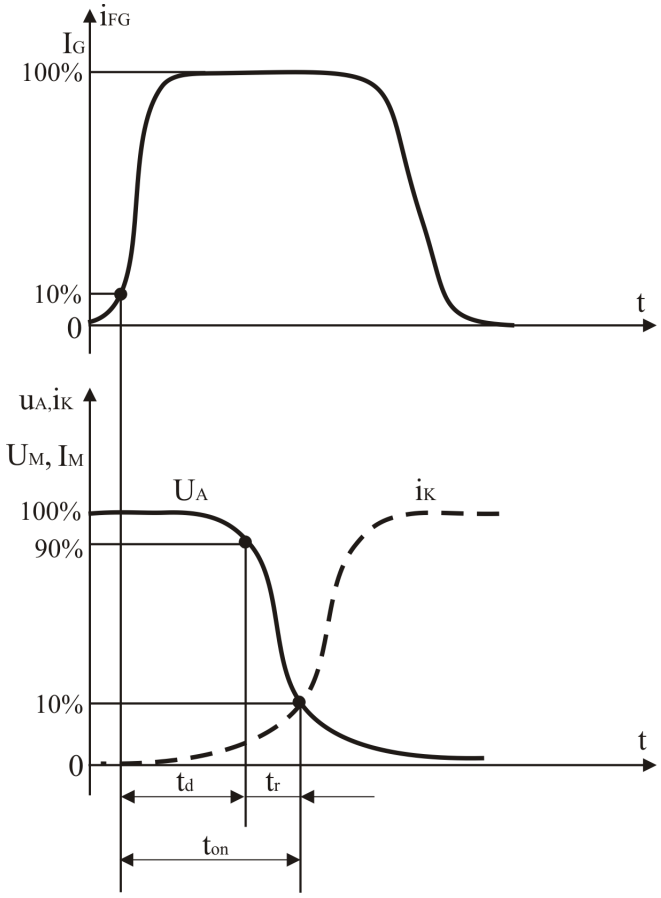


Рисунок 2.7 Перехідний процес включення тиристора.

Перехідний процес відкривання тиристора за виводом управління складається з трьох основних етапів: час затримки, час наростання струму (спаду напруги) та установлення стаціонарного стану провідності по усій площини напівпровідникової структури.

Під часом затримки t_d розуміють початковий етап процесу включення тиристору від моменту часу початку імпульсу струму управління до моменту часу наростання анодного струму та спаду анодної напруги. Під часом затримки t_d відбувається накопичення в базових

шарах неосновних носіїв заряду до критичного значення $Q_{\text{кр}}$ та підвищення струму витоку тиристору до струму переключення структури.

Залежність анодного струму від часу при його наростанні в інтервалі часу $t_{\text{г}}$ має експоненціальний характер. Одночасно з ростом анодного струму починає зменшуватися напруга на тиристорі.

2.5 Ефект *di/dt*

Слід відзначити, що відкривання тиристору діється не одночасно по всієї площі напівпровідниковій структурі, а лише в обмеженій області під катодною поверхнею поблизу електроду управління. (За результатами проведених досліджень, діаметр області початкового відкривання структури складає лише 0,1 – 0,2 мм.) Це приводе до того, що анодний струм тиристору, зростаючий зі швидкістю, що визначається тільки параметрами зовнішнього електричного кола, протікає не по всієї площі структури, а тільки по площі, що вже відкрилася. Щільність анодного струму тиристору, що протікає через вже ввімкнуту площу його структури, залежить як від швидкості збільшення цієї площі, так і від швидкості наростання анодного струму та значно вище щільності струму в установленому стані, коли структура ввімкнута повністю по усій площі, а струм досяг допустимого значення.

Підвищена щільність струму на початковій стадії процесу вмикання тиристора приводить до підвищеного локального нагріву області початкового включення напівпровідниковій структурі – це явище називають ефектом ***di/dt***. Спроможність тиристора витримувати певну швидкість наростання анодного прямого струму при вмиканні характеризується величиною $(di_{\text{T}}/dt)_{\text{crit}}$ при визначених умовах вмикання. При недопустимо великої швидкості наростання анодного струму тиристор в процесі вмикання може зіпсуватись в наслідок перегріву області початкового включення напівпровідниковій структурі аж до її проплавлення і навіть до її вигоряння при однократному включенні.

Цілком ясно, що стійкість тиристору до ефекту di/dt підвищиться з ростом площі зони вмикання напівпровідниковій структурі, що досягається спеціальним конструктивним виконанням електроду управління та підвищенням швидкості наростання і амплітуди струму імпульсу управління. Спеціальне конструктивне виконання полягає в тому, що між електродом управління та анодом інтегрують допоміжний тиристор, рисунок 2.8. [7]

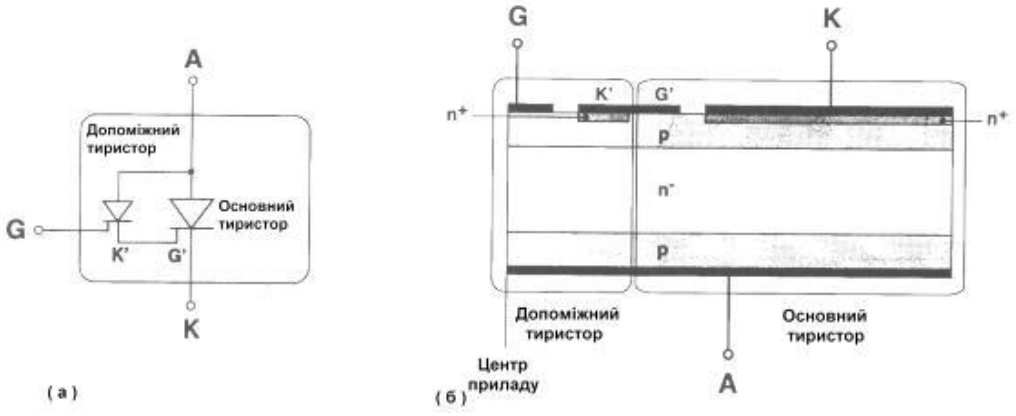


Рисунок 2.8 Тиристор з внутрішнім підсиленням сигналу управління:

а – еквівалентна схема;

б – розріз інтегрованої структури.

При подачі на електрод управління G імпульсу струму управління спочатку вмикається допоміжний тиристор, струм вмикання через який обмежується, в основному, продовжнім опором ***p***- бази. Значення струму через допоміжний тиристор у кілька десятків разів більше ніж амплітуда імпульсу струму управління і цей струм через допоміжний тиристор стає струмом управління основного тиристора, таким чином відбувається внутрішнє підсилення сигналу управління.

Конфігурація поверхні катоду допоміжного тиристору **K ‘** , яка поєднується з поверхнею електроду управління основного тиристора **G ‘** , рисунок 2.8 б, може бути дуже різноманітна від простого кільця у тиристорів з малою площею напівпровідникової структури до кількох спіралей або складного хреста у тиристорів на велике значення струму, рисунок 2.9 [7].



Рисунок 2.9 Т- образне розподілення структури допоміжного тиристору.

Введення структури допоміжного тиристора у багато разів підвищує площу області початкового включення напівпровідникової структури основного тиристора та, тим самим,

суттєво підвищує спроможність тиристора витримувати велику швидкість наростання анодного прямого струму при вмиканні, підвищується критична швидкість наростання струму у відкритому стані тиристора $(di_T/dt)_{crit}$.

Швидкість поширення провідної зони у напівпровідникової структурі складає приблизно 0,1 мм / мкс і у тиристорів, що мають велику площу напівпровідникової структури (діаметром 50 – 100 мм), цей процес може скласти значну частину часу провідного стану тиристора у перетворювачі. Тому у таких тиристорах обов'язково використовують розгалужену структуру допоміжного тиристору, що значно зменшує час установлення стаціонарного провідного стану по всієї площі напівпровідникової структури.

Слід відзначити, що процес вмикання тиристору, відображений на рисунку 2.7, має місце тільки у безіндуктивному колі комутації. У практично всіх схемах перетворювачів має місце індуктивність кола комутації, яка значно сповільнює швидкість зростання струму при вмиканні тиристора, але, в той же час, розряд конденсатора **RC**- снабберу прискорює швидкість зростання струму через тиристор, частково компенсуючи вплив індуктивності кола комутації, рисунок 2.10. З цієї ж причини, при визначені параметрів часу вмикання тиристору використовується тільки осцилограма зміни напруги на тиристорі.

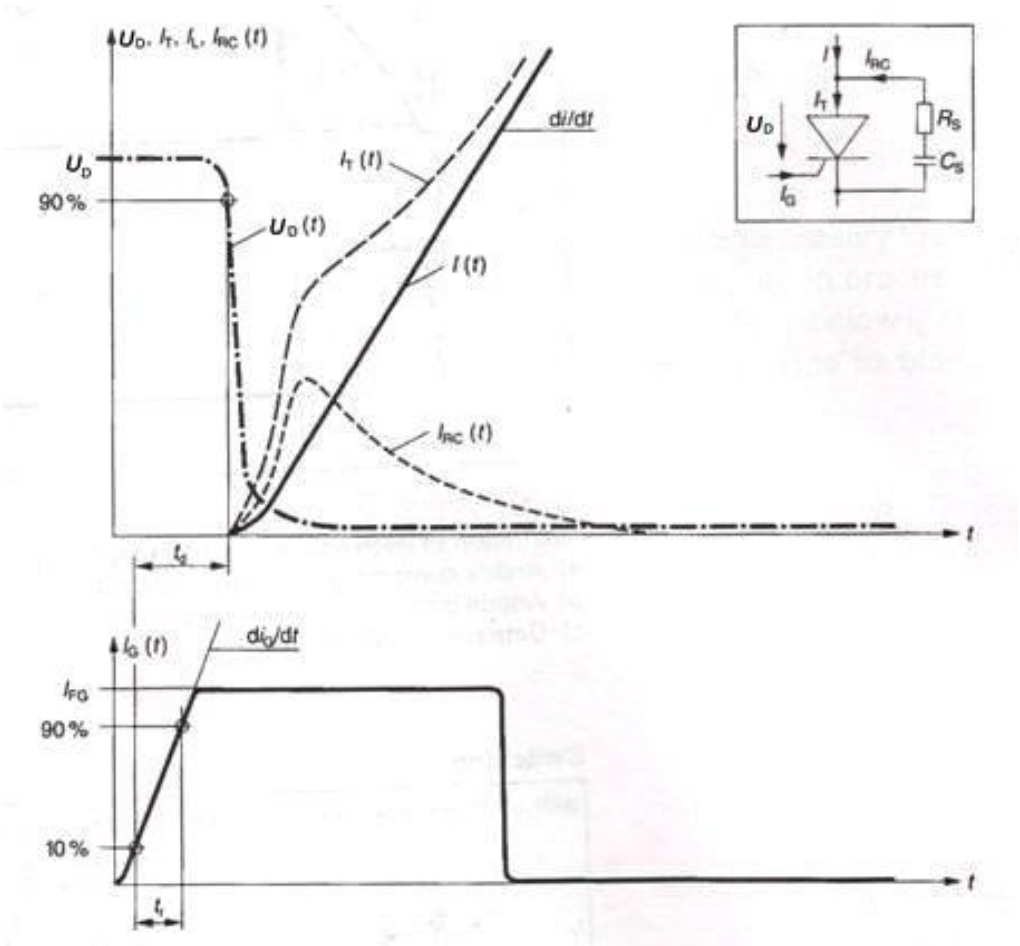


Рисунок 2.10 Типові діаграми напруги та струму при вмиканні тиристору з **RC** снаббером.

2.6 Відкритий стан тиристора

Після установлення провідного стану по всій площі напівпровідникової структури тиристора він переходить у провідний, відкритий стан. Вольт-амперна характеристика тиристора має такий же вид, як удіода і визначається за формулою:

$$U_T = U_{T0} + r_T \cdot I_T, \tag{2.4}$$

де U_T – імпульсна напруга тиристора;

U_{T0} – порогова напруга тиристора;

r_T – динамічний опір тиристора у у відкритому стані;

I_T – струм через тиристор.

Слід відзначити, що формула (2.4) доволі точно апроксимує вольт-амперну характеристику тиристора у у відкритому стані для значень струму в діапазоні (0,5-1,5) · $\pi \cdot I_{TAV}$, але для більш поширеного діапазону значень струму через прилад іноді використовують більш складний поліном [8]:

$$U_T = A + B \cdot I_T + C \cdot \ln(I_T + 1) + D \cdot \sqrt{I_T}, \tag{2.5}$$

де A, B, C, D – коефіцієнти, що наводяться в інформаційних матеріалах (data sheets) на кожний конкретний тип приладу.

2.7 Процес закривання тиристора. Час закривання тиристора. Ефект dU_D/dt.

Під закриванням тиристора розуміють процес переводу його з відкритого (провідного) стану у закритий (непровідний) стан, при якому тиристор спроможній витримувати певну пряму напругу, що прикладається з певною швидкістю наростання dU_D/dt. У звичайних тиристорів (тиристорів, блокованих у запірному напрямі) закривання відбувається у двох випадках: коли прямий струм через тиристор зменшується до значення меншого струму утримання I_H, та коли до тиристора прикладається зворотна напруга.

Коли напівпровідникова структура тиристору знаходиться у провідному стані, базові та емітерні її шари містять у собі надлишковий заряд основних та неосновних носіїв заряду, що визначається різницею між зарядом рухомих носіїв заряду шарів структури, що знаходиться у відкритому стані та зарядом, який присутній в цих шарах, коли структура знаходиться у непровідному стані та зовнішня напруга до неї не прикладена, при цьому усі три *p-n* переходи структури тиристора зміщені у прямому напрямку.

При прикладенні зворотної напруги до тиристора, що знаходиться у провідному стані, він переходить із відкритого стану у закритий за час, що необхідний видалення (розсмоктування) накопиченого в його шарах надлишкового заряду. Залежності від часу анодних струму та напруги на тиристорі в процесі його закривання наведені на рисунку 2.11.

В момент часу t_0 починається процес комутації (включається суміжний тиристор) – початок процесу закривання тиристора. В інтервалі часу $t_0 - t_1$ струм через тиристор зменшується до нуля зі швидкістю, що визначається параметрами кола комутації.

В процесі спаду прямого струму через тиристор за рахунок процесу рекомбінації електронів та дірок проходить зменшення накопиченого заряду у напівпровідникової структурі тиристору. Швидкість цього процесу, в першу чергу, залежить від часу життя дірок у ***n***- базі і тому, як правило, до моменту часу t_1 у базових шарах на кордонах переходів зберігається значний надлишковий заряд електронів та дірок, а переходи $\mathbf{j_1}$ та $\mathbf{j_3}$залишаються прямо зміщеними.

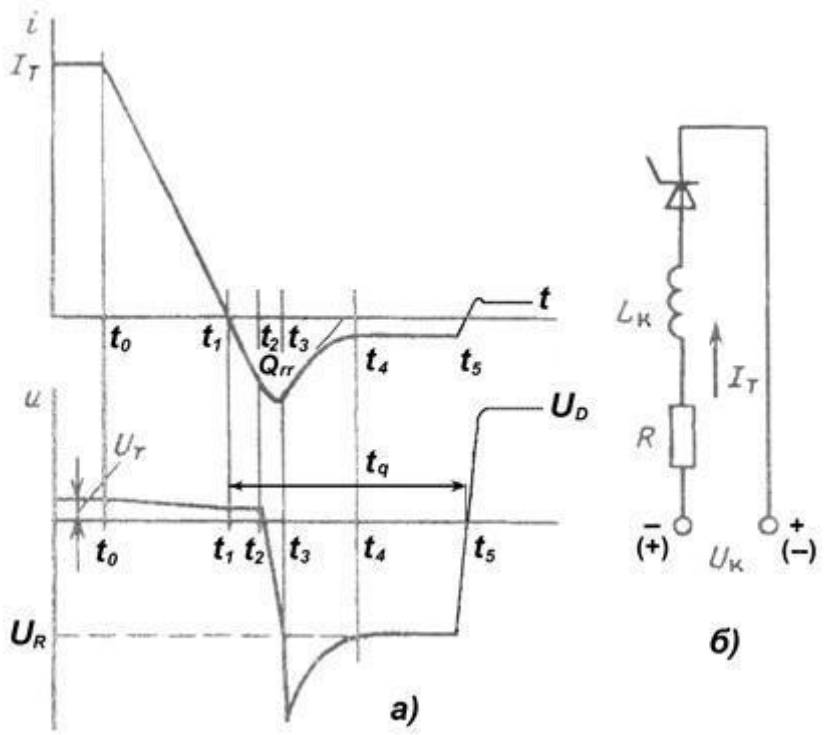


Рисунок 2.11 Типові залежності від часу анодних струму та напруги на тиристорі в процесі його закривання (а) та схема підключення до зовнішнього джерела (б).

При $t > t_1$ через тиристор починає протікати зворотний струм (рисунок 2.11 а), що зростає зі швидкістю спаду прямого струму. Напівпровідникова структура тиристору,

практично, не блокує напругу, бо в її шарах мається ще достатньо велика кількість надлишкових носіїв заряду. Протікання зворотного струму через структуру сприяє подальшому зменшенню концентрації надлишкових носіїв заряду за рахунок виносу їх зовнішнім електричним полем на додаток до процесу рекомбінації, який продовжується. При цьому напруга на тиристорі залишається позитивною аж до моменту часу t_2.

В момент часу t_2 інтенсивне зниження концентрації надлишкових носіїв заряду приводить, в першу чергу, до відновлення замикаючої властивості переходом j_3та появи на тиристорі зворотної напруги. Але напруга лавинного пробою переходу j_3 не перевищує 15 В, при більшій напрузі цей перехід переходе в режим лавинного пробою, зворотний струм продовжує збільшуватись до моменту часу t_3, коли концентрація дірок у n- базі на кордоні з переходом j_1 падає до нуля, при цьому перехід j_1 зміщується у зворотному напрямку, його опір різко зростає і він приймає на себе напругу.

В момент часу t_3 напруга на переході j_1 досягає значення напруги живлення контуру комутації $U_К$, а швидкість зростання зворотного струму стає рівною нулю, при цьому зворотний струм досягає свого найбільшого значення та починає спадати, бо надлишковий накопичений заряд зменшується до такої мірі, що починає обмежувати зворотний струм. Тому в інтервалі часу $t_3 - t_4$ зворотний струм тиристора різко спадає зі зменшенням концентрації надлишкових носіїв заряду в шарах напівпровідникової структури.

Напруга на тиристорі, яка сприймається переходом j_1, починаючи з моменту часу t_3 (рисунок 2.11 а), визначається таким чином:

$$U_R = U_K + L_K \cdot \left(\frac{di_R}{dt}\right)_f, \tag{2.6}$$

де $\left(\frac{di_R}{dt}\right)_f$ – швидкість спаду зворотного струму тиристору в інтервалі часу $t_3 - t_4$, яка обумовлюється технологією виробництва приладу, досягненням ступені м'якості характеристики замикаючої властивості, тобто значенням коефіцієнту S, який визначається за формулами (1.4) – (1.6).

Другий член суми у формулі (1.10) визначає напругу, що додається до напруги джерела живлення в інтервалі часу $t_3 - t_4$, та наочно демонструє джерело перенапруги при відновлювані замикаючої властивості приладу, а також бажаність використовувати прилади з м'якою характеристикою замикаючої властивості.

До моменту часу t_4 зворотній струм тиристору зменшиться до сталого значення, швидкість його зміни стане дорівнювати нулю, а прикладена до тиристору напруга

зменшиться до рівня U_{K}. Надлишковий заряд електронів у ***p*** - базі к цьому моменту часу практично зникне. Надлишковий заряд дірок в ***n*** - базі у цей же момент часу $\boldsymbol{t_4}$ має ненульове значення, напівпровідникова структура ще не відновила свою замикаючу властивість у прямому напрямку. Справа в тому, що незважаючи на протікання через тиристор в інтервалі часу $\boldsymbol{t_3 - t_4}$ значного зворотного струму, надлишковий заряд у ***n*** - базі зменшується тільки за рахунок природної рекомбінації дірок та електронів. Це зв'язано з тим, що замість дірок, що уноситься зворотним струмом через перехід $\mathbf{j_1}$, у ***n*** - базу поступають дірки з ***p*** - бази , в якій вони є основними носіями заряду.

Після моменту часу $\boldsymbol{t_4}$ процес рекомбінації продовжується, надлишковий заряд дірок у ***n*** - базі зменшується, та в момент часу $\boldsymbol{t_5}$, коли надлишковий заряд дірок у ***n*** - базі зменшуючись стане меншим критичного заряду включення Q_{cr}, перехідний процес закривання тиристору можна вважати закінченим. Починаючи з моменту часу $\boldsymbol{t_5}$ тиристор, не включаючись, здатний витримувати допустиму пряму напругу, що зростає з допустимою швидкістю.

Час закривання тиристора ($\boldsymbol{t_q}$) – це найменший інтервал часу між моментом, коли основний струм тиристора після зовнішнього перемикання основних кіл знизився до нуля, і моментом, коли основна напруга тиристора, зростаючи, проходить через нульове значення, який гарантує, що при подальшому зростанні основної напруги не відбудеться повторного відкривання тиристора, [5], тобто інтервал часу $\boldsymbol{t_1 - t_5}$, рисунок 2.11.

Як видно з діаграм рисунку 2.11 а, напруга на тиристорі не велика в інтервалі часу $\boldsymbol{t_0 - t_2}$ при протіканні спадаючого прямого та наростаючого зворотного струму, тому втрати потужності у напівпровідниковій структурі малі, але в інтервалі часу $\boldsymbol{t_2 - t_4}$, коли відновлюється замикаюча властивість переходу $\mathbf{j_1}$ та через нього протікає зворотний струм, а зворотна напруга різко підвищується, миттєва втрата потужності може бути дуже значною (до десятків кіловат); в інтервалі часу $\boldsymbol{t_4 - t_5}$ та далі при протіканні через тиристор достатньо малого зворотного струму навіть при прикладенні значної допустимої зворотної напруги миттєва втрата потужності в структурі тиристора відносно мала.

Якщо в момент часу $t > t_5$ до тиристору прикласти допустиму пряму напругу, що зростає з швидкістю, що перевищує допустиме значення, то тиристор включіться без подачі відкривального струму управління через його електрод управління. Відбудеться відкривання тиристора по аноду внаслідок ефекту $(du/dt)_{\text{crit}}$. Це явище може причинити великі неприємності, якщо у колі тиристору виникають перехідні процеси, що приводять до небажаного включення приладу.

Тиристори характеризують (поділяють по групам) за критичною швидкістю наростання прямої напруги, під якою розуміють максимальне значення швидкості наростання прямої напруги $(du/dt)_{\text{crit}}$, при якої не відбувається перемикання тиристора при заданій напрузі і розімкнутому ланцюги виводу управління.

Процес відкривання тиристора по аноду в цьому випадку відбувається таким чином. У рівноважному стані напівпровідникової структури створюється заряд шару об'ємного заряду переходу $\mathbf{j_2}$, обумовлений некомпенсованими донорними та акцепторними домішками, величина якого визначається розподілом домішок у переході $\mathbf{j_2}$. Якщо швидкозростаюча позитивна напруга прикладена до аноду тиристора, переходи $\mathbf{j_1}$ та $\mathbf{j_3}$ опиняться зміщеними у прямому напрямку, а перехід $\mathbf{j_2}$ – у зворотному стані. Так як рівняння Пуассона (рівняння електричної нейтральності) повинні виконуватись, то рухомі заряди відійдуть з областей, що безпосередньо примикають до переходу $\mathbf{j_2}$, створюючи тим самим можливість виникнення блокуючої напруги та створюючи ємкісний струм зміщення:

$$\boldsymbol{i_{\text{dp}} = u_{\text{j2}} \cdot \frac{dC_{\text{j2}}}{dt} + C_{\text{j2}} \cdot \frac{du_{\text{j2}}}{dt}}. \qquad (2.7)$$

Таким чином, в залежності від величини швидкості зросту напруги, що прикладається до тиристору, певна доля електронів віддаляється від донорних домішок безпосередньо у переході $\mathbf{j_2}$, перемістившись до переходу $\mathbf{j_1}$. Рівне число дірок переміститься при цьому з околиці переходу $\mathbf{j_2}$ до переходу $\mathbf{j_3}$. Як об цьому відмічалось раніше, ці надлишкові основні носії у базових областях $\boldsymbol{p}$ та $\boldsymbol{n}$ миттєво порушують об'ємну нейтральність зарядів, внаслідок чого переходи $\mathbf{j_1}$ та $\mathbf{j_3}$ змістяться у прямому напрямку. При цьому вони стануть інжектувати неосновні носії всередину базових областей, відновлюючи порушену нейтральність зарядів. Інжектовані носії зарядів дифундують до переходу $\mathbf{j_2}$, деякі з них по шляху рекомбінують, а решта буде збиратись переходом $\mathbf{j_2}$. Якщо результуючий струм, який тече через прилад, достатній, щоб створити суму коефіцієнтів α рівною одиниці, то тиристор переключиться у провідний стан. Спроможність тиристору протистояти визначеної швидкості зросту напруги визначається як критична швидкість. Критична швидкість наростання напруги у закритому стані $\boldsymbol{(du/dt)_{\text{crit}}}$ – це найбільше значення швидкості наростання основної напруги у закритому стані тиристора, яке не спричинює його відкривання [6].

Дуже ефективний шлях підвищення спроможності тиристора протидіяти ефекту $\boldsymbol{du/dt}$ є конструктивне виконання напівпровідникової структури з зашунтованим емітерним переходом $\mathbf{j_3}$, рисунок 2.12. [8]

Ємкісний струм зміщення у цьому випадку обходить емітерний перехід через шунти, так що відкривання тиристору не відбувається до тих пір, поки струм зміщення не стане дуже великім.

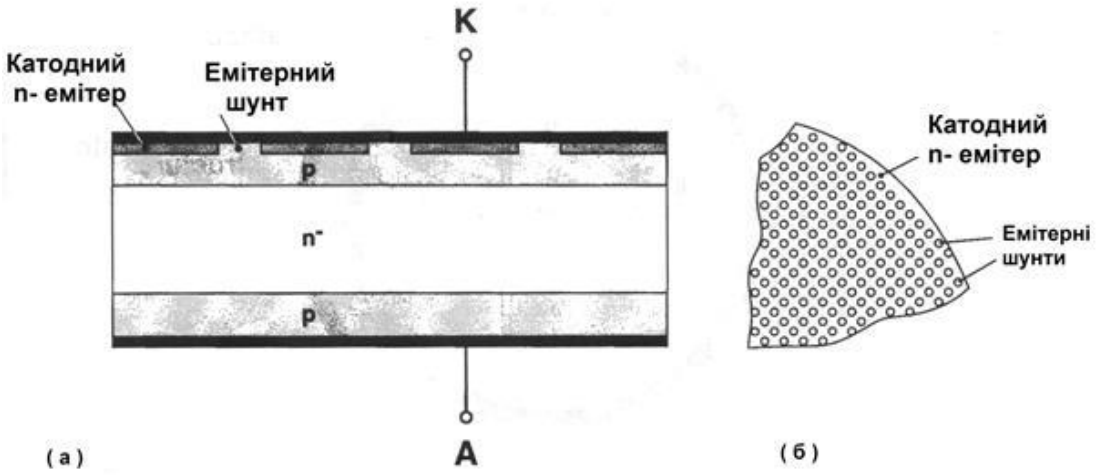


Рисунок 2.12 Шунтування катодного емітера а – поперечний розріз
б – вид зі сторони катода

Слід відмітити, що підвищення спроможності тиристора протидіяти ефекту du/dt можна домогтися шляхом зменшення часу життя неосновних носіїв заряду (наприклад, шляхом створення дислокацій у кристалічний решітки при опромінюванні високоенергічними електронами). В наслідок цього для перемикання тиристору при даному рівню струму потрібний більший струм зміщення, бо зменшиться ефективність емітерів та коефіцієнтів переносу.

Крім цього, для захисту тиристорів використовують схемні рішення за допомогою снаберів (допоміжних ланцюгів для обмеження викидів напруги при перемиканні).

Контрольні запитання

1. Що таке тиристор? Охарактеризуйте види тиристорів.
2. Який принцип дії тиристора блокованого у запірному напрямі?
3. Як відбувається перемикання тиристора?
4. Як відбувається вмикання тиристора?
5. Що таке ефект ***di/dt*** ?
6. Як відбувається процес закривання тиристора?
7. Що таке ефект du/dt?

2.8 Види напруги, які діють на силові діоди та тиристори

Надійна робота силових напівпровідникових приладів в першу чергу залежить від вибору оптимального режиму роботи. Мале навантаження силових напівпровідникових приладів веде до збільшення їх кількості у перетворювачах, збільшує розміри перетворювачів, що приводить до збільшення їх вартості і, в зв'язку із збільшенням компонентів, знижує надійність роботи перетворювача. Надмірне навантаження силових напівпровідникових приладів веде до зниження надійності їх роботи, що теж приводить до зниження надійності роботи перетворювача. У зв'язку з цим, вибір силових напівпровідникових приладів та охолоджувачів до них для забезпечення оптимального режиму роботи їх у перетворювачі є обов'язковим завданням при проектуванні перетворювачів.

Найбільш часто діоди та тиристори застосовуються у випрямлячах. Першим кроком при виборі необхідного типу діоду або тиристору є визначення амплітуди напруги, що діє на прилад в закритому (непровідному) стані. Максимальне значення амплітуди зворотної напруги, яка діє на діод або тиристор, залежить від значення напруги живлення випрямляча і визначається за формулою:

$$U_{\mathbf{R\,max}} = \mathbf{1,1} \cdot \sqrt{\mathbf{3}} \cdot \sqrt{\mathbf{2}} \cdot U_{\mathbf{2}} = \mathbf{1,1} \cdot \sqrt{\mathbf{6}} \cdot U_{\mathbf{2}} = \mathbf{2,7} \cdot U_{\mathbf{2}}, \quad (2.8)$$

де 1,1 – коефіцієнт, що враховує можливе 10% підвищення (за діючим стандартом) напруги живлення;

$\sqrt{3}$ – коефіцієнт, що враховує живлення від трифазної мережі;

$\sqrt{2}$ – коефіцієнт, що враховує співвідношення між амплітудним і діючим значеннями напруги живлення;

U_2 – діюче значення лінійної напруги живлення.

U_{2m} – амплітуда лінійної напруги вторинної обмотки трансформатора ($U_{2m}= \sqrt{2}\, U_2$);

U_2 – діюче значення лінійної напруги вторинної обмотки трансформатора.

Зворотна напруга на діоді або тиристорі, що обумовлена основною напругою живлення, називається **робоча імпульсна зворотна напруга**, а її максимально допустиме значення позначається як U_{RWM}, рисунок 2.13.

В процесі комутації (в процесі переходу приладу з провідного у непровідний стан) на приладі виникає комутаційний імпульс перенапруги, що з'являється періодично у

відповідності з частотою комутації. Максимально допустиме значення **повторюваної імпульсної зворотної напруги** позначається як U_{RRM}, рисунок 2.13.

При спрацюванні комутаційних апаратів у разі виникнення аварійної ситуації (згоранні запобіжника, вимикання автоматичного захисного вимикача і т. п.), або при потраплянні блискавки у лінію електроживлення, в мережі живлення виникає імпульс перенапруги, який з'являється і на приладах, які знаходяться у непровідному стані. Цей імпульс перенапруги виникає дуже рідко, а його максимально допустима **неповторювана імпульсна зворотна напруга** позначається як U_{RSM}, рисунок 2.13.



Рисунок 2.13 Позначення імпульсів напруги на тиристорі,
який знаходиться у непровідному стані

2.9 Визначення типу приладу за напругою в непровідному стані

Першим кроком до вибору необхідного типу напівпровідникового приладу є визначення значення **повторюваної імпульсної зворотної напруги** (U_{RRM}) та **повторюваної імпульсної напруги у закритому стані** (U_{DRM}). Якщо вибрати прилад зі значенням повторюваної напруги близьким до амплітуди робочої напруги, то є ризик пошкодження приладу дією імпульсів перенапруги. При виборі приладу з надто високим значенням повторюваної напруги, то такий прилад має збільшену товщину кремнієвої структури, вона має підвищені втрати потужності у провідному стані і коштує такий прилад дорожче. Досвід проектування та експлуатації потужних випрямлячів свідчить, що максимально допустиму напругу приладу достатньо збільшити на 40 % відносно амплітуди робочої напруги живлення:

$$U_{\mathrm{RSM}}, U_{\mathrm{DSM}} \geq 1{,}4 \cdot U_{\mathrm{R\,max}} \tag{2.9}$$

Оптимальні значення імпульсної неповторюваної напруги для напівпровідникових приладів (діодів, тиристорів), що працюють у випрямлячах, наведено у таблиці 1.1 [9]:

Таблиця 2.1 – Рекомендовані значення напруги
силових напівпровідникових приладів випрямляча

Лінійне значення напруги U_2, В	Значення імпульсної неповторюваної напруги ($U_{\mathrm{RSM}}, U_{\mathrm{DSM}}$), В
400	1400
500	1800
690	2400
800	2800
1000	3600
1200	4200
1500	5200
1800	6500

Таким чином, спочатку визначається неповторювана імпульсна напруга напівпровідникового приладу ($U_{\mathrm{RSM}}, U_{\mathrm{DSM}}$) а потім, по її значенню у інформаційних матеріалах на прилад, визначається повторювана імпульсна напруга ($U_{\mathrm{RRM}}, U_{\mathrm{DRM}}$) та відповідний клас приладу.

Клас приладу – це кількість сотень вольт повторювальної імпульсної напруги ($U_{\mathrm{RRM}}, U_{\mathrm{DRM}}$).

Ціна приладу, в значної мірі, залежить від класу (або повторювальної напруги) приладу.

Раніше ми визначали необхідне значення повторювальної та неповторювальної імпульсної напруги приладу в залежності від значення напруги живлення перетворювача.

Зараз ми розглянемо метод визначення значень повторювальної та неповторювальної імпульсної напруги силових напівпровідникових приладів при тестуванні після їх виготовлення на прикладі випробувань у ВАТ «Елемент-Перетворювач».

Силові напівпровідникові прилади стороннім джерелом тепла нагрівають, щоб температура напівпровідникової структури (чіпу) дорівнювала значенню максимально допустимої температури. При цієї температурі у кожному приладу вимірюють напругу зворотного пробою (лавиноутворювання) – $U_{(BR)}$ та у тиристорів напругу перемикання – $U_{(BO)}$, рисунок 2.3.

Повторювальна напруга силових напівпровідникових приладів визначається відносно меншого із значень напруги перемикання $U_{(BO)}$ або напруги зворотного пробою $U_{(BR)}$ за такими формулами:

для значень U_{RRM}, U_{DRM} від 1000 В до 1800 В включно:

$$\boldsymbol{U_{RRM} = U_{DRM} = 0{,}9 \cdot (U_{(BR)} \text{ або } U_{(BO)}) - 100} \text{ В;} \quad (2.10)$$

для значень U_{RRM}, U_{DRM} більше 1800 В:

$$\boldsymbol{U_{RRM} = U_{DRM} = 0{,}95 \cdot (U_{(BR)} \text{ або } U_{(BO)}) - 200} \text{ В.} \quad (2.11)$$

Неповторювальна напруга силових напівпровідникових приладів визначається відносно значень повторювальної напруги за такими формулами:

для значень U_{RRM}, U_{DRM} від 1000 В до 1800 В включно

$$\boldsymbol{U_{RSM}, U_{DSM} = \cdot (U_{RRM}, \text{ або} U_{DRM}) + 100} \text{ В;} \quad (2.12)$$

для значень U_{RRM}, U_{DRM} більше 1800 В

$$\boldsymbol{U_{RSM}, U_{DSM} = \cdot (U_{RRM}, \text{ або} U_{DRM}) + 200} \text{ В.} \quad (2.13)$$

Слід відмітити, що значення напруги зворотного пробою (лавиноутворювання) – $U_{(BR)}$ та напруги перемикання – $U_{(BO)}$ в значної мірі залежить від температури. Тому фірма WESTCODE компанії IXYS вимагає зменшення номінального значення напруги приладів при зниженні температури на 0,13 % на кожен градус Цельсія нижче 25 ºС (але не нижче

мінімально допустимої робочої температури – 40ºС). Перевищення температури напівпровідникової структури приладу вище максимально допустимого значення у всіх режимах роботи, окрім аварійних, неприпустимо.

Під впливом імпульсів напруги, величина яких перевищує максимально допустиме значення, напівпровідниковий прилад може вийти з ладу в наслідок пробою ***p – n*** переходу. При цьому, на поверхні фаски кремнієвої пластини, або на катодній поверхні з'явиться крапка прожога діаметром 0,1-0,3 мм.

2.10 Визначення втрат потужності в діодах та в тиристорах

Втрати потужності в діодах та тиристорах, в основному, обумовлені протіканням силового струму. При відомих параметрах вольт-амперної характеристики у відкритому стані втрати потужності у приладі при постійному навантаженні визначаються за формулою:

$$P = U_{T0} \cdot I_{AV} + r_T \cdot k_f^2 \cdot I_{AV}^2, \tag{2.14}$$

де ***P –*** втрати потужності у приладі при постійному навантаженні;

U_{T0} – порогова напруга тиристора (діода);

I_{AV} **–** значення середнього струму через прилад при постійному навантаженні;

r_T – динамічний опір тиристора (діода) у прямому відкритому стані;

k_f – коефіцієнт форми струму (для трифазної мостової схеми k_f^2 = 3).

Примітка. Крім основних втрат потужності, що визначаються за формулою (2.14), можуть бути важливими й додаткові втрати потужності. Вони обумовлені комутаційними процесами, протіканням струму через прилад у закритому стані при високому рівні напруги, та втратами потужності у колі управління (які зазвичай не перевищують 3-5 Вт). При частоті 50 Гц та при напрузі до 1000 В додаткові втрати потужності можна не враховувати.

Як правило, значення середнього струму через прилад при тривалому постійному навантаженні у реальних схемах перетворювачів не повинно перевищувати значення типового струму приладу (бо у реальних схемах перетворювачів інтенсивність охолодження приладів значно менша, ніж при визначені типового значення струму приладу).

Короткочасно через прилад можна пропускати імпульс струму прямокутної або синусоїдальної форми амплітудою, яка перевищує значення типового струму приладу, при умовах, що температура напівпровідникової структури (чіпу) приладу не перевищує максимально допустимого значення, та що наступний імпульс струму надійде не раніше ніж спаде температурний вплив від попереднього імпульсу. Значення амплітуди втрат потужності в приладі у цьому випадку визначається за формулою:

$$P_m = U_{T0} \cdot I_m + r_T \cdot I_m^2, \quad (2.15)$$

де P_m – значення амплітуди втрат потужності в приладі;

I_m – значення амплітуди імпульсів струму через прилад.

Періодично через прилад можна пропускати струм, середнє значення якого може перевищувати значення типового струму приладу, при умовах, що при цьому середньоквадратичне значення за час усереднення 10 хвилин не перевищує значення струму постійного навантаження та температура чіпу приладу не перевищує максимально допустимого значення. Значення втрат потужності протягом часу навантаження приладу в цьому випадку визначається за формулою:

$$P_p = U_{T0} \cdot I_{OVp} + r_T \cdot k_f^2 \cdot I_{OVp}^2, \quad (2.16)$$

де P_p – значення втрат потужності протягом часу навантаження t_p приладу;

$I_{OVp} = k_{OVp.} \cdot I_{AV}$ – значення середнього струму через прилад протягом часу навантаження t_p в циклі;

$k_{OVp.}$ – коефіцієнт навантаження в циклі.

Одноразово через прилад допускається пропустити струм, який перевищує значення типового струму приладу, при умові, що температура чіпу приладу до моменту часу припинення струму перевантаження не перевищує максимально допустимого значення. Значення втрат потужності в приладі підчас протікання струму перевантаження у цьому випадку визначається за формулою:

$$P_{OVL} = U_{T0} \cdot I_{OVL} + r_T \cdot k_f^2 \cdot I_{OVL}^2, \quad (2.17)$$

де P_{OVL} – значення втрат потужності протягом часу перевантаження приладу;

$I_{OVL} = k_{OVL} \cdot I_{AV}$ – значення середнього струму через прилад протягом часу перевантаження;

k_{OVL} – коефіцієнт однократного перевантаження.

2.11 Визначення температури чіпу приладу

Температура чіпу приладу, який знаходиться в режимі тривалого постійного навантаження, визначається за формулою:

$$T_{\mathrm{j}} = P \cdot R_{\mathrm{th\,ja}} + T_{\mathrm{amb}}, \tag{2.18}$$

де T_{j} – температура напівпровідникової структури приладу;

$R_{\mathrm{th\,ja}} = (R_{\mathrm{th\,jc}} + R_{\mathrm{th\,add}} + R_{\mathrm{th\,ch}} + R_{\mathrm{th\,ha}})$ – тепловий опір чіп-охолоджуюче середовище;

$R_{\mathrm{th\,jc}}$ – – тепловий опір чіп-корпус приладу;

$R_{\mathrm{th\,add}}$ – додатковий тепловий опір, що враховує імпульсний характер струму навантаження, (без цього додаткового теплового опору за формулою (2.18) визначається середнє значення температури чіпу приладу; для визначення максимального значення температури чіпу приладу до значення $R_{\mathrm{th\,jc}}$ треба додати додаток $R_{\mathrm{th\,add}}$ з діаграми перехідного теплового опору, рисунки 1.15, 2.14);

$R_{\mathrm{th\,ch}}$ – тепловий опір контакту корпус приладу-охолоджувач;

$R_{\mathrm{th\,ha}}$ – тепловий опір охолоджувача;

T_{amb} – температура охолоджуючого (оточуючого) середовища.

Температура чіпу (напівпровідникової структури) приладу, через який пропускається короткочасний імпульс струму прямокутної форми, визначається за формулою:

$$T_{\mathrm{j}} = P_m \cdot Z_{\mathrm{th\,ja}}(t) + T_{\mathrm{amb}}, \tag{2.19}$$

де $Z_{\mathrm{th\,ja}}(t) = (Z_{\mathrm{th\,jc}}(t) + R_{\mathrm{th\,add}} + R_{\mathrm{th\,ch}} + Z_{\mathrm{th\,ha}}(t))$ – значення перехідного теплового опору чіп-охолоджуюче середовище для моменту часу закінчення імпульсу струму t ;

$Z_{\mathrm{th\,jc}}(t)$ – значення перехідного теплового опору приладу для моменту часу закінчення імпульсу струму t ;

$Z_{\mathrm{th\,ha}}(t)$– значення перехідного теплового опору охолоджувача для моменту часу закінчення імпульсу струму t .

В якості прикладу, розглянемо визначення значення перехідного теплового опору тиристору Т143-800, який надається в довідникових даних у графічній формі, рисунок 2.14, та в аналітичній формі, формула (2.20) і таблиця 2.2

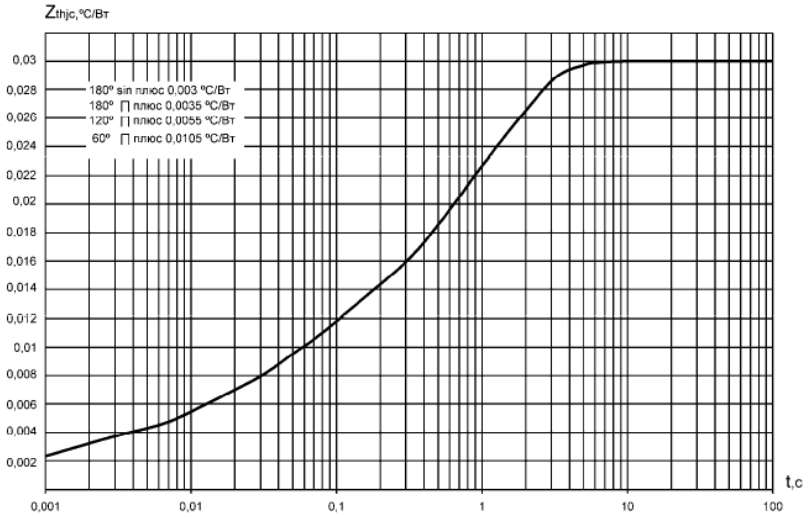


Рисунок 2.14 Перехідний тепловий опір перехід-корпус тиристору Т143-800 (постійний струм).

Крива перехідного теплового опору приладу може бути представлена в аналітичному вигляді наступною формулою:

$$Z_{\text{th jc}}(t) = \sum_{i=1}^{n} R_i \cdot (1 - e^{-t/\tau_i}), \tag{2.20}$$

де R_{i} та $\boldsymbol{\tau_i}$ – параметри експонент, що апроксимують перехідний тепловий опір приладу.

Таблиця 2.2 – Параметри експонент, що апроксимують перехідний тепловий опір тиристора Т143-800

i	**1**	**2**	**3**	**4**
$\boldsymbol{R_{\text{i}}}$, °C/Вт	**0,00308**	**0,00586**	**0,00454**	**0,01652**
$\boldsymbol{\tau_{\text{i}}}$, **с**	**0,0009**	**0,0249**	**0,2166**	**1,2185**

Перехідний тепловий опір приладу ($Z_{\text{th jc}}(t)$) – це відношення приросту різниці температури чіпу та температурою в заданій контрольній точці корпусу приладу в кінці і на початку інтервалу часу до значення потужності, що привела до нагріву приладу.

Примітка:

Безпосередньо перед початком цього інтервалу часу розподіл температури усередині приладу повинен бути постійним в часі.

Для конкретного випадку, коли $\boldsymbol{n} = 4$, формула (2.20) приймає такий вигляд:

$$(Z_{\text{th jc}}(t) = R_1 \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}\right) + R_2 \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}\right) + R_3 \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_3}}\right) + R_4 \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_4}}\right). \quad (2.21)$$

Максимальне значення температури чіпу приладу при тривалому циклічному навантаженні, рисунок 2.15, визначається за формулою: [5]

$$\boldsymbol{T_{\text{j max}} = P_{\text{p}} \cdot \left[\frac{t_{\text{p}}}{t_{\text{c}}} R_{\text{th ja}} + \left(1 - \frac{t_{\text{p}}}{t_{\text{c}}}\right) \cdot Z_{\text{th ja}}(t_{\text{p}} + t_{\text{c}}) - Z_{\text{th ja}}(t_{\text{c}}) + Z_{\text{th ja}}(t_{\text{p}})\right] + T_{\text{amb}}}, \quad (2.22)$$

де P_{p} – втрати потужності в приладі протягом часу t_{p};

t_{p} – тривалість навантаження струмом;

t_{c} – тривалість циклу;

$\boldsymbol{Z_{\text{th ja}}(t_{\text{p}} + t_{\text{c}})}$, $\boldsymbol{Z_{\text{th ja}}(t_{\text{c}})}$, $\boldsymbol{Z_{\text{th ja}}(t_{\text{p}})}$ – перехідний тепловий опір *чіп-охолоджуюче середовище* для моменту часу $(t_{\text{p}} + t_{\text{c}})$, (t_{c}), (t_{p}), відповідно.

$$\boldsymbol{Z_{\text{th ja}}(t_{\text{p}} + t_{\text{c}}) = Z_{\text{th jc}}(t_{\text{p}} + t_{\text{c}}) + R_{\text{th add}} + R_{\text{th ch}} + Z_{\text{th ha}}(t_{\text{p}} + t_{\text{c}})}; \quad (2.23)$$

$Z_{\text{th jc}}(t_{\text{p}} + t_{\text{c}})$ – перехідний тепловий опір *чіп – корпус приладу* для моменту часу $(t_{\text{p}} + t_{\text{c}})$;

$Z_{\text{th ha}}(t_{\text{p}} + t_{\text{c}})$ – перехідний тепловий опір охолоджувача для моменту часу $(t_{\text{p}} + t_{\text{c}})$;

аналогічним чином визначаються $Z_{\text{th ja}}(t_{\text{c}})$, $Z_{\text{th ja}}(t_{\text{p}})$ – перехідний тепловий опір *чіп – охолоджуюче середовище* для моменту часу t_{c} та t_{p}, відповідно.

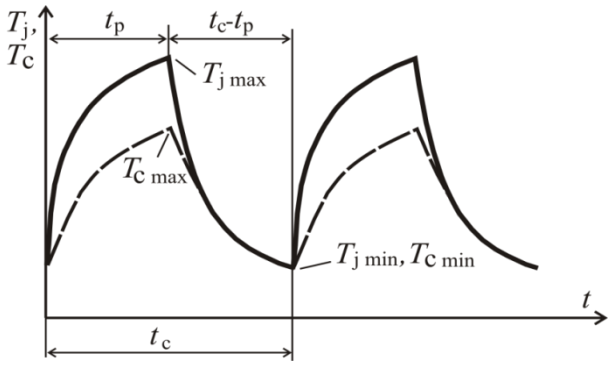


Рисунок 2.15 Зміна температури тиристора у квазістаціонарному циклічному режимі

В зв’язку з тим, що термін безвідмовної роботи тиристорів при циклічному навантажені залежить не тільки від значення максимальної температури, а і від перепаду температури в циклі, необхідно визначати також і мінімальне значення температури.

Мінімальне значення температури чіпа тиристора $T_{\text{j min}}$ при циклічному навантаженні можна визначити за наступною формулою: [10]

$$T_{\text{j min}} = P_{\text{p}} \cdot \left[\left(\frac{t_{\text{p}}}{t_{\text{c}}}\right) R_{\text{th ja}} + \left(1 - \frac{t_{\text{p}}}{t_{\text{c}}}\right) \cdot Z_{\text{th ja}}(t_{\text{c}}) - Z_{\text{th ja}}(t_{\text{c}} - t_{\text{p}})\right] + T_{\text{amb}}, \quad (2.24)$$

Перепад температури чіпу при циклічному навантажені тиристора визначається за формулою:

$$\Delta T_{\text{j}} = T_{\text{j max}} - T_{\text{j min}} = P_{\text{p}} \cdot [\left(1 - \frac{t_{\text{p}}}{t_{\text{c}}}\right) \cdot Z_{\text{th ja}}(t_{\text{c}} + t_{\text{p}}) - \left(2 - \frac{t_{\text{p}}}{t_{\text{c}}}\right) \cdot Z_{\text{th ja}}(t_{\text{c}}) + Z_{\text{th ja}}(t_{\text{p}}) + + Z_{\text{th ja}}(t_{\text{c}} - t_{\text{p}})]. \quad (2.25)$$

При проведені типових випробувань випрямляча неможливо безпосереднє вимірювання температури чіпу тиристора. В циклічному режимі роботи випрямляча температура корпусів тиристорів також циклічно змінюється, як і температура чіпів, рисунок 2.15.

Тому в цьому випадку температуру чіпу тиристора можна визначити через вимірювання температури корпусу тиристора за наступною формулою:

$$T_{\text{j max}}(t) = P_{\text{p}} \cdot \left[Z_{\text{th jc}}(t) + R_{\text{th add}}\right] + T_{\text{c max}}(t) + T_{\text{amb}}, \quad (2.26)$$

де $Z_{\text{th jc}}(t)$ – перехідний тепловий опір тиристора;

$R_{\text{th add}}$ – додатковий тепловий опір, що враховує імпульсний характер струму навантаження;

$T_{\text{c}}(t)$ – температура корпусу тиристора, яка вимірюється за допомогою термопари.

При цьому мінімальне значення температури чіпу тиристора в циклі дорівнює мінімальної температури корпусу тиристора, рисунок 2.15:

$$T_{\text{j min}}(t) = T_{\text{c m[n}}(t)$$

Якщо тривалість навантаження дорівнює або більше 10 с ($t_{\text{p}} \geq 10$ с), то формула (2.22) приймає наступний вигляд:

$$T_{\text{j max}} = P_{\text{p}} \cdot \left[R_{\text{th jh}} + \frac{t_{\text{p}}}{t_{\text{c}}} \cdot R_{\text{th ha}} + \left(1 - \frac{t_{\text{p}}}{t_{\text{c}}}\right) \cdot Z_{\text{th ha}}(t_{\text{p}} + t_{\text{c}}) - Z_{\text{th ha}}(t_{\text{c}}) + Z_{\text{th ha}}(t_{\text{p}})\right] + T_{\text{amb}},$$

(2.27)

$$\text{де } R_{\text{th jh}} = R_{\text{th jc}} + R_{\text{th add}} + R_{\text{th ch}}. \tag{2.28}$$

При умові, що ($t_{\text{p}} \geq 10$ с) та ($t_{\text{c}} - t_{\text{p}}$) ≥ 10 с, то формула (2.22) приймає наступний вигляд:

$$T_{\text{j min}} = P_{\text{p}} \cdot \left[\frac{t_{\text{p}}}{t_{\text{c}}} \cdot R_{\text{th ha}} + \left(1 - \frac{t_{\text{p}}}{t_{\text{c}}}\right) \cdot Z_{\text{th ha}}(t_{\text{c}}) - Z_{\text{th ha}}(t_{\text{c}} - t_{\text{p}})\right] + T_{\text{amb}}. \tag{2.29}$$

При цьому

$$\Delta T_{\text{j}} = P_{\text{p}} \cdot \left[R_{\text{th ha}} + \left(1 - \frac{t_{\text{p}}}{t_{\text{c}}}\right) \cdot Z_{\text{th ha}}(t_{\text{p}} + t_{\text{c}}) - \left(2 - \frac{t_{\text{p}}}{t_{\text{c}}}\right) \cdot Z_{\text{th ha}}(t_{\text{c}}) + Z_{\text{th ha}}(t_{p}) + \right.$$
$$\left. + Z_{\text{th ha}}(t_{\text{c}} - t_{\text{p}})\right]. \tag{2.30}$$

2.12 Оцінка тривалості експлуатації тиристора при циклічному навантажені

Якщо у випрямлячі використовуються тиристори, в яких для приєднання кремнієвої пластини до виводів використовується free-floating silicon technology фірми ABB (яку застосовують більшість виробників потужних діодів та тиристорів), то в цьому випадку можна визначити орієнтовний термін роботи випрямляча через визначення числа циклів до відмови N_f за формулою:

$$N_f = \exp((64 - 0{,}1 \cdot D_{\text{chip}}) - 10 \cdot \ln \Delta T_{\text{j}}). \tag{2.31}$$

де D_{chip} – діаметр чіпу тиристора, який, за звичаєм, дорівнює діаметру контактної поверхні корпусу тиристора;

$\Delta T_{\text{j}} = T_{\text{j max}} - T_{\text{j min}}$ – перепад температури структури в циклі.

Для тиристорів, у яких замість родієвого покриття термокомпенсаторів застосовуються срібні пластини (Электровыпрямитель, Елемент–Перетворювач), формула (2.27) приймає такий вигляд:

$$N_f = \exp((64 - 0{,}12 \cdot D_{\text{chip}}) - 11 \cdot \ln \Delta T_{\text{j}}). \tag{2.32}$$

Орієнтовний термін експлуатації тиристорів в режимі циклічного навантаження t_w визначається за формулою:

$$t_{w1} = t_c \cdot N_f / 3600 \text{ [годин]}, \quad (2.33)$$

або при річному ресурсі роботи 7000 годин (без урахування часу простою, профілактики та ремонту) за формулою:

$$t_{w2} = t_c \cdot N_f / 252 \cdot 10^5 \text{ [років]} \quad (2.34)$$

Температура напівпровідникової структури приладу при однократному перевантаженні після постійного тривалого навантаження визначається за формулою:

$$T_j = P_1 \cdot R_{th\ ja} + (P_{OVL} - P_1) \cdot Z_{th\ ja}(t_{OVL}) + T_{amb}, \quad (2.35)$$

де P_1 – втрати потужності в приладі від протікання струму попереднього навантаження;

P_{OVL} – втрати потужності в приладі від протікання струму перевантаження;

$Z_{th\ ja}(t_{OVL})$ – перехідний тепловий опір *структура – охолоджуюче середовище* для моменту часу t_{OVL}.

3 КОМУТУЄМІ ТИРИСТОРИ З ІНТЕГРОВАНИМ УПРАВЛІННЯМ (IGCT)

Комутуємий тиристор з інтегрованим управлінням це сукупність модернізованого асиметричного тиристора, що повністю управляється (тобто включається та вимикається) системою управління (замикного асиметричного тиристора – GTO) – GCT з блоком управління (IGCT – Integrated Gate-Commutated Thyristor) для суттєвого зменшення індуктивності кола управління до такої міри, що емітер катода може бути вимкнутий практично миттєво і прилад перетворюється у біполярний транзистор на стадії вимикання з послідуючім його вимиканням як транзистора.[5, 8]

Як вказано вище комутуємий асиметричний тиристор – GCT є модернізацією замикного асиметричного тиристору – GTO (Gate Turn-Off Thyristor), тому спочатку розглянемо принцип дії GTO, потім суть його модернізації для вироблення GCT, а потім розглянемо як створюється та діє IGCT.

3.1 Принцип дії GTO

Замикний тиристор (GTO) – є напівпровідниковий прилад, який повністю управляється, в основі якого є класична чотиришарова ***p-n-p-n*** структура. Включають та вимикають його подаючи на електрод управління позитивний та негативний імпульси струму. Суттєва різниця між GTO та звичайним тиристором полягає в тому, що у GTO катодний емітер не суцільний, він складається з багатьох (до кількох тисяч) стрічок шириною S = 0,2 мм та довжиною T = 3 – 5 мм, що розміщені концентричними колами по поверхні напівпровідникової структури, рисунок 1.28, та що утворюють з'єднані в паралель сегменти тиристора, рисунок 3.1.

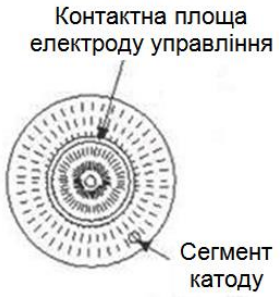


Рисунок 3.1 Розташування катодних сегментів
на поверхні напівпровідникової структури GTO

Таке виконання обумовлено прагненням забезпечити рівномірне зниження струму по всієї площі напівпровідникової структури при вимиканні приладу.

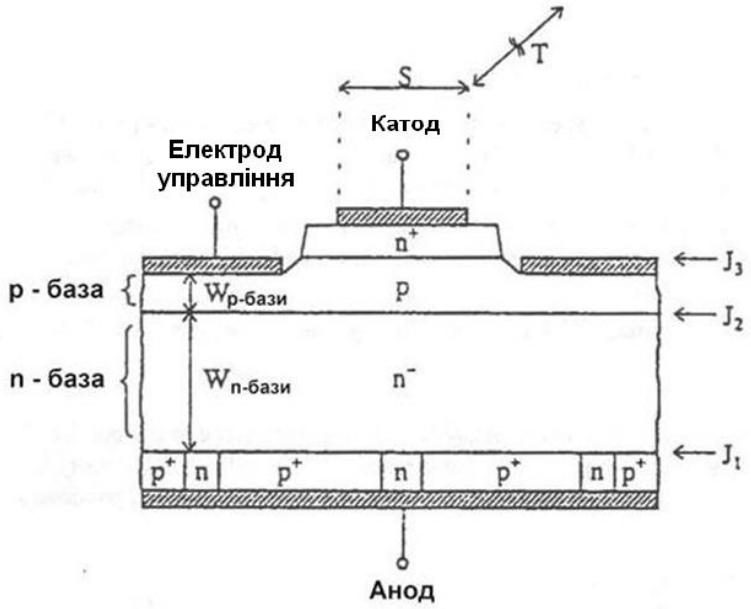


Рисунок 3.2 Схематична структура комірки GTO тиристора.

Слід відзначити, що у замикних тиристорів відсутнє внутрішнє шунтування n^+-емітера, а для боротьби з ефектом du/dt виконане шунтування p^+- емітера рисунок 3.2. Це зроблено для зменшення струму управління при вмиканні та вимиканні GTO. Для отримання високої ефективності катодного емітера, що бажано для добрих характеристик вмикання, шар n^+ емітера повинен мати сильне легування, що дасть зворотну напругу пробою переходу j_3 на рівні 20-24 В. З другого боку, p- база має суперечливі вимоги. Тому що від рівня легування напряму залежить опір ланцюга електрод управління-катод, рівень легування повинен бути як можна більшим для оптимізації процесу вимикання. Але, для отримання високої ефективності n^+ емітера, рівень легування повинен бути малим. Таким чином, параметри p- бази сильно впливають на вибір між властивостями вмикання та вимикання. Крім того, профіль легування та товщина p- бази в значній мірі визначає рівень напруги, яку спроможний блокувати GTO. Для витримування прямої напруги у кілька кіловольт, p- база повинна мати товщину у кілька десятків мікрометрів, а щоб гарантувати тривалу стабільну напругу основного блокуючого переходу j_2, його периферія повинна мати негативну фаску. Це потребує високий градієнт профілю легування p- бази.

Максимальна пряма блокуюча напруга приладу завжди менша ніж напруга пробою цього переходу в наслідок залежності товщини та опору n- бази. Чи електричне поле основного блокуючого переходу j_2 досягне критичного значення, або n- база повністю

виснажиться, що дозволить її електричному полю доторкнутись до анодного емітеру. Перше явище має назву «лавинний пробій», а друге – «прокол бази» (“punch-through”).

Перехід $\mathbf{j_1}$ між ***n***- базою та анодним $\boldsymbol{p^+}$- емітером має назву анодного переходу, ефективність анодного емітера суттєво впливає на параметри GTO. Результатом ефективного емітера є дуже низька напруга у провідному стані та малий струм управління для відкривання тиристора. Але можливості вимикання такого GTO будуть дуже обмежені через мале значення максимального струму закривання (I_{TQSM}) і великих втрат потужності.

Розглянемо процеси у GTO більш докладно.

Шар металізації виводу управління займає усю верхню поверхню напівпровідникової структури окрім поверхні катодних стрічок та поверхні фаски на її периферії, що дозволяє вмикати та вимикати GTO майже одночасно по всієї площини.

У циклі роботи GTO розрізняють чотири фази: включення (вмикання), провідний стан, вимикання (замикання) та блокований (непровідний) стан.

Перехід тиристорної структури з блокованого (непровідного) стану у провідний стан (вмикання) можливий тільки при прикладенні прямої (позитивної) напруги між анодом та катодом. Переходи $\mathbf{j_1}$ та $\mathbf{j_3}$ зміщуються у прямому напрямку та не заважають проходженню носіїв заряду. Уся напруга прикладається до середнього переходу $\mathbf{j_2}$, який зміщується у зворотному напрямку. Біля переходу $\mathbf{j_2}$ утворюється зона, що збіднена на носіїв зарядів, яка отримала назву області об’ємного заряду (ООЗ). Для вмикання тиристора GTO до електроду управління прикладається позитивна відносно катоду напруга U_{G} і, в наслідок цього через катодний емітерний перехід $\mathbf{j_3}$ потече струм включення I_{G}.

Замикні тиристори потребують жорсткі вимоги до параметрів струму та напруги управління. Так при вмиканні через ланцюг електрод управління – катод треба пропустити струм $\boldsymbol{I_{\mathrm{GM}}}$ амплітудою 20 – 70 А з крутизною переднього фронту $\boldsymbol{di_{\mathrm{G}}/dt}$ в межах 20 – 40 А/мкс. Проходження струму управління через перехід $\mathbf{j_3}$ обумовлює інжекцію електронів з катодного $\boldsymbol{n^+}$ – емітера у ***p***- базу і далі частина з них (що не встигла рекомбінувати у ***p***- базі) буде перекидатися електричним полем переходу $\mathbf{j_2}$ у *n*- базу, що приведе до зустрічної інжекції дірок з анодного $\boldsymbol{p^+}$- емітеру у ***n*** - базу , для відновлення порушеної нейтральності, і далі під впливом електричного поля переходу $\mathbf{j_2}$ дірки будуть перекидатися у ***p*** - базу. Коли сумарний струм переходу $\mathbf{j_2}$ перевищить струм включення, відбудеться вмикання тиристора, після чого носії зарядів будуть вільно проходити через усі чотири його області (електрони від катоду до аноду, а дірки – у зворотному напрямку) – наступає провідний стан тиристора.

На відміну до звичайних тиристорів, у замикних тиристорах необхідно підтримувати позитивний струм управління на рівні передбаченого для даного температурного режиму на весь час провідного стану, щоб забезпечити провідний стан в усіх елементарних тиристорах (сегментах, комірках).

Для вимикання тиристора GTO при незмінної полярності напруги U_T до електроду управління та катоду прикладається напруга з негативною полярністю. Ця напруга визиває струм вимикання I_{GQ}, протікання якого веде до розсмоктуванню основних носіїв заряду (дірок) у ***p*** - базі , рисунок 3.3

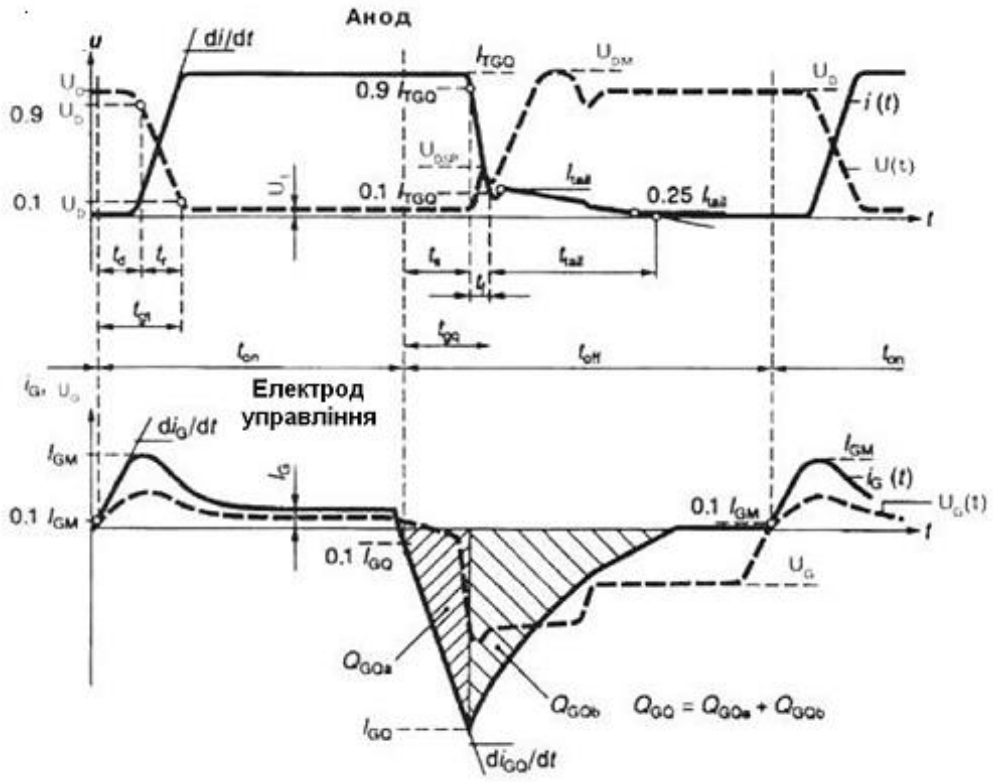


Рисунок 3.3 Графіки струму та напруги з літерними позначеннями електричних параметрів тиристорів GTO. [8]

Тобто відбувається рекомбінація дірок, що надійшли у ***p*** - базу з ***n***- бази, та електронів, що надійшли в цю же базу з металізації електроду управління. Процес рекомбінації і, отже, вимикання замикного тиристора у значній мірі залежить від крутизни переднього фронту di_G/dt та амплітуди I_{GQ} зворотного струму управління. Для забезпечення необхідної крутизни та амплітуди цього струму, на електрод управління треба подати напругу U_G, яка не повинна перевищувати допустиме значення переходу j_3 (25–30 В).

По мірі протікання процесу рекомбінації дірок та електронів у ***p*** - базі результуюче падіння напруги у ***p*** - базі відносно n^+- емітера починає зміщати перехід $\mathbf{j_3}$ у зворотному напрямку та інжекція електронів у ***p*** - базу починає зменшуватись. Цей процес виникає на периферії між ***p*** - базою та сегментами ***n***+- емітера, при цьому частина стрічок катоду продовжують інжектувати електрони відступаючи все більше та більше, що приводить ***p*** - базу у стан виснаження. Дірки з провідних зон повинні проходити вздовж ***p*** – бази все далі для досягнення контакту з електродом управління. Анодний струм стискується у все більш та більш щільні струмопровідні волокна у тих областях, що ще остались у провідному стані. Це є найбільш критична фаза процесу вимикання бо швидкий підйом та локалізація високої температури може вивести прилад із ладу, якщо ці струмопровідні волокна швидко не згасити. Саме для цього необхідні крутизна переднього фронту $\boldsymbol{di_G/dt}$ та амплітуда $\boldsymbol{I_{GQ}}$ зворотного струму управління. Як тільки останні волокна зникнуть, інжекція електронів у ***p*** - базу припнеться повністю, збідненні шари почнуть поширюватись по обидві сторони переходу $\mathbf{j_3}$ та прямого блокуючого переходу $\mathbf{j_2}$. З цього моменту часу прилад почне витримувати пряму напругу. Але хоча катодний струм припиниться, струм анод-електрод управління продовжується, бо носії з плазми ***n*** - бази дифундують у збіднений шар переходу $\mathbf{j_2}$. Цей струм "хвоста" (I_{tail}) затухає по мірі зменшення плазми ***n*** - бази шляхом рекомбінації. Але в наслідок протікання струму "хвоста" (струму повільного спаду (I_{TQT}) [10]) при доволі високої напруги на аноді, втрати потужності можуть бути дуже великими. Тільки коли протікання струму повільного спаду закінчиться, прилад повністю замикається.

Присутність вільних носіїв заряду у збіднених областях під час фази повільного спаду струму, більш того, руйнує електричне поле збіднених областей, що пов'язані з вимиканням. Градієнт цього поля збільшується більше ніж це визначено рівнями домішок і, таким чином, його максимальна величина, що виникає в процесі вимикання, може в окремих випадках перевищувати значення, при якому виникає лавинний пробій. В наслідок виникаючої при цьому ударної іонізації прилад може вийти з ладу. Це явище має назву «динамічним лавинним процесом» і є одним з двох основних механізмів, що пов'язані з виходом з ладу силових напівпровідникових приладів.

Для обмеження впливу ефекту $\boldsymbol{di/dt}$ при вмиканні тиристора та ефекту $\boldsymbol{du/dt}$ при його вимиканні обов'язково використовують снаббер (захисну схему), рисунок 3.4.

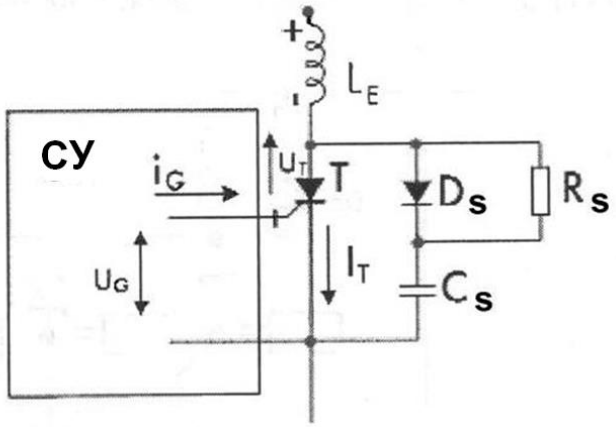


Рисунок 3.4 Схема захисту GTO

Індуктивність $\mathbf{L_E}$ обмежує $\boldsymbol{di/dt}$ при вмиканні тиристора, конденсатор $\mathbf{C_S}$ обмежує $\boldsymbol{du/dt}$ при його вимиканні, резистор $\mathbf{R_S}$ забезпечує розряд конденсатора C_S у час провідного стану тиристора, а діод $\mathbf{D_S}$ забезпечує підключення конденсатора $\mathbf{C_S}$ паралельно тиристору при його вимиканні.

Спочатку зростання напруги на тиристорі відбувається дуже швидко бо діод $\mathbf{D_S}$ ще не вступив у провідний стан (дивись рисунок 1.8) і у переході $\mathbf{j_3}$ відбувається лавинний пробій, бо конденсатор $\mathbf{C_S}$ ще не підключено до тиристору. Лише через деякий час діод $\mathbf{D_S}$ перейде у провідний стан, напруга на тиристорі в цей момент часу досягне значення $\boldsymbol{U_{DSP}}$ (direct spike – пряме вістря), конденсатор $\mathbf{C_S}$ починає заряджатися і напруга на тиристорі починає зростати більш повільно зі швидкістю $\boldsymbol{du/dt}$ ($\propto I/C_S$)

Розподіл втрат потужності в залежності від фази роботи GTO тиристора показано на рисунку 3.5 [12]:



Рисунок 3.5 Розподіл втрат потужності в залежності від фази роботи GTO тиристора

З рисунку 3.5 можна зробити висновок, що основні втрати потужності у GTO відбуваються підчас замикання, що дає напрямок удосконалення GTO

3.2 Принципи дії IGCT [12]

У провідний стан GCT вмикається регенеративно, як звичайний тиристор або GTO, рисунок 3.6 а, та характеризується такою ж можливістю пропускати великий струм та низькою напругою у провідному стані. У блокованому стані перехід електрод управління-катод (j_3) зміщується у зворотному напрямку та ефективно виводиться з роботи, рисунок 3.6 б.

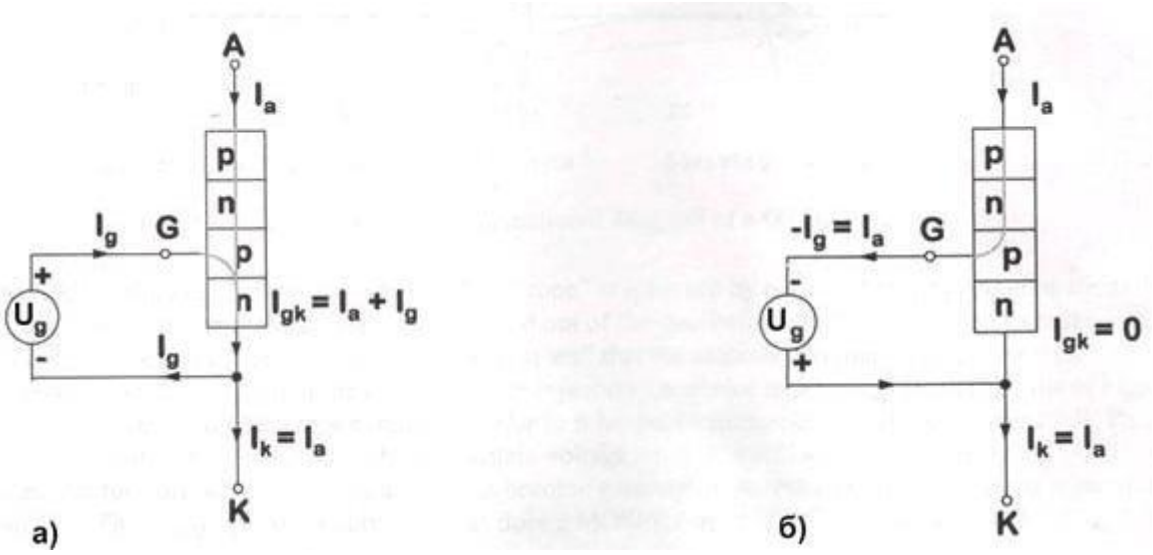


Рисунок 3.6. Тиристор GCT у провідному (а) та блокованому (б) стані.

Рисунок 3.6 може також представляти і GTO у провідному та блокованому стані **з однією головною різницею,** що GCT переходе з провідного стану у блокований, практично, миттєво (за 1 мкс), в той час як GTO повинен пройти проміжний та невизначений стан, який на рисунку 3.7 позначено як “GTO зона”, впродовж якої він потребує великого снабберу для зменшення швидкості наростання напруги ($\boldsymbol{du/dt}$), бо тиристор, на відзнаку від транзистора, чутливий до ефекту $\boldsymbol{du/dt}$.

У IGCT технології усунення GTO зони досягається шляхом швидкого відхилення (комутації) усього анодного струму від катоду та відвід його у електрод управління до того, як заряд переміститься з анодної ***n-*** бази, тобто до того, як анод ***pnp*** транзистора “усвідомить”, що катод ***npn*** транзистора зупинив інжекцію електронів. У момент часу, коли катодний емітер зупинив інжекцію електронів, прилад представляється схемою, що наведена на рисунку 3.6 б, його коефіцієнт підсилення стає менше одиниці і він замикається. Прилад

стає транзистором **раніш** ніж він буде витримувати любу блокуючи напругу. Це є повним контрастом відносно GTO, який повинен витримувати напругу в той час, як він є ще тиристором (рисунок 3.7).

Так як вимикання здійснюється **після** того, як прилад став транзистором, то нема вимоги по обмеженню зовнішньої du/dt та IGCT може працювати без снабберу як це робить MOSFET, або IGBT. Це ілюструє рисунок 3.8, на якому показано вимикання IGCT.

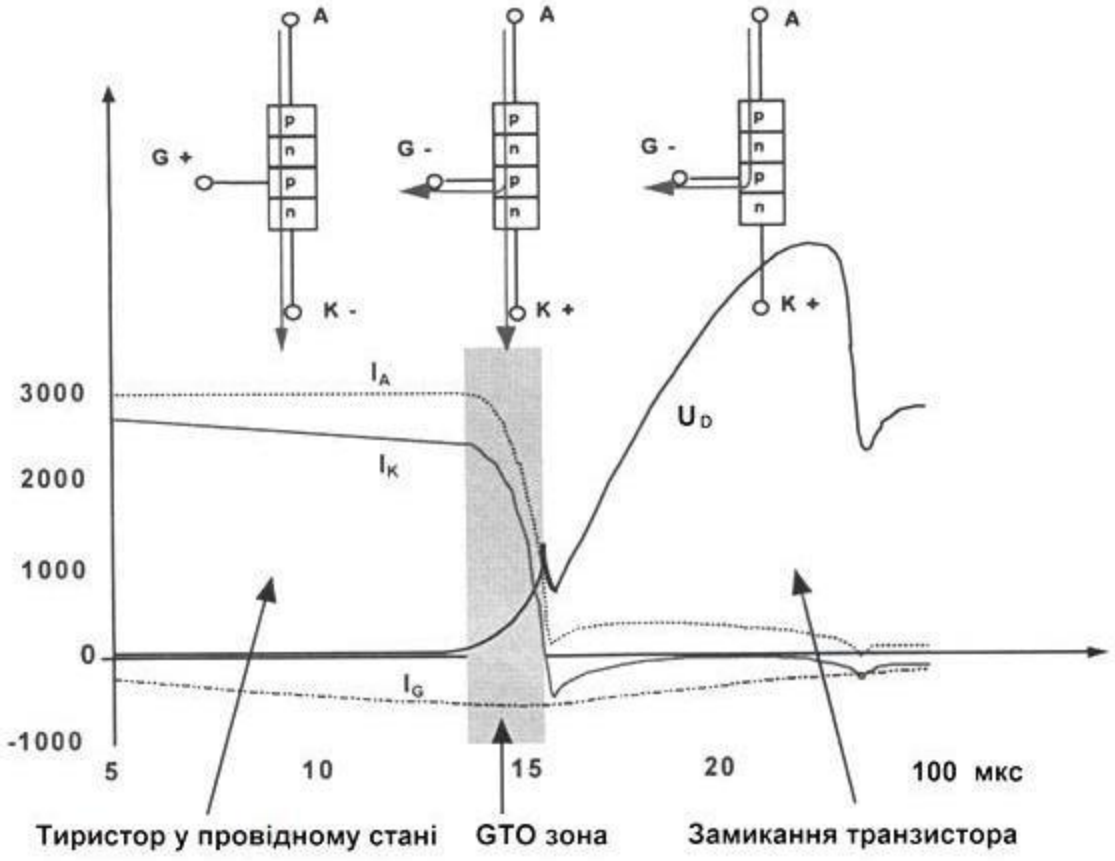


Рисунок 3.7 Процес вимикання GCT тиристора.

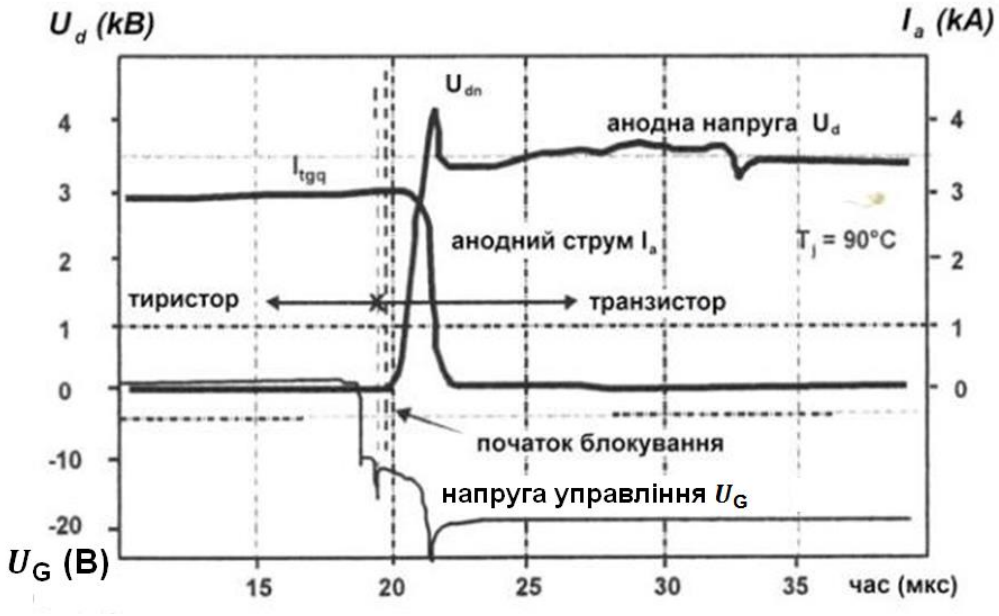


Рисунок 3.8 Осцилограми безснабберного вимикання IGCT.

На рисунку 3.8 бачимо класичні осцилограми вимикання транзистору. У даному випадку це ***pnp*** транзистор з регенеративної пари, якою можна представити GCT (рисунок 2.4), який автоматично блокується після замикання ***npn*** транзистора з **коефіцієнтом підсилення, що дорівнює одиниці.** Ось чому необхідно, щоб драйвер приладу міг перехватити **увесь анодний струм** та зробити це так швидко, "раніш, ніж анод взнає що трапилось". Таким чином, ключем до конструкції IGCT є дуже мала індуктивність кола електроду управління, яка, в залежності від потужності приладу, може вимагати коаксіальних приладів та багатошарових друкованих плат. Рисунок 3.9 демонструє, який великій шлях пройшли розробники приладу у цьому напрямку [14]. Цей шлях можна окреслить трьома кроками: модернізація приладу, заміна конструкції струмопідводу, модернізація драйверу.

Модернізація приладу полягала у модернізації напівпровідникової структури та корпуса приладу. Модернізація напівпровідникової структури почалась з дослідження реакції на підвищення di_G/dt та відповідного I_G: вище певного максимуму прямої комутації катодного струму у електрод управління спостерігається зміна у електроді управління від анодної напруги, таким шляхом активність чотиришарового приладу (тиристора) перетворюється у активність тришаровій структури (транзистора), раніше ніж з'явиться відповідна зміна розподілу плазми у трьох шарах, що залишилися. Дослідження, що велись сумісно фірмами ABB та MITSUBISHI, визначили максимальний час комутації анодного струму у електрод управління – 1 мкс, тобто $di_{TQ}/dt = di_{GR}/dt > I_{TQ}$ / **1 мкс**. Пам'ятаючи, що напруга управління не повинна перевищувати напругу пробою переходу j_3

– 25 В та що

$$dI_{GR}/dt = U_{GR}/L_{com}, \quad (3.1)$$

де L_{com} – індуктивність контуру комутації електроду управління.

Приймаємо ідеальний випадок, що індуктивність контуру комутації електроду управління дорівнює тільки індуктивності стандартного GTO, отримаємо значення максимального струму закривання I_{TQ} = 833 А. Це привело до висновку, що для отримання бажаної швидкості комутації необхідно мати корпус приладу з індуктивністю кола управління нижче 3 нГн.

Для досягнення цього, вивід електроду управління через керамічний корпус зроблено у виді концентричного мідного диску (кільця), який веде себе як полозкова лінія з ультра низькою індуктивністю.

У свою чергу, вивід управління з'єднано з електродом управління напівпровідникової структури через 12 стрічок у пазах катодного виводу, рисунок 3.10.

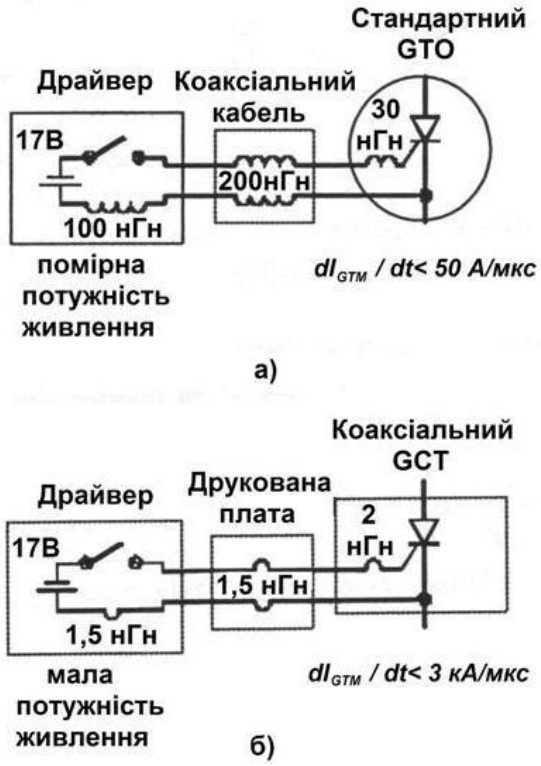


Рисунок 3.9 Індуктивність кола управління GTO а) та IGCT б).

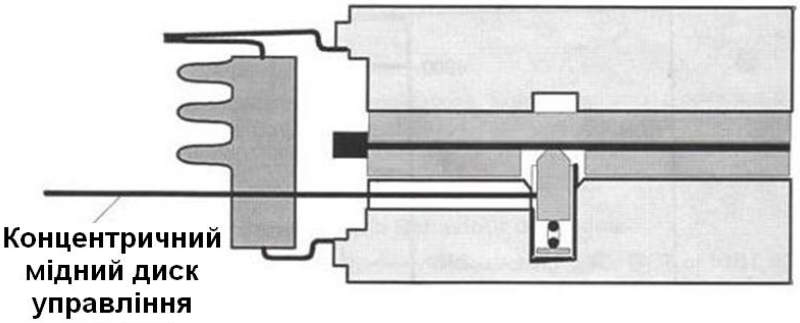


Рисунок 3.10 Вивід електроду управління GCT з низькою індуктивністю.

Окрім цього, коаксіальний кабель, що з'єднував GTO з драйвером замінили багатошаровою друкованою платою та впритул наблизили драйвер до приладу. В наслідок цих дій загальна індуктивність кола управління IGCT стала дорівнювати 5 нГн, рисунок 3.9б.

Перше покоління IGCT мали значно кращі параметри вимикання ніж GTO, а решта – на тому самому рівні. Але можливість роботи IGCT без використання снабберів, значно підвищили перспективи їх впровадження у силову електроніку. Подальше дослідження процесів, що відбуваються у напівпровідникової структурі сприяло подальшому покращенню параметрів IGCT.

Електричне поле у блокуючому переході j_2 має трикутне розподілення, як показано на рисунку 3.11 а. Сумарна блокуюча напруга приладу (U_{DM} для тиристору) є інтеграл цього поля по відстані (товщини ***n*** - бази), отже більш висока блокуюча напруга потребує більш товсту кремнієву пластину (пам'ятаємо, якщо ООЗ ***n*** – бази досягне p^+- емітера, то відбудеться "прокол" бази) і приведе до більшої втрати потужності у провідному стані та при комутації. Рисунок 3.11 б показує, що при майже **постійному** полі порівняно з трикутним профілем розподілу поля, ту же блокуючу напругу можна отримати на більш тонкій кремнієвій пластині і в результаті отримати більш ефективний прилад.

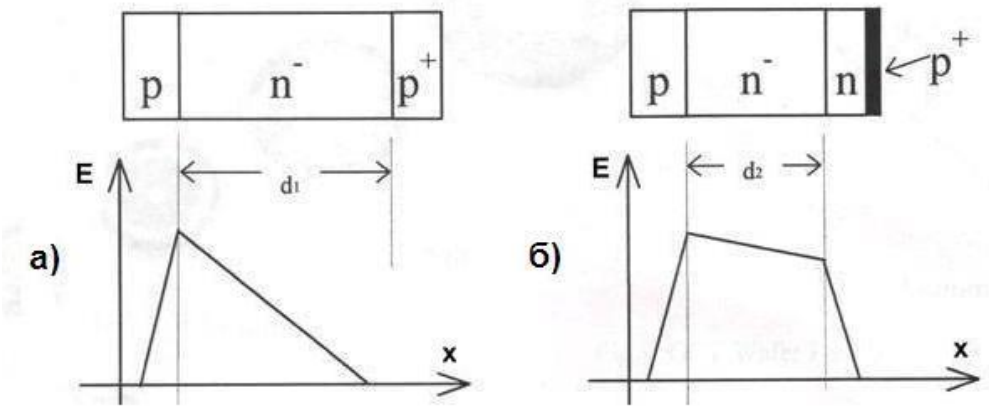


Рисунок 3.11 Порівняння структури pn^-p^+ стандартного GTO (а) зі структурою з буферним шаром та прозорим p^+- емітером для GCT (б).

Цей тип трапецоїдального розподілу поля отримано введенням додаткового буферного шару, який перерозподіляє трикутне поле. Ця структура звісна як ***pin*** **структура.**

Використання буферного шару у GCT, наприклад на напругу 4,5 кВ, зменшує необхідну товщину структури приблизно на 40 %, що дозволяє відповідно зменшити втрати потужності у провідному стані та при комутації приблизно на 20 %.

Технологія прозорого емітера використовує дуже тонкий анодний p^+- емітер, що дозволяє частині електронів рекомбінувати на металевій поверхні контакту без генерації дірок. Таким чином, ефективність p^+- емітеру зменшується без анодних шунтів.

Так як вимикання IGCT відбувається як у транзисторі, у процесі перемикання струм залишається однорідним, і таким чином нема потреби обмежувати швидкість зростання напруги, що прикладається до приладу (du/dt). Типові осцилограми вимикання при роботі IGCT сумісно з зустрічно паралельним діодом у інверторі напруги зображені на рисунку 3.8. Приблизно через 1 мкс після активізації сигналу драйвера управління, анодна напруга почне зростати. Як тільки ця напруга досягне напруги живлення постійного струму, анодний струм комутується з GCT у зворотний діод. Величина перенапруги залежить від обмежувальної індуктивності, di/dt ланцюга, напруги прямого відновлення зворотного діоду, що шунтує індуктивність. Не шунтована обмежувальна індуктивність повинна бути менша 300 нГн. Так як час запізнення та час спаду по виводу управління дуже малі, то мінімальний час замикання може бути зменшено до величини менше 10 мкс. Струм повільного спаду зберігається, але він триває кілька мікросекунд завдяки підвищеної прозорості анодного емітера, який надійно виснажує вузьку n- базу. Звичайно, цей прилад може працювати зі снаббером. Зі снаббером, завдяки однорідності процесу вимикання, GCT забезпечується більш високою здатністю вимикання ніж відповідний GTO. Наприклад, GCT на напругу 4,5 кВ без снабберу комутує струм 3 кА, а зі снаббером, що має конденсатор на 4 мкФ, він легко комутує струм 5 кА, тобто розширюється область безпечної роботи (ОБР), рисунок 3.12. [11]

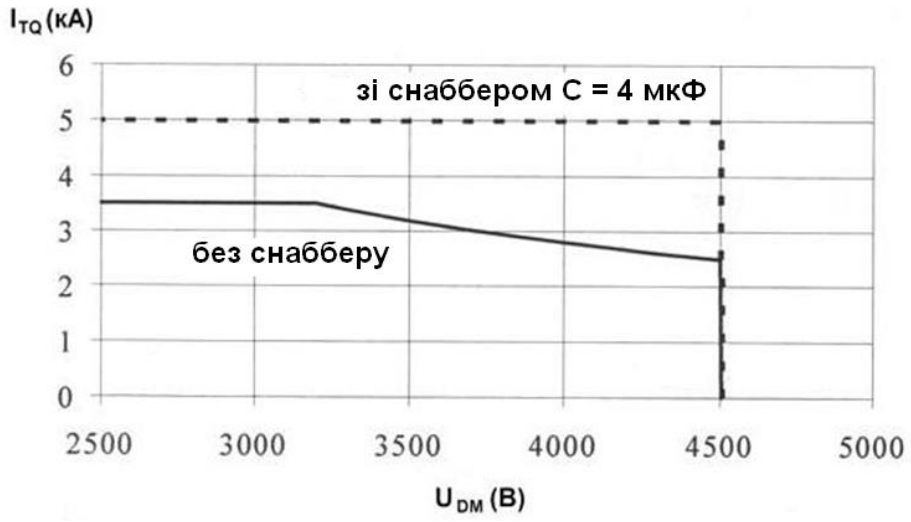


Рисунок 3.12 Область безпечної роботи IGCT типу 5SHY 35L4502

На початку процесу включення тільки ***прп*** транзистор є активнім. Коли електрод управління зміщується у прямому напрямку, електрони інжектуються з катода, що через кілька мікросекунд визивають інжекцію дірок з аноду. Цей відносно повільний регенеративний процес звичайно обмежує зростання струму, яке може бути досягнуто у стандартному GTO. З іншого боку низька індуктивність кола управління GCT приводить до високих струмів включення з малим часом наростання. Це обумовлено роботою транзисторів GCT в процесі вмикання, при якому швидкість зростання струму досягає кілька кА/ мкс з відмінним розподілом струму.

Втрати енергії в парі GCT + драйвер (IGCT) на багато менша, ніж у GTO завдяки помірним вимогам до струму підтримки (backporch) провідного стану та зменшення струму повільного спаду завдяки прозорому анодному емітеру та буферному шару. Більш того, хоча амплітуда струму управління GCT у 3-4 разу вище ніж у GTO, час затримки (накоплення заряду) у 15-20 разів коротше та в результаті загальний заряд електроду управління від початку вмикання до кінця замикання зменшується приблизно у 5 разів.

Час затримки включення у IGCT дуже короткий (< 3 мкс), що дозволяє з'єднувати їх послідовно без підбору або використання снабберів напруги для регулювання часів затримки в межах до 300 нс. [12]

Так як більшість GCT призначається для комплектування інверторів напруги, вони є асиметричними та передбачається використовувати їх з швидкодіючими зустрічно паралельними діодами. Впровадження технології прозорого емітера та буферного шару привело до суттєвого зменшення товщини напівпровідникової структури та підвищили стійкість до впливу космічного випромінювання, а також дало передумову інтегрувати у структуру GCT структуру зустрічно паралельного діоду з оптимальними параметрами. На

рисунку 3.13 показано поперечний розріз структури GCT зі зворотною провідністю.

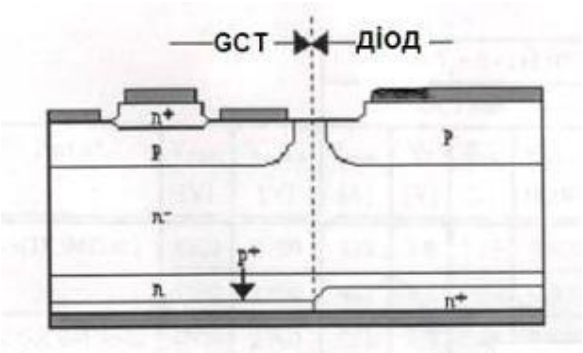


Рисунок 3.13 Область розділення між GCT та діодом

Особливу увагу потрібно приділити границі між діодом та GCT. Якщо ***p-*** база GCT та анод діоду є сумісні, маємо загальний блокуючий перехід, то між електродом управління GCT та анодом діоду буде небажана резистивна ділянка. Ця проблема вирішується шляхом повного розділення обох ***p-*** дифузій. В результаті ***pnp*** структура блокує не менше 20 В в обох напрямках, що запобігає проходженню будь-якого суттєвого струму між електродом управління GCT та анодом діоду.

Поведінку діода при вимиканні регулюють комбінацією протонного та електронного опромінювання, щоб оптимізувати співвідношення між втратою потужності при вимиканні та втратами у провідному стані.

На рисунку 3.14 зображено усі чіпи фірми ABB для GCT зі зворотною провідністю окрім одного (91 мм) асиметричного, що використовує усю площу структури для активної роботи.

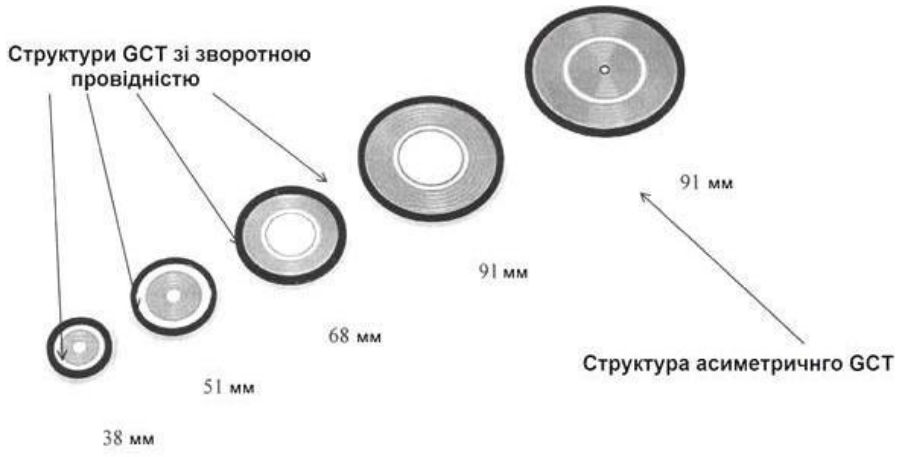


Рисунок 3.14. Сімейство напівпровідникових структур фірми ABB для GCT .

На рисунку 3.15 наведено фото IGCT, де 1 – GCT, 2 – драйвер, 3 – друкована плата.

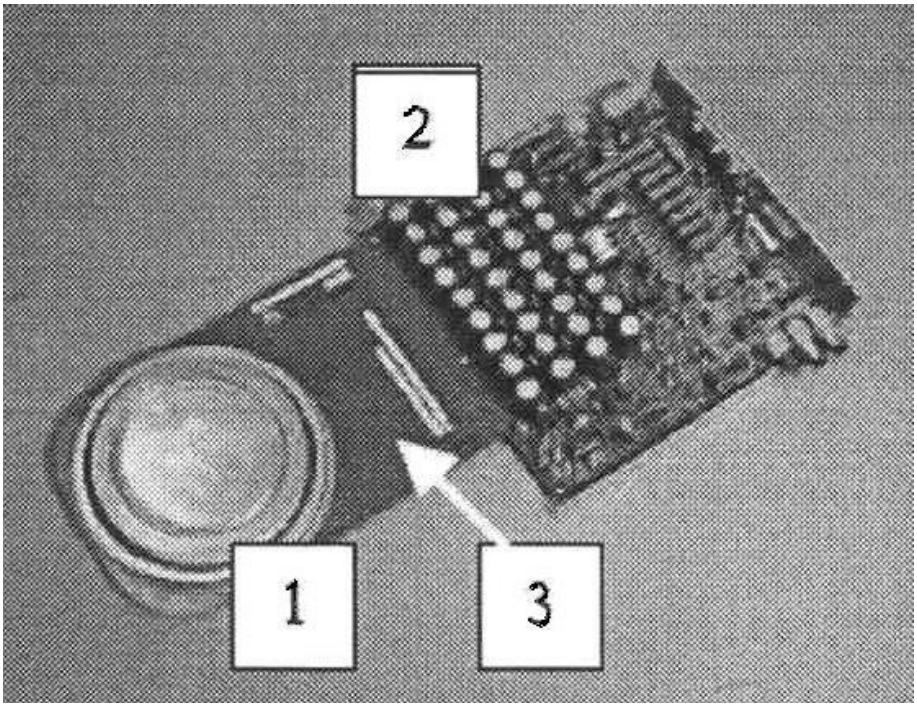


Рисунок 3.15. Фото IGCT

Для роботи перетворювачів, що побудовані на таких швидкодіючих ключах, як IGCT, велике значення має наявність індуктивності у силовому ланцюгу. У перетворювачах на IGCT для зниження індуктивності достатньо використовування систем багатошарових шин, якими тиристори з’єднуються з численними конденсаторами проміжної ланки постійної напруги.

На рисунку 3.16 наведено спрощену схему дворівневого інвертору напруги на IGCT зі зворотною провідністю (RC IGCT), що використовуються без снабберів.

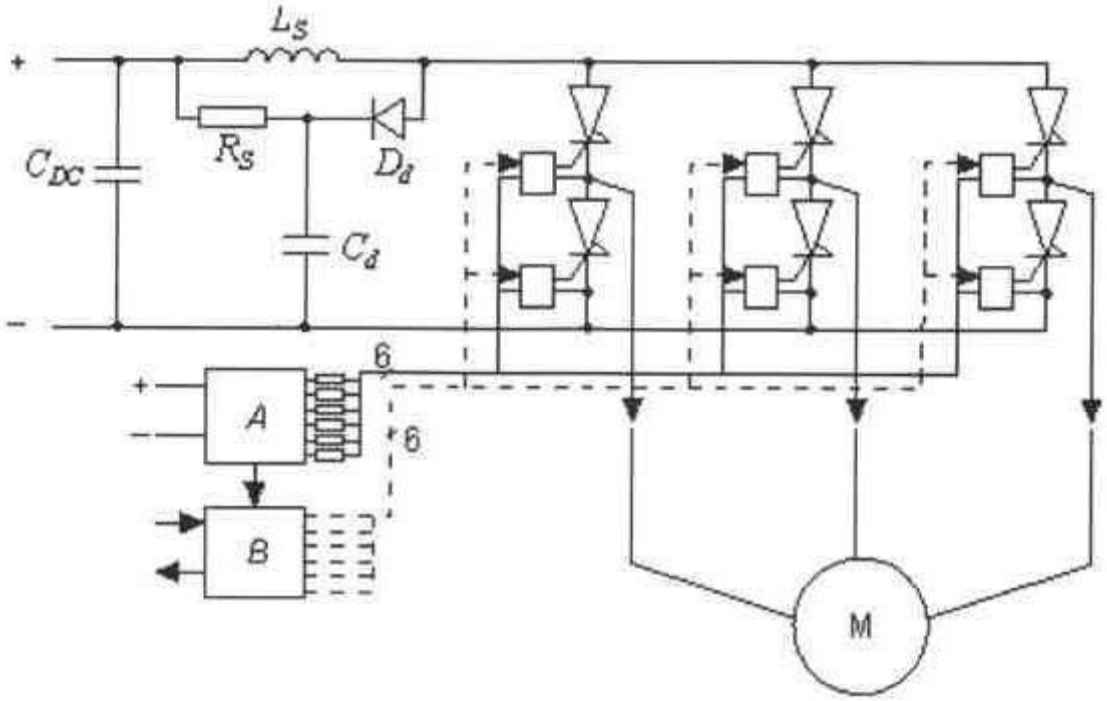


Рисунок 3.16. Спрощена схема інвертору на RC IGCT:

L_s– дросель; **C_{DC}**– блок конденсаторів проміжної ланки постійної напруги; **R_s – D_d** – ланцюг шунтування дроселя; **D_d – C_d** – ланцюг пригнічування комутаційних піків напруги; **M –** електродвигун; **A –** блок живлення драйверів; **B –** блок управління, діагностики та захисту RC IGCT.

Слід відзначити, що для комплектування інверторів струму, у яких комутуючи прилади повинні мати зворотну блокуючу спроможність, фірма ABB розробила IGCT зі зворотною блокуючої спроможністю типу 5SHZ 08F6001 на струм 800 А та напругу 6000 В.

Контрольні запитання

1. Що таке тиристор з інтегрованим управлінням?
2. Який принцип дії асиметричного замикного тиристора?
3. Що таке GCT зі зворотною провідністю?
4. Зобразить спрощену схему інвертора напруги на RC IGCT і поясніть призначення її елементів.

4. ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ З N КАНАЛОМ, ЩО ІНДУЦІРУЄТЬСЯ (MOSFET)

Польовий транзистор, FET (Field Efffect Transistor) – напівпровідниковий прилад, в якому значення струму, що протікає між двома електродами (витоком і стоком) регулюється напругою, прикладеною до третього електроду (затвору).

Існує багато різновидів польових транзисторів, але в силових колах пристроїв енергетичної електроніки застосовуються тільки MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor), який створюється на основі пластин монокристалів кремнію з провідністю *n* типу.

4.1 Принцип дії MOSFET

Чіп MOSFET з розміром 10 х 12 мм складається з 200-300 тисяч комірок, що з'єднані для паралельної роботи. Планарна конфігурація елементарної комірки зображена на рисунку 4.1.

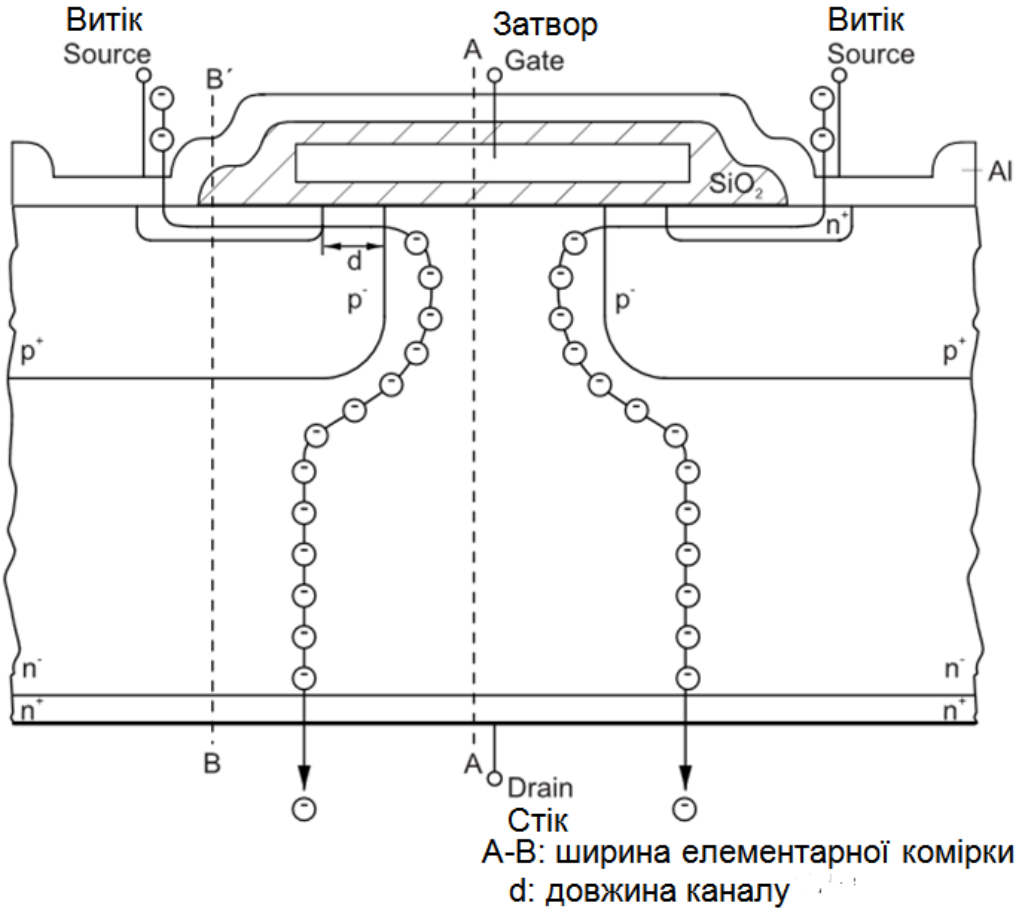
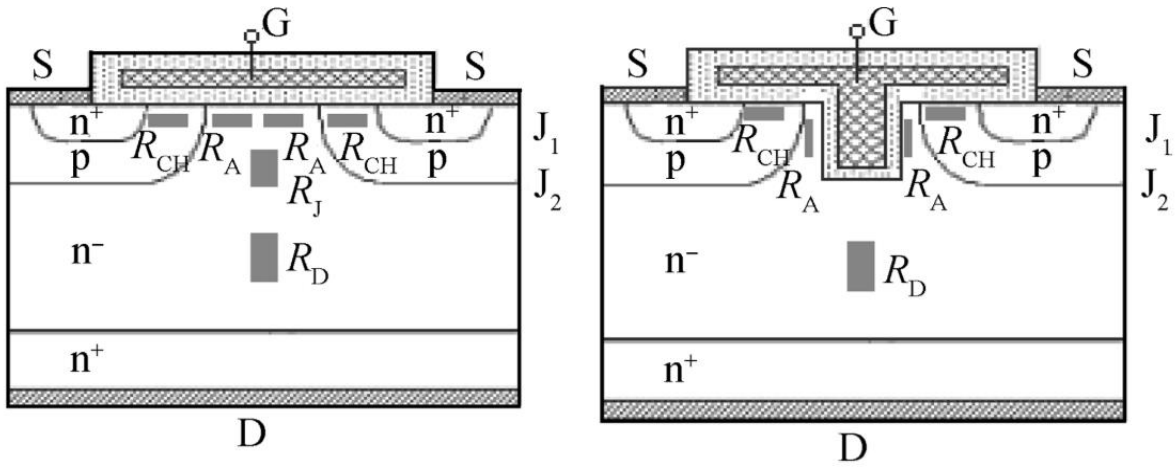


Рисунок 4.1. Планарний MOSFET з ізольованим затвором

MOSFET за такою структурою є нормально закритим приладом, тобто при відсутності напруги на затворі прилад знаходиться у блокованому, не провідному стані. При цьому уся пряма напруга (- на витоку, а + на стоку) прикладається до зворотно зміщеного ***p-n*** переходу.

При подачі на затвор позитивної напруги відносно витоку частина електронів у області p^-, що знаходиться під затвором, в наслідок впливу електричного поля переміщаються до затвору і їх концентрація поблизу затвору значно перевищує концентрацію дірок створюючи ***n***-канал, який шунтує *p-n* перехід. При цьому через польовий транзистор вільно протікає струм. При відключенні напруги на затворі електрони перестають притягуватися до нього і у підзатворній області відновлюється *p*- провідність і транзистор закривається.

Електричний опір транзистора у відкритому стані R_{on} в основному складається з опору каналу R_{CH}, опору області звуженості струму R_A, опору n^+-n^- переходу у підзатворній області транзистора R_j та опору дрейфової області R_D, тобто: $R_{on} = R_{CH} + R_A + R_j + R_D$, рисунок 4.2 а).



а) б)

Рисунок 4.2. Порівняння структур MOSFET: планарної а) та Trench б)

Більш досконалою структурою ніж планарна структура MOSFET є структура Trench MOSFET, рисунок 4.2 б). В цій структурі опір каналу R_{CH} та опір області звуженості струму R_A значно менші, бо канал провідності створюється на більшій площі по вертикальній стінки затвору, а опір n^+-n^- переходу у підзатворній області транзистора R_j можна не враховувати, тобто

$$\boldsymbol{R_{on} = R_{CH} + R_A + R_D}. \qquad (4.1)$$

Вихідні характеристики силових MOSFET показані на рисунку 4.3.

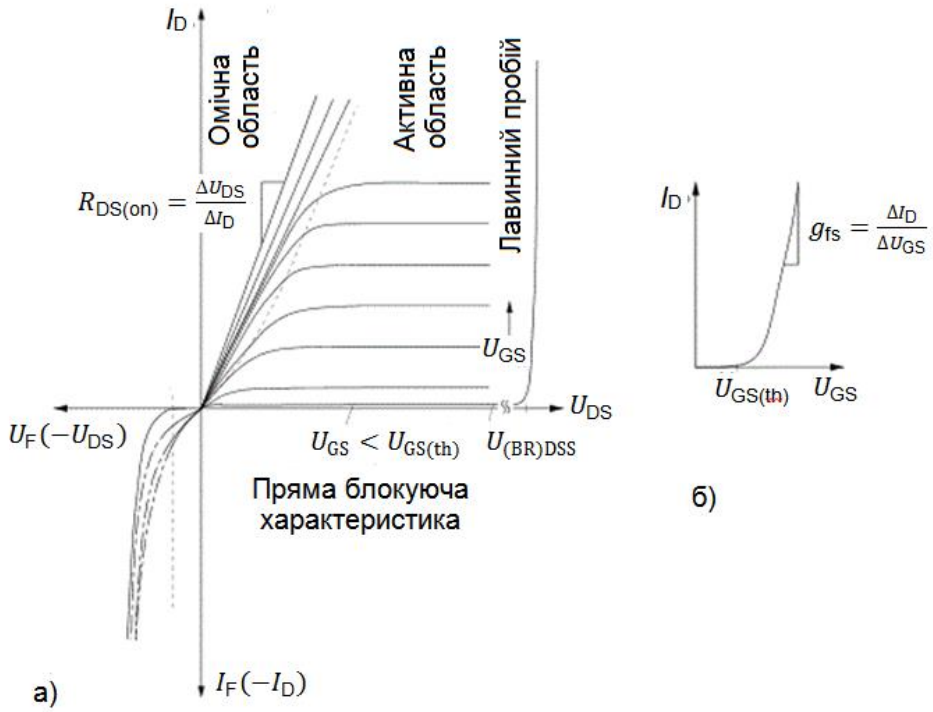


Рисунок 4.3. Вихідна характеристика потужного MOSFET зі зворотним діодом а) та прохідна характеристика $I_D = f(U_{GS})$ b)

4.2. Закритий стан при прямій напрузі.

При прикладенні позитивної напруги до ланцюгу затвор-виток U_{GS}, меншого, ніж порігова напруга $U_{GS(th)}$, між стоком і витоком буде протікати тільки дуже малий струм I_{DSS} при нульовій напрузі на затворі. Струм I_{DSS} буде повільно зростати з підвищенням напруги U_{DS}. При досягненні певного установленого значення напруги стік-витік U_{DSS}, відбувається лавинний пробій переходу p^+-n^- дрейфової області – напруга пробою $U_{(BR)DSS}$.

Збільшення струму лавинного пробою може привести до руйнуванню MOSFET.

4.3. Включений стан

Прямий включений стан при позитивної напруги стік-витік U_{DS} та прямому струмі I_D, рисунок4.3 а) перший квадрант, можна поділити на дві специфічні області. [13]

Активна область

При збільшенні напруги затвор-виток U_{GS}, що повільно досягає значення $U_{GS(th)}$, насичення струму буде причиною значного падіння напруги на каналі (область горизонтальних ліній на вихідній характеристиці). Струм I_D контролюється (обумовлюється)

напругою U_{GS}. Перехідний режим, показано на рисунку 4.3 б), називається крутизною характеристики прямої передачі g_{fs}, або прохідна характеристика:

$$g_{fs} = \frac{dI_D}{dU_{GS}} = \frac{I_D}{U_{GS} - U_{GS(th)}}. \quad (4.2)$$

Крутизна характеристики прямої передачі збільшується пропорційно струму стоку I_D і напруги сток-витік U_{DS}, та зменшується з підвищенням температури структури MOSFET. При допустимих умовах роботи силових модулів, що мають в своєму складі кілька MOSFET чипів з'єднаних в паралель, активна область пересікається тільки підчас включення та вимикання. Постійна робота модуля в активній області забороняється, бо значення напруги порогу $U_{GS(th)}$ буде зменшуватися при підвищенні температури, що може привести до нерівномірного розподілу струму між чіпами внаслідок мінімальних відхилень їх параметрів.

Лінійна ділянка (Область омічного опору)

Лінійна ділянка, яка також називається включеним станом при перемиканнях, може бути визначена як омічний опір струму I_D в зовнішньому колі. Характер зміни напруги у включеному стані характеризується залежністю напруги сток-витік U_{DS} та значення струму I_D від опору у включеному стані $R_{DS(on)}$. Тобто, пряма напруга MOSFET у відкритому стані може бути визначена за формулою:

$$U_{DS(on)} = I_D \cdot R_{DS(on)}. \quad (4.3)$$

$R_{DS(on)}$ залежить від напруги затвор-витік U_{GS} та від температури структури. Практично, значення $R_{DS(on)}$ подвоюється зі зміною температури структури MOSFET від 25°C до 150°C.

4.4. Режим роботи при зворотній напрузі

При зворотній напрузі (третій квадрант) характеристика MOSFET стає еквівалентною до діодної при $U_{GS} < U_{GS(th)}$ (продовження кривій на рисунку 4.3 а). Це відбувається в наслідок дії паразитного діода MOSFET. Аналогічний вигляд має зворотна характеристика і при закритому каналі MOSFET, але при великому значені зворотного струму зворотна характеристика, в основному, обумовлена прямою характеристикою діоду зворотного струму, який приєднується гібридним чином.

4.5 Параметри MOSFET

Пряма блокуюча напруга U_{DSS} – максимальна напруга між стоком і витоком у блокованому (закритому) стані при закороченому ланцюгу затвор-витік ($U_{GS} = 0$) та при температурі $T_j = 25°C$. При підвищені температури значення напруги у блокованому стані U_{DSS} теж підвищуються (разом з напругою лавинного пробою $U_{(BR)DSS}$), рисунок 4.4.

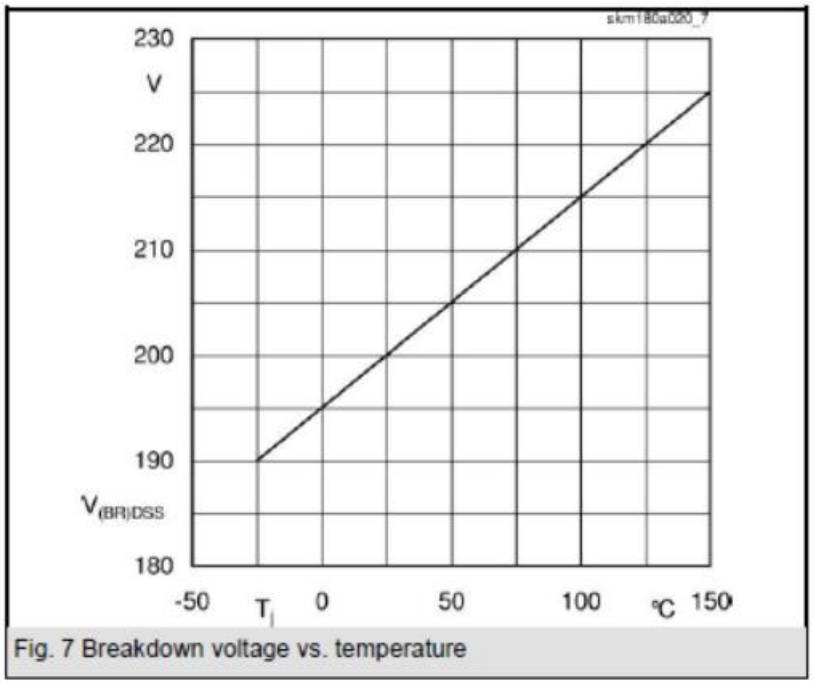


Рисунок 4.4 Залежність напруги лавинного пробою від температури чіпу MOSFET

При виборі необхідного типу приладу необхідно враховувати:

Напруга затвор-витік U_{GSS}**= 20 В –** максимально допустиме значення напруги.

Постійний струм стоку I_D **–** максимально допустиме значення прямого струму стоку при тривалому навантажені, при якому температура чіпу досягає максимально допустимого значення $T_j = T_{j\,(max)}$. Значення струму витоку I_D визначається за формулою: [13]

$$I_D = \sqrt{P_{tot(max)}/R_{DS(on)}}, \tag{4.4}$$

де для модулів з металевою основою максимальне значення загальних втрат потужності в MOSFET визначається за формулою:

$$P_{tot(max)} = (T_{j(max)} - T_c)/R_{th(j-c)}; \tag{4.5}$$

для модулів без металевої основи максимальне значення загальних втрат потужності в MOSFET визначається за формулою:

$$P_{\mathbf{tot(max)}} = (T_{\mathbf{j(max)}} - T_{\mathbf{s}})/R_{\mathbf{th(j\text{-}s)}}. \quad (4.6)$$

В зв'язку з тим, що I_D стосується статичного стану, то значення цього струму не стосується ключового режиму роботи.

Амплітуда імпульсу струму стоку I_{DM}, яка визначається при тривалості імпульсу t_p, температурі $T_c = 25°C$ або 80°C та відносно робочого циклу $\frac{t_p}{t_c}$ (t_c – тривалість циклу повторення імпульсів).

Діапазон робочої температури T_j: $T_{j(min)}…T_{j(max)}$.

При тривалому навантажені MOSFET максимально допустиме значення температури чіпу має бути знижено на 25°C відносно $T_{j(max)}$.

4.6 Характеристики MOSFET

Напруга лавинного пробою стік-витік $U_{(BR)DSS}$ при закороченому ланцюгу затвор-витік ($U_{GS} = 0$), при певному значені зворотного струму стоку I_{DSS} та при температурі корпусу $T_c = 25°C$.

Порогова напруга затвор—виток $U_{GS(th)}$ – це напруга, вище якої буде протікати струм стоку I_D при напрузі $U_{DS} = U_{GS}$, при температурі корпусу $T_c = 25°C$.

Струм стоку I_{DSS} при нульової напруги на затворі – це зворотний струм між стоком і витоком при короткому замиканні ($U_{GS} = 0$) та при максимальному значені напруги сток-витік U_{DS} при певній температурі чіпу, наприклад $T_j = 25°C$ і $150°C$. Струм I_{DSS} збільшується у 3…6 разів при збільшені температури в межах $25°C - 150°C$.

Струм витоку затвор-витік – це струм витоку між затвором і витоком при короткому замиканні ланки стік-витік ($U_{DS} = 0$) та при максимальній напрузі U_{GS}; максимальне значення цієї напруги $U_{GS} = \pm 20$ В.

Опір стік-витік $R_{DS(on)}$ – це частинне від ділення приросту напруги стік-витік U_{DS} та приросту струму стоку I_D при повністю відкритому MOSFET та при номінальних значеннях напруги на затворі U_{GS} та струму стоку I_D (тобто при номінальному струмі); температура чіпу $25°C$ і $125°C$ (значення $R_{DS(on)}$ в значної мірі залежить від температури)

Ємність чіп-корпус (основа модуля) – це ємність на рівні малого сигналу між MOSFET чіпом та основою приладу при: короткому замиканні ланки затвор-витік, прямої напруги стік-витік U_{DS}, вимірювані на частоті f = 1МГц, температура $T_c = 25°C$.

Вхідна ємність C_{iss}, вихідна ємність C_{oss}, ємність зворотної передачі (ємність Міллера) C_{rss} – визначаються при малому рівні сигналу таким же чином як і у IGBT.

Паразитна індуктивність стік-витік L_{DS} – визначається при прямій напрузі U_{DS} та при температурі корпусу $T_c = 25°C$.

Решта характеристик MOSFET визначається аналогічним чином як у IGBT.

4.7. Застосування MOSFET

Раціональні області застосування MOSFET обумовлена наступними його властивостями:

- при протіканні струму у включеному стані приймають участь тільки основні носії заряду (електрони у приладах *n*- типу), накопичення зарядів не відбувається і максимальне значення частоти комутації обмежується тільки значеннями паразитної ємності та індуктивності приладу, тобто MOSFET раціонально використовувати при великих значеннях частоти комутації;

- електричний опір комірки MOSFET у включеному стані не залежить від значення струму, що протікає через неї, тобто для створення приладу на велике значення струму необхідне з'єднання в паралель великої кількості комірок MOSFET;

- для збільшення напруги стік-витік у блокованому стані необхідне суттєве збільшення товщини напівпровідникової структури (бо товщина шарів об'ємних зарядів *p-n* переходу збільшується у квадратичній залежності від напруги), що приведе до відповідного збільшення опору у провідному стані, тобто MOSFET для комутації високої напруги раціонально виробляти тільки для малих значеннях струму.

Вищезазначені властивості привела MOSFET до їх широкого застосування:

- у радіозв'язку та телекомунікація на частотах від 1 МГц до 3,5 ГГц (прилади до 50 В, 80 А);

- у малогабаритних зарядних пристроях (прилади до 400 В, 0,1 А);

- у автомобілебудуванні для приводів допоміжних механізмів (прилади до 50 В, 80 А);

- у електрокарах та у електронавантаживках для регулювання приводів пересування та навантаження/розвантаження (прилади до 75 В, 600 А);

- у пристроях безперебійного живлення.

Контрольні запитання

1. Поясніть принцип дії польового транзистора з планарним ізольованим затвором.
2. Поясніть принцип дії польового транзистора з ізольованим затвором типу Trench.
3. Охарактеризуйте характеристики MOSFET у провідному стані.
4. Охарактеризуйте області застосування MOSFET.

5. БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ З ІЗОЛЬОВАНИМ ЗАТВОРОМ (IGBT)

Найбільш поширеним сучасним приладом, що повністю управляється, є біполярний транзистор з ізольованим затвором – IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). Підвищений інтерес до IGBT можна пояснити, перш за все, дуже малою потужністю управління та високою швидкодією, що дозволяє створювати на їх основі компактне силове обладнання з частотою перемикання до кілька десятків кілогерц. IGBT сприйняли позитивні атрибути біполярних та польових транзисторів. Біполярні транзистори мають відносно малі втрати потужності у провідному стані, але мають великий час комутації, особливо час вимикання, в той час як польові транзистори вмикаються та вимикаються значно швидше, але їх втрати потужності у провідному стані більші, особливо у приладів на високу блокуючу напругу. Таким чином, IGBT мають низьке падіння напруги у включеному стані з можливістю витримувати високу напругу у вимкнутому стані та з високими швидкостями перемикання. Активним елементом IGBT є напівпровідникова структура, що складається з паралельно з'єднаних великої кількості окремих IGBT- комірок. Щільність розміщення цих комірок досягає кількох сотень тисяч на 1 квадратний сантиметр. Розмір комірок IGBT- структур четвертого покоління складає 10-15 мкм, а п'ятого та шостого покоління (trench- технологія) навіть – 5-8 мкм.

Структура IGBT- комірки створеної по технології NPT (Non Punch Through) зображена на рисунку 5.1.

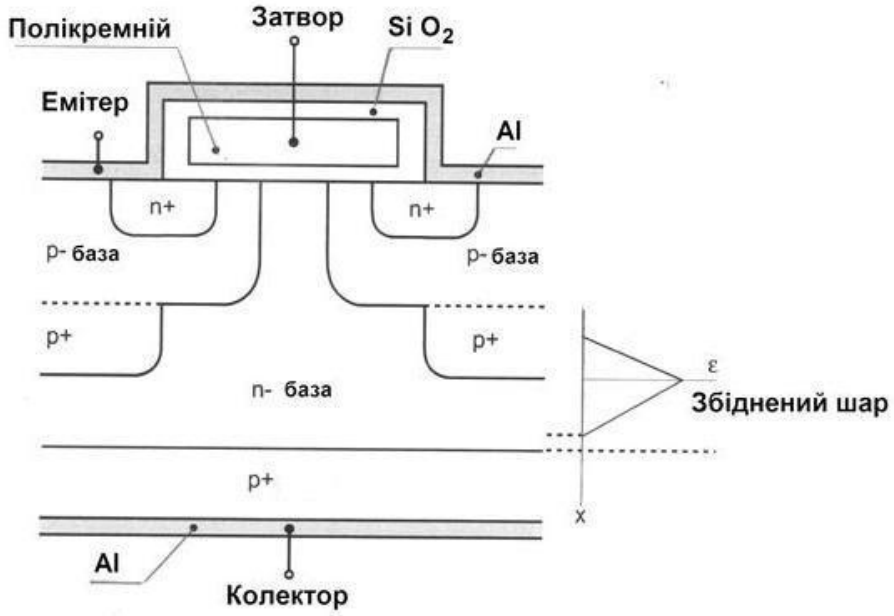


Рисунок 5.1. Структура комірки NPT IGBT

NPT структура створюється на основі рівномірно легованої (n^-) кремнієвої пластини. Емітер (n^+), *p*- база та шар p^+ формуються шляхом дифузії у верхню поверхню пластини, а

p^+ колектор створюється методом імплантації з другої сторони пластини. Затвор створюється на верхньої поверхні пластини нанесенням шару полікремнію на вирощений шар діоксиду кремнію, що виконує роль ізоляції. Шар полікремнію розташовано таким чином, що він частково перекриває n^+ та n^- області. Зверху емітерний контакт, зроблений з алюмінію, частково перекриває n^+ та p^- області. На другій стороні пластини робиться колекторний контакт з алюмінію до p^+ області.

5.1. Блокований стан

Включений та виключений стан приладу, також як у MOSFET, визначає напруга на затворі U_G. Якщо напруга на затворі відносно емітера менше напруги порогу $U_{GE(th)}$, то інверсний канал не створюється і прилад знаходиться у виключеному стані. В цьому випадку прикладення до колектора прямої (позитивної відносно емітера) напруги приводить до зміщення переходу p^+ - n^- у зворотному напрямку і через прилад буде протікати тільки малий струм витоку. Таким чином, пряма напруга пробою приладу визначається напругою пробою цього переходу. Це є важливим фактором, особливо для потужних приладів, які комутують великий струм при високій напрузі. Напруга пробою переходу залежить від рівня легування низьколегованої сторони переходу, тобто від n^- сторони. Це відбувається тому, що пониження легування поширює збіднену область та таким чином понижується максимум електричного поля у збідненої області. Ось чому, n^- дрейфова область легується менше ніж p- база. Прилади по цієї технології виробляють на напругу до 4,5 кВ.

5.2. Включення

Включення IGBT відбувається при підвищенні рівня позитивної напруги на затворі відносно емітера вище значення напруги порогу $U_{GE(th)}$ (але не вище 20 В). Електрони області p- бази, що розташована під затвором притягуються до ізоляційного шару з діоксиду кремнію, що змінює тип провідності цієї частини p- бази на n тип і таким чином створюючи інверсійний **N –** канал між n^+ емітером та n- базою, рисунок 5.2. Електрони інжектуються з n^+ емітеру у n- базу, що знижує потенціал цієї області та зміщує у прямому напрямку колекторний перехід p^+-n^-. Це приведе до інжекції дірок з колектору у n- базу. Надлишкові дірки та електрони у n^- області знижують опір цієї області на кілька порядків. Це відомо як модуляція провідності, що зменшує опір IGBT у включеному стані. Ось чому IGBT має менший опір у включеному стані ніж MOSFET на таку ж напругу, який не має модуляції надлишкової провідності.

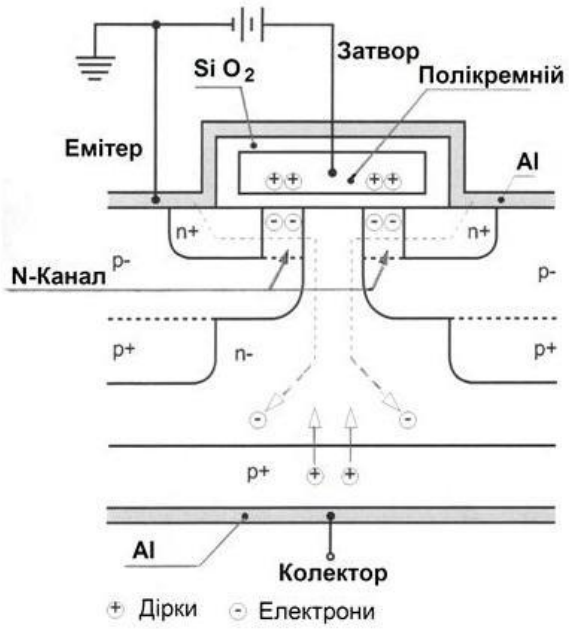


Рисунок 5.2 Процес включення IGBT.

Позитивний температурний коефіцієнт модульованої провідності сприяє рівномірному розподілу струму по всієї площі структури IGBT.

Так як більшість видів навантаження мають індуктивну природу, при яких прилади зазнають значних стресів, IGBT в процесі вмикання та вимикання піддають випробуванням при індуктивному навантаженні у схемі, що зображена на рисунку 5.3. Індуктивність навантаження приймається достатньо великою щоб підтримувати струм навантаження постійним в процесі перемикання. Зворотний діод **Dc** необхідний, щоб підтримувати основний струм в індуктивності підчас випробувань приладу **DUT** (device under test) при вимиканні.

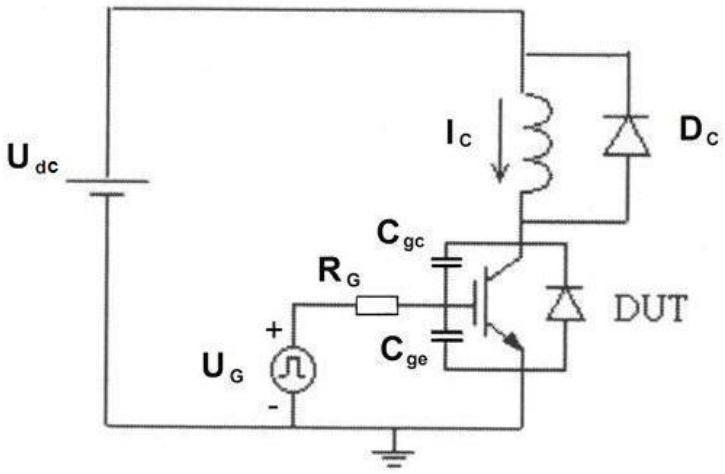


Рисунок 5.3. Схема випробувань IGBT при індуктивному навантаженні.

На весь час включеного (провідного) стану на затвор приладу необхідно подавати позитивну напругу управління. Типові діаграми процесу включення IGBT зображено на рисунку 5.4. При прикладенні позитивної напруги управління до виводів затвор-емітер напруга на затворі відносно емітера підвищується по експоненціальному закону від нуля до значення напруги порогу $U_{GE(th)}$ бо заряд ємкості затвор-емітер (C_{ge}) відбувається через резистор ланцюга затвору (R_G). Ефект Міллера на ємкості затвор-колектор (C_{gc}) дуже малий бо на виводах приладу висока напруга.

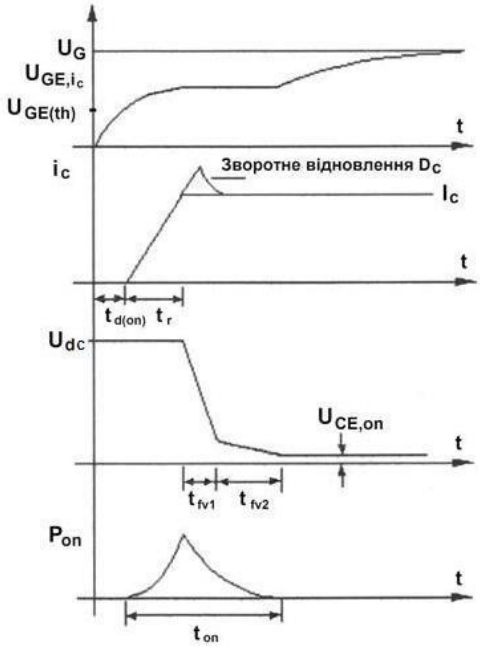


Рисунок 5.4. Типові діаграми процесу включення IGBT

Після досягнення значення $U_{GE(th)}$ напруга на затворі продовжує зростати як і раніш, а струм колектора починає лінійно зростати, як показано на рисунку 5.4. Завдяки діоду **D**c, напруга на колекторі залишається рівною U_{dc} в той час, як струм через IGBT менший ніж I_C Прилад проводить повний струм навантаження, але все ще в області активного режиму роботи, напруга на затворі тимчасово підтримується нижче рівня U_{GE,I_C}, напруги яку потребує IGBT для пропускання струму I_C. На цієї стадії напруга на колекторі починає зменшуватись за два різних інтервали t_{fV1} та t_{fV1}. Перший часовий інтервал відповідає проходженню через область активного режиму роботи, в той час як другий часовий інтервал відповідає завершенню переходу до омічної області режиму роботи. Протягом цих інтервалів ємкість Міллера стає важливою бо розряджаючись підтримує постійність напруги на затворі. Коли ємкість Міллера повністю розрядиться, напруга на затворі зможе піднятися до рівня U_G, а IGBT перейде в стан глибокого насичення.

Пік струму колектора при включенні обумовлено процесом зворотного відновлення замикаючої властивості діоду **Dc** (рисунок 5.4).

На нижній діаграмі зображена втрата потужності при включенні IGBT. Втрати енергії при включенні визначається інтегруванням втрат потужності в інтервалі часу включення.

5.3 Вимикання

Діаграми процесу вимикання IGBT з індуктивним навантаженням зображено на рисунку 5.5.

Коли на затвор подається негативний сигнал відносно емітеру, напруга на затворі починає зменшуватись по лінійному закону. Напруга на затворі спадає нижче значення напруги порогу $U_{GE(th)}$, напруга колектору відносно емітеру починає лінійно зростати. Струм через IGBT при цьому залишається постійним, бо діод **Dc** знаходиться у блокованому стані. Коли напруга на колекторі досягне вхідної напруги (напруги живлення) U_{dc}, діод **Dc** починає проводити та струм через IGBT лінійно зменшується.

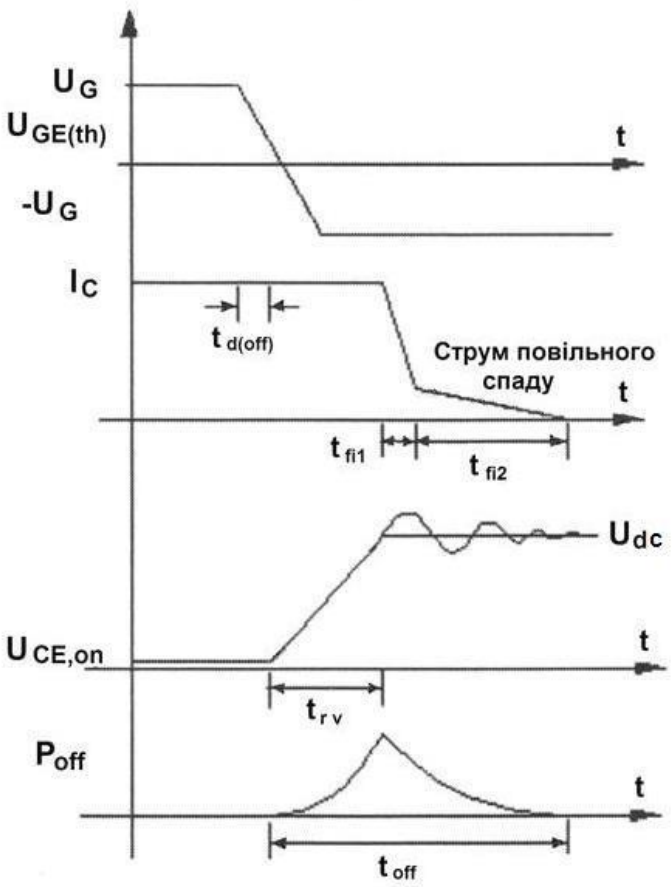


Рисунок 5.5. Процес вимикання IGBT при індуктивному навантаженні.

Швидкий спад струму через IGBT відбувається підчас інтервалу часу t_{fi1}, який відповідає процесу вимикання польової частині (MOSFET) IGBT. Колекторний струм

повільного спаду (tailing current – хвостовий струм) підчас другого інтервалу t_{fi2} обумовлений накопиченим зарядом у n^- дрейфової області (n^- бази) приладу. Цей повільний спад струму відбувається тому, що польова частина вимкнена і до виводів IGBT не прикладається зворотна напруга, яка могла би привести до зворотного струму колектора щоб видалити накопичений заряд. Єдиний шлях видалення накопиченого заряду є рекомбінація всередині n^- дрейфовій області. Так як бажано щоб час життя надлишкових носіїв був великим для зменшення падіння напруги у включеному стані, тривалість повільного спаду струму стає довгою. Це приведе до додаткових втрат в приладі при перемиканні. Таким чином необхідно робить вибір між падінням напруги у включеному стані та швидкістю вимикання.

Вольт-амперні характеристики IGBT зображені на рисунку 5.6.

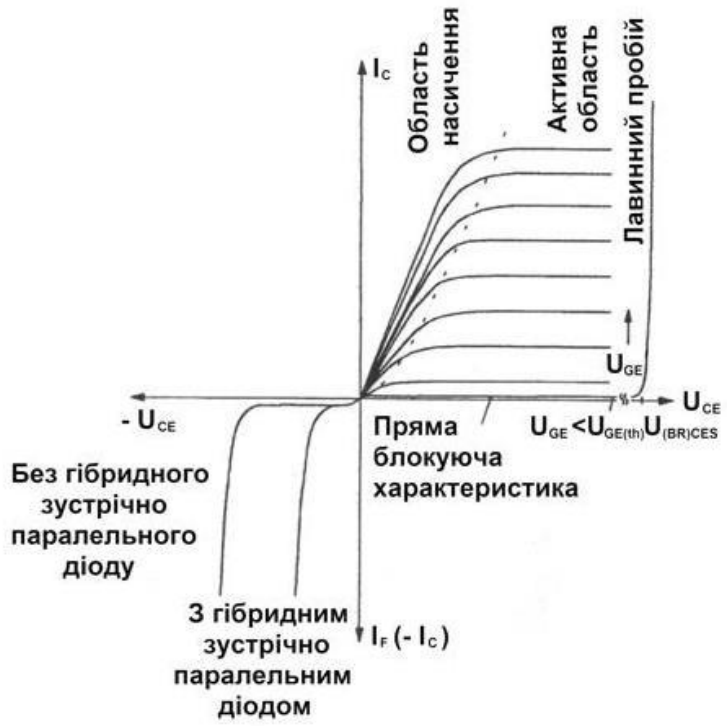


Рисунок 5.6. Вольт-амперні характеристики IGBT

Видалення накопиченого заряду можна значно покращити за допомогою додаткового буферного n шару, який діє як стік для надлишкових дірок та значно скорочує час повільного спаду. Таким чином була створена більш досконала технологія виробництва IGBT – SPT (Soft Punch Through) технологію. Комірку SPT IGBT зображено на рисунку 5.7 б [13]. Введення буферного n шару привело не тільки до скорочення часу вимикання, а також

завдяки трапецоїдальному розподілу електричного поля дозволило зменшити товщину n^- бази і, тим самим, зменшити втрати потужності у провідному стані.

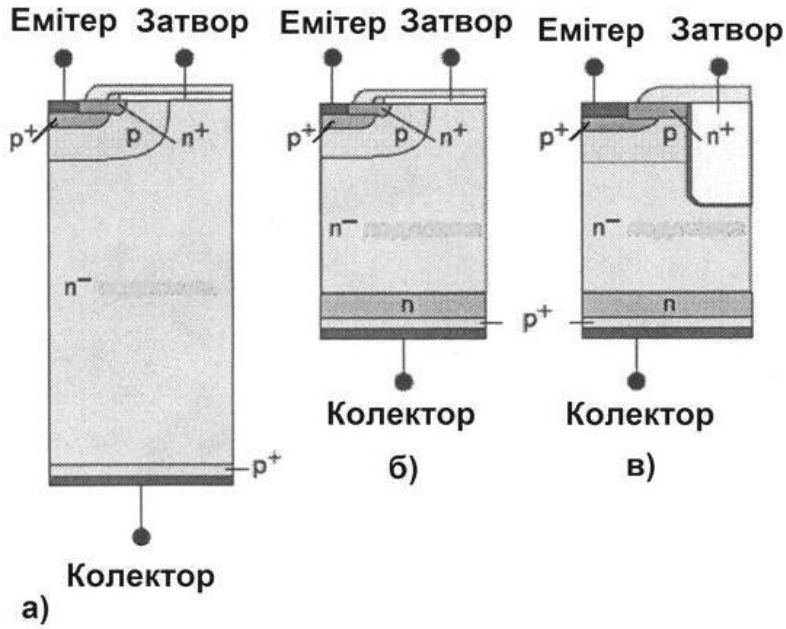


Рисунок 5.7. Особливості побудови комірок IGBT за різними технологіями:
а) NPT, б) SPT, в) Trench.

Модулі IGBT з чіпами, що зроблені по SPT технології, мають оптимальні характеристики вимикання: лінійне зростання напруги при вимиканні, більш плавний перехідний процес, менший рівень перенапруги, скорочений «хвіст» струму. Енергія перемикання SPT-IGBT нижче, ніж у модулів, що зроблені по NPT технології.

Удосконалення технології SPT виконано спеціалістами фірми ABB, нова технологія отримала назву SPT $^+$ [17]. Доробка базової технології SPT полягає у оптимізації елементів структури, що відповідають за розподілом носіїв заряду у n^- області. Це удосконалення дозволило покращити електричні характеристики ключів та зменшити розмір чіпів. Структури SPT $^+$ забезпечують більш плавний характер перемикання та мають більшу стійкість до di/dt в режимі вимикання при меншої напрузі насичення.

Зниження di/dt у номінальних режимах, що досягнуто завдяки модифікації структури чіпа, приводить до зменшення рівня перенапруги та покращує електромагнітну сумісність, що особливо важливо для високочастотного використовування.

Гранична робоча температура структури SPT $^+$ складає 150 ^{o}C, що означає підвищення запасу по граничному струму на 20-25%. Крім пониження рівня статичних та динамічних втрат потужності, нова технологія має ще одну унікальну властивість: структура

SPT $^{+}$ має властивість до так званому самообмеженню (self-clamping) напруги на колекторі. Таким чином, структури SPT $^{+}$ є першими структурами IGBT, що спроможні поглинати обмежену енергію лавинного пробою (avalanche energy).

Подальші дослідження з метою зменшення втрат потужності у провідному стані привели до заміни планарної конструкції затвору на вертикальну – впровадження Trench технології (trench – канава), рисунок 5.7в. Вертикальна конструкція затвору значно розширює N- канал, що сприяє модуляції провідності n^{-} бази і, тим самим, знижує напругу на приладі у провідному стані.

Удосконалена технологія Trench 4-го покоління, що розроблена фірмою Semikron, дозволяє розширити область робочих частот та покращує електричних параметрів силових ключів.

Усі типи IGBT обмежують струм при виникненні короткого замикання у зовнішньої мережі, тобто IGBT можуть короткочасно робити не пошкоджуючись при виникненні короткого замикання (КЗ) у навантаженні. IGBT, що створенні по NPT технології, при виникненні КЗ обмежують струм колектора на рівні 10 номінальних значень струму приладу, а прилади, що створенні по SPT або Trench технології, при виникненні КЗ обмежують струм колектора на рівні 6 номінальних значень струму приладу. Час роботи IGBT в режимі обмеження струму при виникненні КЗ не повинен перевищувати 10 мкс.

При монтуванні IGBT модулів на охолоджувачі особливу увагу необхідно звертати на на якісне виконання інструкції при виконанні робот по їх монтажу.[14]

5.4. Область безпечної роботи IGBT

Область безпечної роботи (ОБР, SOA) визначається границями струму та напруги, в середини яких потужний прилад може переключатись без деструктивних пошкоджень. Для IGBT ця область визначається максимальною напругою колектор-емітер U_{CE} та струмом колектора I_C, всередині якої робота IGBT повинна обмежуватись для захисту його від пошкодження. IGBT має такі типи роботи у ОБР: безпечна робота в області прямого зміщення затвору (**FBSOA**), безпечна робота в області зворотного зміщення (**RBSOA**), що представляють ОБР приладу при зміщенні переходу затвор-емітер у зворотному напрямку та безпечна робота в області обмеження струму короткого замикання (КЗ) (**SCSOA**) [15, 19,20].

5.4.1 Область безпечної роботи при навантаженні одиночними імпульсами та періодичними включеннями струму (FBSOA).

Область FBSOA є важливою характеристикою при роботі IGBT на індуктивне навантаження. Вона визначається максимально допустимою напругою колектор-емітер та максимально допустимим струмом колектора, рисунок 5.8а.

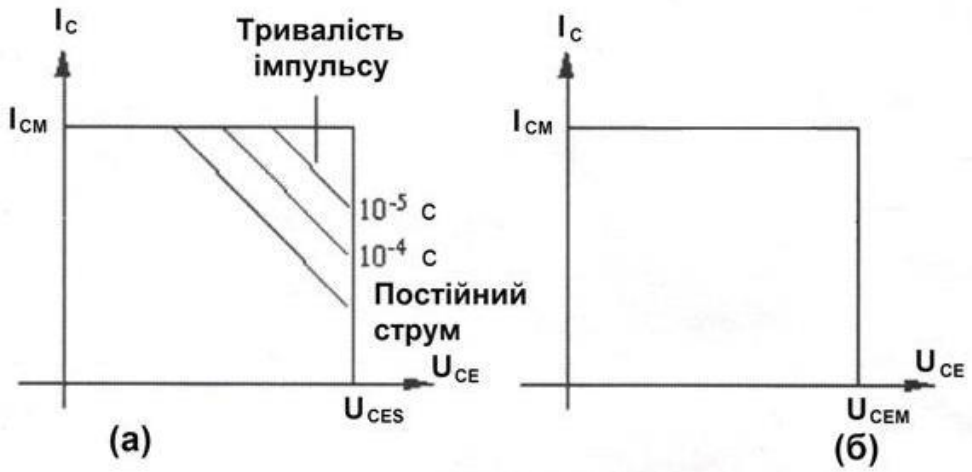


Рисунок 5.8. Області безпечної роботи (а) – FBSOA, (б) – RBSOA.

ОБР при навантаженні одиночними імпульсами та періодичними включеннями обмежується наступними параметрами:

- максимальним струмом колектора;

- максимальною напругою колектор-емітер.

Максимально допустимий струм колектора IGBT при імпульсному навантаженні I_{CRM} дорівнює подвійному, для багатьох IGBT та потрійному для чіпів IGBT4-6 значенню номінального струму при навантаженні постійним струмом, рисунок 5.9.

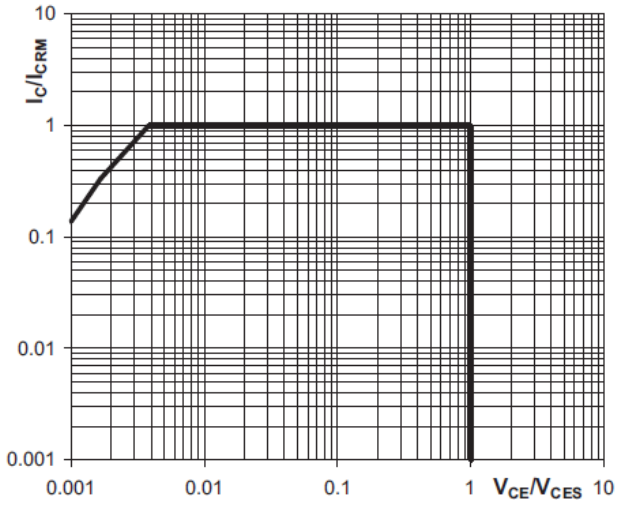


Рисунок 5.9. Максимальна область безпечної роботи модулів серії SKiM для одиночних імпульсів та при періодичних включеннях [15]

Дуже важливо, щоб максимальні значення струму не приводили до нагріву IGBT до максимально допустимій температури чіпу T_j =150ºС або 175ºС. IGBT можуть працювати тільки в ключовому режимі роботи, в якому відбувається лінійна залежність струму колектора від напруги на затворі.

IGBT має температурне обмеження на тривалість імпульсу струму у області FBSOA, як показано на рисунку 5.8 (а) діагональними прямими.

5.4.2 Область безпечної роботи при вимиканні (RBSOA)

Область RBSOA, рисунок 5.8 (б), є важливою підчас перехідного процесу вимикання.

Підчас періодичного вимикання IGBT може виникнути жорстке вимикання струму $I_{\mathrm{C\,puls}} = I_{\mathrm{CRM}}$ при певних режимах до$T_{\mathrm{j\,max}}$, при цьому значення напруги на чіпі U_{CE} не повинне перевищувати рівня U_{CES} (в наслідок впливу паразитної індуктивності та параметрів драйвера). У багатьох інформаційних матеріалах $I_{\mathrm{CRM}} = 2I_{\mathrm{C\,nom}}$, а для IGBT4 чіпів (T4, E4) – $I_{\mathrm{CRM}} = 3I_{\mathrm{C\,nom}}$. Задане значення резистору затвору вибрано для забезпечення номінальної робочої точки та забезпечення високої напруги ланки постійного струму, його не можна змінювати з метою підвищення струму вимикання без підвищення значення U_{CES}. Значення максимально допустимої напруги на колекторі при вимиканні визначається, в значної мірі, піком перенапруги, рисунки 5.5, 5.10.

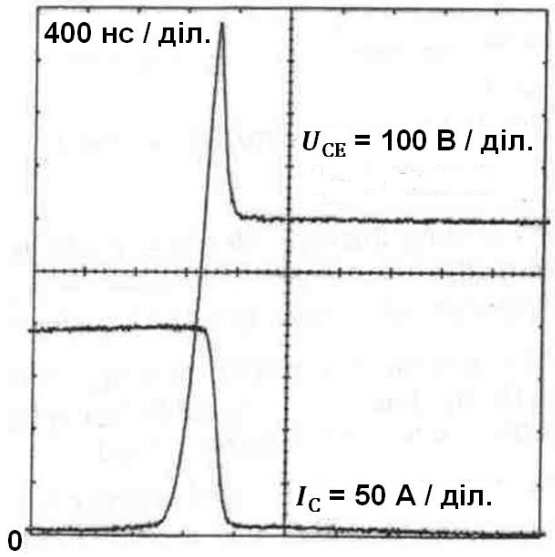


Рисунок 5.10. Утворення піку перенапруги при вимиканні IGBT.

Величина піку U_{CE} утворюється складанням напруги лінії постійного струму та добуток $L_{\mathrm{CE}} \cdot (dI_{\mathrm{C}}/dt)$, де L_{CE}– індуктивність розсіювання (stray) потужного ланцюга комутації, яка складається з індуктивності розсіювання самого транзистора (модуля) $L_{\sigma\,\mathrm{CE}}$ та з індуктивності розсіювання ланцюга комутації L_{σ}. Таким чином, максимально допустима напруга при вимиканні визначається таким рівнянням:

$$U_{\mathrm{CEmaxT}} = U_{\mathrm{CES}} - L_{\mathrm{CE}} \cdot \frac{I_{\mathrm{C}} \cdot 0{,}8}{t_{\mathrm{f}}(I_{\mathrm{C}})}, \tag{5.1}$$

де L_{CE} – загальна індуктивність контуру комутації IGBT;

$t_f(I_C)$ – час швидкого спаду струму при вимиканні.

Значення резистору затвору, що надане в інформаційних матеріалах вибрано для забезпечення номінальної робочої точки та забезпечення високої напруги ланки постійного струму, його не можна змінювати з метою підвищення струму вимикання без підвищення значення U_{CES}.

На рисунку 5.11 наведено приклад області безпечної роботи IGBT модулів при вимиканні.

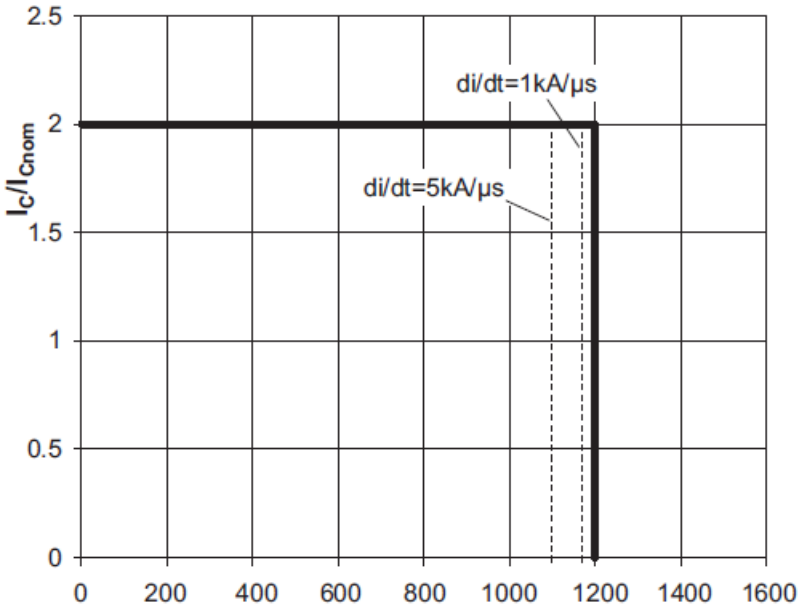


Рисунок 5.11. Область безпечної роботи при вимиканні (RBSOA)

напруги 1200 В; $T_j < T_{j\,max}$; U_{GE} =+- 15В; $R_G = R_{G\,nom}$ [15]

Суцільною лінією на рисунку 5.11 показана область безпечної роботи при вимиканні на рівні чіпа. Напруга, що індукцірується на паразитній індуктивності модуля L_{CE} підчас вимикання, зменшує RBSOA при вимиканні на величину, що залежить від струму колектора та параметрів драйвера. Приклад максимально допустимого значення напруги на виводах при індуктивності модуля 20 нГн при двох швидкостях спаду струму показано штриховими лініями.

Другий приклад області безпечної роботи IGBT модулів 6-го покоління при вимиканні наведено на рисунку 5.12.

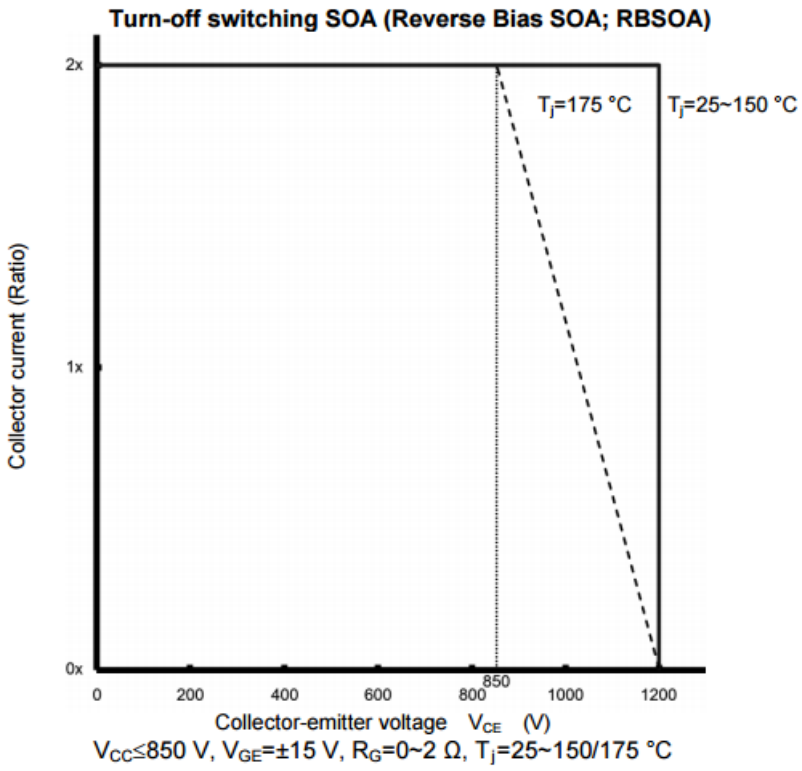


Рисунок 5.12. Область безпечної роботи при вимиканні модуля CM 2500DY-24S

5.4.3 Робота IGBT при короткому замиканні

За певних умов IGBT може відключити струм короткого замикання (КЗ) з обмеженням його на рівні 6…10· I_{Cnom}.

При вимиканні КЗ великий струм короткого замикання наводить напругу в паразитній індуктивності кола комутації, ця напруга не повинна перевищувати U_{CES}, енергія, що виділяється в IGBT чіпі, повинна обмежуватися на певному рівні, вимикання КЗ повинне виконуватися при наступних умовах:

- КЗ повинне бути визначене та відключене за час максимально 10 мкс (6 мкс для модулів 600 В IGBT Trench);

- час між двома КЗ повинний бути не менше 1 с;

- за час експлуатації IGBT кількість КЗ не повинне перевищувати 1000;

- перед виникненням КЗ максимальна температура чіпа не повинна перевищувати 150ºС, це відноситься і до IGBT4, у яких $T_{\mathrm{j\,max}} = 175°\mathrm{C}$;

- максимальна напруга живлення U_{CC} зменшене відносно U_{CES};

- перевищення максимально допустимого значення di/dt повинне контролюватися параметрами драйвера та в екстремальних випадках можна застосувати тільки засобами збільшення значення зовнішнього резистора затвору $\mathrm{R_{Goff}}$;

- якщо необхідно,недопустиме збільшення напруги затвор-емітер підчас вимикання КЗ повинно бути усунено шляхом замикання затвору на емітер (наприклад,стабілітроном).

При малих значеннях зовнішнього резистора затвору R_{Goff} без підвищення напруги ланки постійного струму U_{dc} струм перевантаження або КЗ може бути відключений тільки при відносно малій кратності номінального струму, рисунок 5.13.

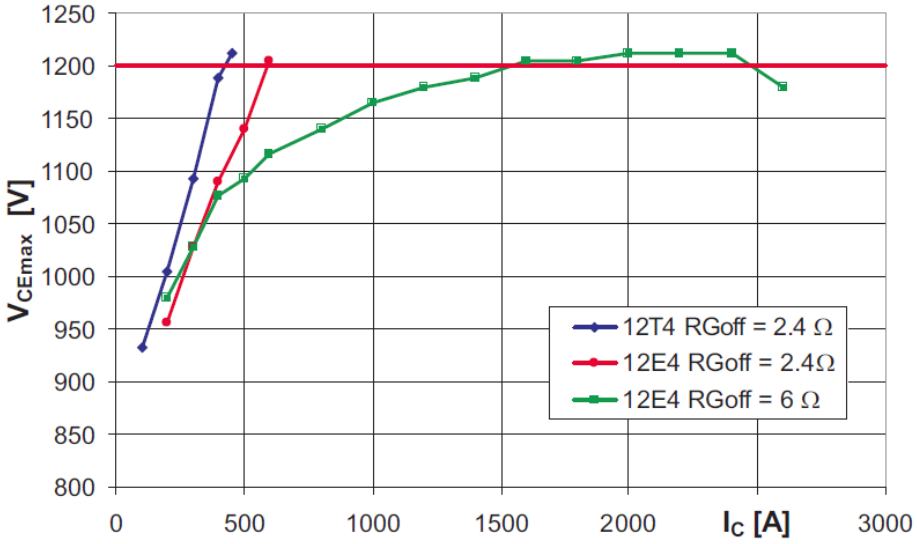


Рисунок 5.13. Напруга на рівні чіпу IGBT модуля на струм 450 А, який складається з чіпів Т4 або Е4, при $U_{CC} = 800$ В та $T_c = 25$°C, підчас вимикання КЗ

Тобто в режимах гальмування, або живлення від імпульсного випрямляча (в підвищуючому перетворювачі) необхідно підвищувати U_{CEmax}. Якщо струм КЗ суттєво перевищує двократне значення номінального струму, то для його вимикання рекомендується збільшити зовнішній резистор затвору R_{Goff}.

Тільки застосування м'якого вимикання шляхом збільшення значення зовнішнього резистора затвору R_{Goff} зменшує значення U_{CEmax}, рисунок 5.13.

На рисунку 5.14 наведено значення максимальної напруги на рівні чіпу U_{CEmax}, IGBT модуля на 1200 В / 400 А з чіпами Т4, підчас вимикання КЗ, в залежності від значення зовнішнього резистора затвору R_{Goff} при двох різних температурах корпусу.

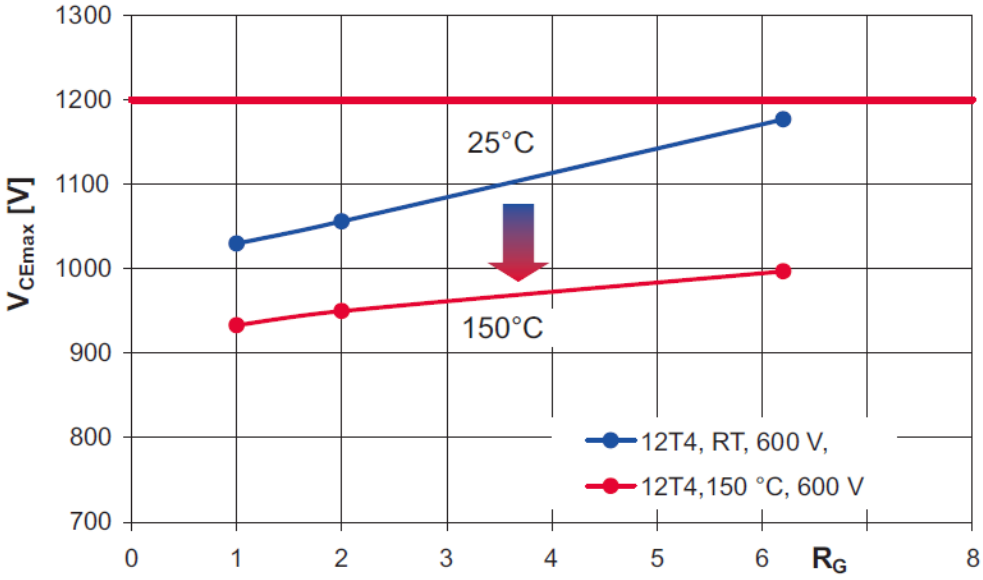


Рисунок 5.14. Напруга на рівні чіпу U_{CEmax}, IGBT модуля на 1200 В / 400 А з чіпами T4 при $U_{\mathrm{CC}} = 600$ В та при вимиканні $I_{\mathrm{C}} = 2 \cdot I_{\mathrm{Cnom}} = 800$ А і різних зовнішніх резисторів затвору $\mathrm{R_{Goff}}$ та температур

Так як час комутації транзисторів та діодів збільшуються пропорційно температури, di/dt і, таким чином, перенапруга на усіх паразитних індуктивностях збільшується з падінням температури. Більш того, зворотна напруга відновлення IGBT, MOSFET та зворотних діодів зменшується у відповідності з падінням власної температури у відповідності з температурною залежністю напруги лавинного пробою. Так як U_{CES} та U_{DSS} приводяться в інформаційних матеріалах визначаються при $T_{\mathrm{c}} = 25℃$, то це розглядається як додатковий запас по напрузі підчас використання при більш низький температурі.

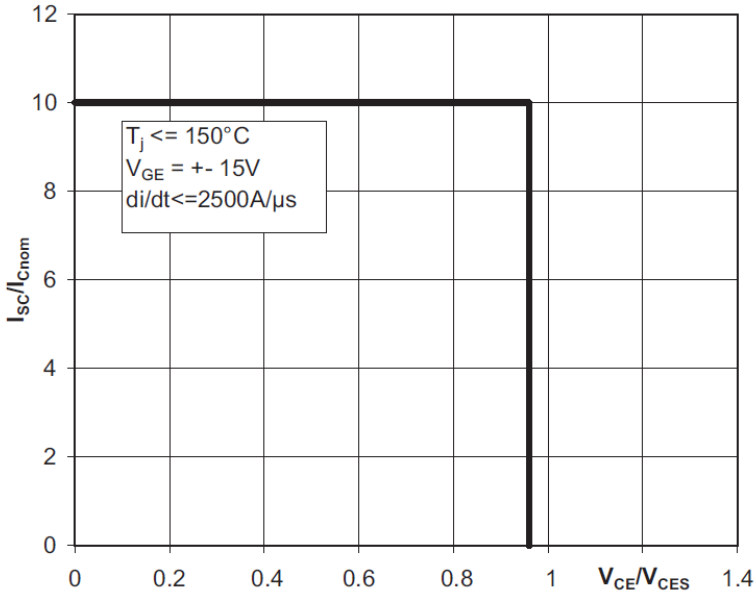


Рисунок 5.15. Область безпечної роботи при КЗ (SCSOA)

На рисунку 5.15 наведено приклад області безпечної роботи при виникненні КЗ, SCSOA, модулів MiniSKiiP з чіпами IGBT4, яка показує залежність допустимого струму КЗ I_{sc} (в залежності від I_{Cnom}) від співвідношення V_{CE}/V_{CES} при певному значенні di/dt підчас вимикання. Тут також повинно взяти до уваги, що напруга на виводах підвищується шляхом підвищення напруги чіпа та $L_s \cdot di/dt$, при цьому максимальна зовнішня напруга, відповідно зменшується

На рисунку 5.16 наведено приклад області безпечної роботи при виникненні внутрішнього або зовнішнього КЗ, SCSOA, модулів CM 2500DY-24S з чіпами IGBT6.

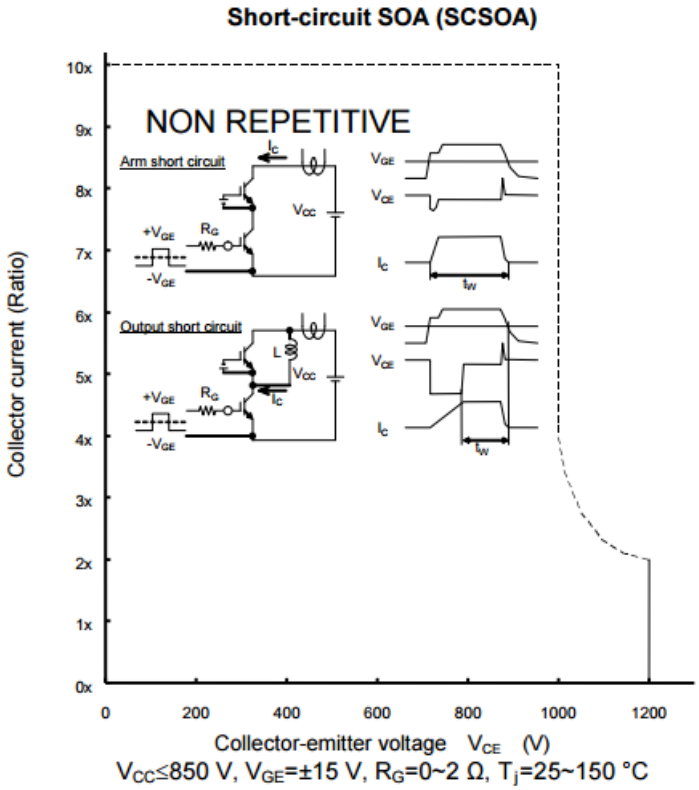


Рисунок 5.16. Область безпечної роботи при КЗ модулів CM 2500DY-24S

Контрольні запитання

1. Що таке біполярний транзистор з ізольованим затвором?
2. Який принцип дії IGBT?
3. Як відбувається включення IGBT?
4. Як відбувається вимикання IGBT?
5. Охарактеризуйте вольт-амперну характеристику IGBT.
6. Що таке область безпечної роботи IGBT.
7. Охарактеризуйте область безпечної роботи IGBT в області прямого зміщення затвору.

8. Охарактеризуйте область безпечної роботи IGBT в області зворотного зміщення затвору.

9. Охарактеризуйте область безпечної роботи IGBT в режимі обмеження струму короткого замикання.

5.5 Режими роботи IGBT і діодів зворотного струму у складі інвертора

5.5.1 Визначення напруги модуля IGBT у блокованому стані.

Схема дворівневого трифазного інвертора напруги зображена на рисунку 5.17. Тут шість транзисторів IGBT зі зворотними діодами, увімкнених в трифазну мостову схему, утворюють дві групи: високого потенціалу (**VT1, VD1, VT3, VD3, VT5, VD5**) і низького потенціалу (**VT4, VD4, VT6, VD6, VT2, VD2**). Навантаженням інвертора є асинхронний двигун **M**.

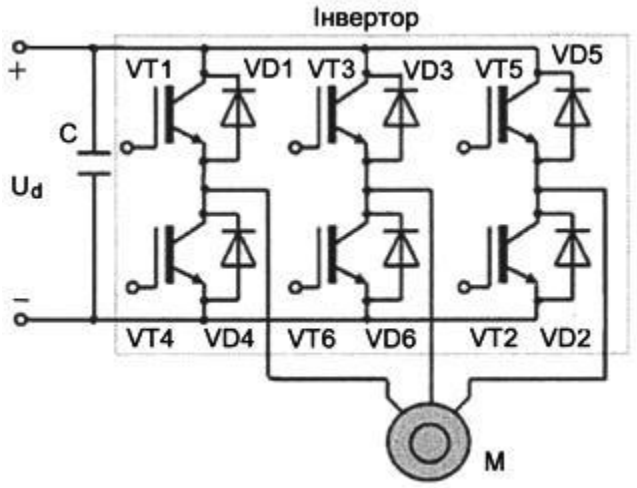


Рисунок 5.17 Схема дворівневого інвертора напруги

У цій схемі до кожного напівпровідникового приладу може прикладатися повна напруга живлення U_d. Значення напруги живлення визначається в залежності від необхідної напруги навантаження інвертора за формулою:

$$U_d = U_{out\ nom} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot (1 + x/100), \qquad (5.2)$$

де $U_{out\ nom}$ – номінальне значення лінійної напруги на виході інвертора, В (еф.);

x – допустиме значення підвищення напруги навантаження, %, що залежить від виду навантаження.

В типових промислових мережах: $\boldsymbol{x}$ = 10 % для низьковольтних мереж та x = 15 % для мереж середньої напруги. Для тягового електроприводу типове значення $\boldsymbol{x}$ = 20 %.

Для визначення необхідного значення амплітуди повторюваної напруги силових напівпровідникових приладів можна використатися такою формулою:

$$\boldsymbol{U_{DRM} = U_d \cdot (1 + y / 100),} \tag{5.3}$$

де $\boldsymbol{U_{DRM}}$ – значення повторюваної напруги IGBT, якому дорівнює і значення U_{RRM} – повторюваної зворотної напруги діодів зворотного струму;

$\boldsymbol{y}$ – коефіцієнт запасу, який визначається на основі умов комутації та індуктивності розсіювання.

При визначені необхідної повторюваної напруги коефіцієнт запасу може бути 50 % для інверторів з малою індуктивністю розсіювання, а для інверторів з середньою індуктивністю розсіювання коефіцієнт запасу можна взяти 60 %.

Оптимальне значення повторюваної напруги приладу приймається як наступне більш високе стандартне значення напруги приладу. В таблиці 5.1 представлені оптимальні значення напруги приладів у блокованому стані, що отримані за допомогою формул (5.2), (5.3), для стандартних значень лінійної напруги. [9]

Таблиця 5.1 – Оптимальні значення напруги у блокованому стані напівпровідникових приладів дворівневих інверторів напруги

Номінальне значення лінійної напруги, В	Значення напруги ланцюгу постійного струму зважаючи на космічне випромінювання, U_d, В	Оптимальні значення напруги у блокованому стані, U_{CES}, В
400 (U_2)	620	1200
750 (U_d)	900	1700
690 (U_2)	1070	1700
1500 (U_d)	1800	3300
1700 (U_2)	2800	4500
3000 (U_d)	3600	6000
3300 (U_d)	4000	6500

Примітка. У першому стовпчику таблиці 5.1 значення U_2 надається як середньоквадратичне значення напруги на вході випрямляча, а значення U_d – значення напруги постійного струму на вході інвертора.

5.5.2 Принцип дії інвертора з ШІМ

Інвертор з синусоїдальною широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) перетворює енергію постійного струму у енергію трифазного змінного струму для живлення асинхронного електродвигуна. Перетворення постійної напруги у трифазну змінну здійснюється комутацією транзисторів VT1 – VT6, що працюють у певної послідовності. Послідовність вмикання транзисторів відповідає їх нумерації у схемі на рисунку 5.17, тобто спочатку вмикається VT1, через 60° вмикається VT2 і т. д. до VT6. Після VT6 – знову VT1 і т. д. через кожну 1/6 періоду вихідної напруги, рисунок 5.18.

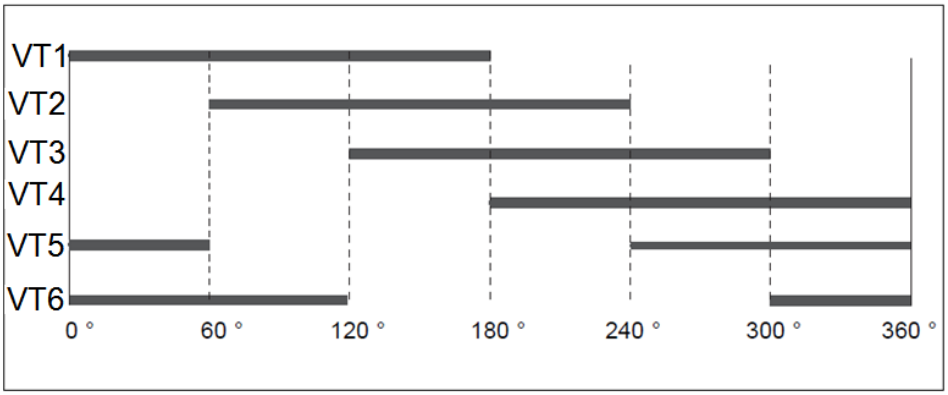


Рисунок 5.18 Порядок перемикання IGBT ключів інвертора

За рахунок почергового перемикання транзисторів VT1 – VT6 по алгоритму, що задається системою управління, постійна напруга U_{d} перетворюється у змінну прямокутно-імпульсну вихідну напругу $\boldsymbol{U'_1}$, рисунок 5.19, на якому показана спрощена схема та ідеальні діаграми напруги і струму однієї фази інвертора при синусоїдальної модуляції тривалості імпульсів.

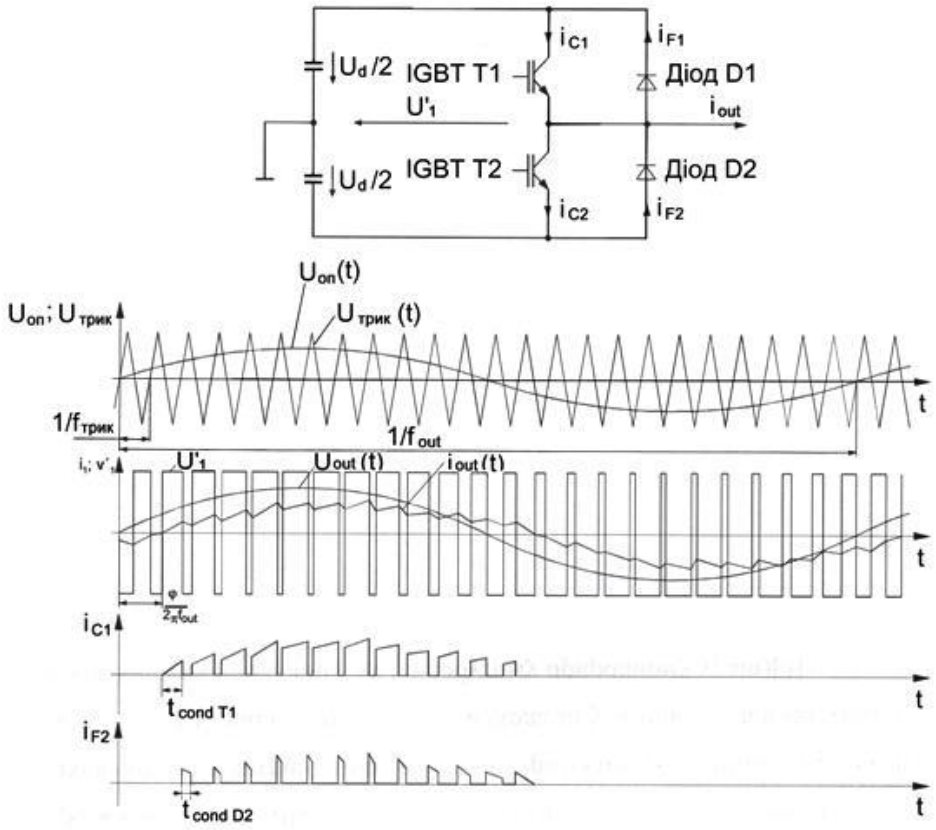


Рисунок 5.19 Спрощена схема та діаграми напруги і струму однієї фази інвертора

Синусоїдальна ШІМ відбувається при взаємодії опорної (базової) напруги синусоїдальної форми $U_{оп}$ (t) з допоміжною змінною напругою трикутної форми $U_{трик}$ (t), які генерує система управління інвертора. Моменти часу пересікання опорної і допоміжної напруги управління є основою для надання сигналу на драйвери управління IGBT на їх вмикання та вимикання. При цьому виникає послідовність імпульсів напруги зі змінною тривалістю U'_1 , внаслідок чого основна гармоніка змінної напруги на виході інвертору f_{out} визначається опорною напругою, а частота додаткової напруги управління $f_{трик}$ визначає частоту комутації напівпровідникових приладів f_{sw}.

Якщо виконується умова $U_{оп} \leq U_{трик}$, то такий режим називається режимом лінійної модуляції в інверторі. Послідуючі розрахунки втрат потужності у IGBT та діодах надані для лінійного режиму модуляції. Крім того, для забезпечення якісного гармонічного складу струму на виході інвертора необхідно щоб частота комутації f_{sw} (яка дорівнює частоті допоміжної напруги трикутної форми $f_{трик}$) повинна бути значно більшою ніж частота основної гармоніки струму на виході інвертора f_{out}

Ступень використання постійної напруги U_{dc} визначається коефіцієнтом модуляції m. Він показує співвідношення між амплітудою основної гармоніки фазної напруги на виході інвертора $U_{out\,ph}$ та 50 % постійної напруги живленняU_d. При чисто синусоїдальної формі

опорної напрузі $U_{оп}$ (t) коефіцієнт модуляції може прийняти значення $-1 \le m \le 1$, причому при $0 \le m \le 1$ потужність передається від батареї конденсаторів (випрямляча) до електродвигуна на виході інвертора, а при $-1 \le m \le 0$ від електродвигуна до батареї конденсаторів. У цьому випадку інвертор діє в якості випрямляча. Таким чином, значення коефіцієнта модуляції визначається за формулою:

$$m = \frac{2\sqrt{2} \cdot U_{\text{out ph}}}{U_{\text{dc}}}. \tag{5.4}$$

Задаючи певне значення коефіцієнта модуляції m (менше 1)з форули (5.4), можна визначити необхідне значення напруги ланки постійного струму:

$$U_{\text{dc}} = \frac{2\sqrt{2} \cdot U_{\text{out ph}}}{m}. \tag{5.5}$$

Якщо в процесі виконання розрахунків більш зручно оперувати значенням не фазної напруги на виході інвертора $U_{\text{out ph}}$, а значенням лінійної напруги U_{out}, то формула(5.5) приймає такий вигляд:

$$U_{\text{dc}} = \frac{2\sqrt{2}}{m \cdot \sqrt{3}} \cdot U_{\text{out}}, \tag{5.6}$$

Внаслідок того, що навантаження інвертора має активно-індуктивний характер, то спостерігається затримка діаграми струму навантаження відносно діаграми напруги; цей зсув характеризується фазовим кутом φ, інтервал часу зсуву дорівнює $\varphi/2\pi \cdot f_{\text{out}}$.

Через транзистори VT1 – VT6 протікає активна складова струму асинхронного електродвигуна, а через діоди D1 – D6 – реактивна складова струму.

Характеристики струму та напруги IGBT і діодів, які зсунуті у часі, стають майже ідентичними в зв'язку з симетричною структурою ланцюгів інвертора, тому досить розглянути тільки один IGBT (T1) та один діод (D2) з відповідним розрахунком втрат потужності (потім результат помножується на відповідне число IGBT та діодів інвертора).

Потужність навантаження на виході інвертора визначається за формулою:

$$P_{\text{dc}} = \sqrt{3} \cdot U_{\text{out max}} \cdot I_{\text{out}} \cdot \cos \varphi. \tag{5.7}$$

5.5.3. Визначення типу IGBT модуля.

Номінальне значення струму IGBT модуля I_{Cnom} визначається за формулою:

$$I_{Cnom} \geq (1,5 - 2,5) \cdot I_{out}, \tag{5.8}$$

де I_{out} – номінальне значення струму навантаження інвертора.

Знаючі значення напруги у блокованому стані (U_{CES}) та номінального струму модуля, з довідникових даних (Додаток А) визначається конкретний тип необхідного модуля. При цьому, бажано виконати наступні рекомендації:

- для мінімізації індуктивності розсіювання контурів комутації та трудомісткості праці при монтажу модулів у перетворювачі бажано вибирати модулі з якомога більшою кількістю силових ключів;

- бажано застосовувати модулі новітньої розробки (4…6 генерації), що мають найкращі параметри (на напругу 600…1700 В за технологією Trench, на напругу 3300…6500 В за технологією SPT^{+});

- для напруги 600…1200 В за конструктивним виконанням бажано вибирати модулі без металевої основи, бо вони мають більший термін експлуатації при циклічному навантаженні.

5.5.4 Визначення втрат потужності в IGBT модулі

5.5.4.1 Втрати потужності в IGBT у відкритому стані при тривалому режимі роботи у складі дворівневого інвертора напруги з урахуванням синусоїдальної залежності робочого циклу у часі в режимі ШІМ визначаються за формулою: [16]

$$P_{condT} = 0,5 \cdot \left(\frac{U_{CE0}}{\pi} \cdot I_m + \frac{r_{CE}}{4} \cdot I_m^2\right) + m \cdot \cos\varphi \cdot \left(\frac{U_{CE0}}{8} \cdot I_m + \frac{r_{CE}}{3 \cdot \pi} \cdot I_m^2\right), \tag{5.9}$$

де U_{CE0}, r_{CE} – порогова напруга та динамічний опір транзистора, відповідно, при максимально допустимій робочої температурі напівпровідниковій структурі $T_{j\,(op)}$; I_m – амплітудне значення струму на виході інвертора;

$$I_m = \sqrt{2} \cdot I_{out} \tag{5.10}$$

I_{out} – діюче значення струму навантаження інвертора; m – коефіцієнт модуляції; cos φ – коефіцієнт потужності навантаження інвертора (електродвигуна).

Втрати потужності у діоді зворотного струму модуля IGBT визначаються аналогічним чином:

5.5.4.2 Втрати потужності в діоді зворотного струму у відкритому стані визначаються за формулою: [16]

$$P_{\text{condD}} = 0,5 \cdot \left(\frac{U_{\text{F0}}}{\pi} \cdot I_{\text{m}} + \frac{r_{\text{F}}}{4} \cdot I_{\text{m}}^2\right) - m \cdot \cos\varphi \cdot \left(\frac{U_{\text{F0}}}{8} \cdot I_{\text{m}} + \frac{r_{\text{F}}}{3 \cdot \pi} \cdot I_{\text{m}}^2\right), \quad (5.11)$$

де U_{F0}, r_{F} – порогова напруга та динамічний опір діоду зворотного струму, відповідно, при максимально допустимому значенні робочої температурі напівпровідниковій структурі $T_{\text{j (op)}}$.

5.5.4.3 Значення напруги ланки постійного струму визначається за формулою:

$$U_{\text{dc}} = \frac{2\sqrt{2}}{m \cdot \sqrt{3}} \cdot U_{\text{out}}, \quad (5.12)$$

де m = 0,9 – значення коефіцієнта модуляції з урахуванням 10% можливого зниження напруги живлення.

5.5.4.4 Приблизне значення потужності, що споживає інвертор визначається за формулою:

$$P_{\text{dc ap}} \approx \sqrt{3} \cdot U_{\text{out max}} \cdot I_{\text{out}} \cdot \cos\varphi. \quad (5.13)$$

5.5.4.5 Визначення попереднього значення теплового опору охолоджувача для модулів інвертора каскаду гальмування та випрямляча здійснюється таким чином:

1) Приймаємо, що попереднє значення коефіцієнта корисної дії складає $\eta_{\text{con}} \approx 0,95$. При цьому втрати потужності в перетворювачі частоти, які необхідно відвести у охолоджуюче середовище визначаються за формулою:

$$P_{\text{con}} \approx P_{\text{dc}} \cdot (1 - \eta_{\text{con}}). \quad (5.14)$$

Інвертор складається з 6 силових ключив, тобто втрати потужності в силовому ключи визначаються за формулою;

$$P_{\text{K}} = \frac{P_{\text{con}}}{6}. \quad (5.15)$$

2) Попереднє значення теплового опору охолоджувача визначається за формулою:

$$R_{\text{th ha}} \leq \frac{(T_{\text{j(op)}} - T_{\text{amb}})}{P_{\text{K}}} - (R_{\text{th (jc)T}} + R_{\text{th ch}}). \quad (5.16)$$

5.5.4.6 З інформаційних матеріалів на охолоджувачі вибирається підхожий тип охолоджувача, режим його роботи та відповідне значення теплового опору $R_{\text{th ha}}$.

5.5.4.7 Визначається загальне значення теплового опору IGBT за формулою:

$$R_{\text{th (ja)T}} = R_{\text{th (jc)T}} + R_{\text{th ch}} + R_{\text{th ha}}. \quad (5.17)$$

Примітка. Якщо модуль не має металічної основи і ізоляційна кераміка з чипами безпосередньо притискається до охолоджувача, то в цьому випадку тепловий опір контакту враховується при визначені теплового опору модуля, а у формулах, що визначають температуру напівпровідникових структур слід замінити $R_{\text{th (jc)}}$ на $R_{\text{th (js)}}$ і приймати, що $R_{\text{th ch}} = 0$.

5.5.4.8 Максимально допустиме значення втрат потужності при комутації визначається за формулами: [17]

а) для IGBT модуля з металевою основою:

$$P_{\text{sw max}} = \frac{T_{\text{j(op)}} - T_{\text{amb}} - P_{\text{condT}} R_{\text{th (jc)T}} - \text{K} \cdot P_{\text{cond}} \cdot (R_{\text{th ch}} + \text{N} \cdot R_{\text{th ha}})}{R_{\text{th (jc)T}} + \text{K} \cdot [1 + (E_{\text{rr m}} / E_{\text{sw m}})] \cdot (R_{\text{th ch}} + \text{N} \cdot R_{\text{th ha}})}; \quad (5.18)$$

б) для IGBT модуля без металевої основи:

$$P_{\text{sw max}} = \frac{T_{\text{j(op)}} - T_{\text{amb}} - P_{\text{condT}} R_{\text{th (js)T}} - \text{N} \cdot \text{K} \cdot P_{\text{cond}} \cdot R_{\text{th sa}}}{R_{\text{th (js)T}} + \text{N} \cdot \text{K} \cdot [1 + (E_{\text{rr m}} / E_{\text{sw m}})] \cdot R_{\text{th sa}}}, \quad (5.19)$$

де $T_{\text{j(op)}}$ – максимальне значення робочої температури напівпровідникової структури IGBT, при якій вимірюються більшість параметрів модуля, °С;

T_{amb} – значення температури охолоджуючого середовища, °С;

$R_{th\ (jc)T}$ – тепловий опір структура транзистора – контактна поверхня основи модуля, К/Вт;

$R_{th\ ch}$ – тепловий опір контактна поверхня основи модуля – контактна поверхня охолоджувача, К/Вт;

$R_{th\ (js)T}$ – тепловий опір структура транзистора модуля без металевої основи – контактна поверхня охолоджувача, К/Вт;

$R_{th\ ha}$, $R_{th\ sa}$ – тепловий опір охолоджувача, К/Вт;

N – кількість модулів, що охолоджуються на охолоджувачі;

К – кількість силових ключів в модулі;

$E_{sw\ m}$ – втрати енергії в транзисторі при комутації струму I_m, що визначаються за формулою: [16]

$$E_{sw\,m} = \left(\frac{a}{2} + \frac{b}{\pi} \cdot I_m + \frac{c}{4} \cdot I_m^2\right) \cdot U_{dc}/U_{nom}; \quad (5.20)$$

$E_{rr\ m}$ – втрати енергії в діоді при відновлювані замикаючої спроможності при комутації струму I_m, що визначаються за формулою:

$$E_{rr\,m} = \left(\frac{d}{2} + \frac{e}{\pi} \cdot I_m + \frac{f}{4} \cdot I_m^2\right) \cdot U_{dc}/U_{nom}; \quad (5.21)$$

$$P_{cond} = (P_{cond\,T} + P_{cond\,D}). \quad (5.22)$$

5.5.4.9 Максимальне значення частоти комутації IGBT визначається за формулою:

$$f_{sw\,max} = P_{sw\,max}/E_{sw\,m}, \quad (5.23)$$

де $f_{sw\ max}$ – максимальна частота комутації, кГц.

5.5.4.10 З погляду на те, що в процесі експлуатації інвертора можуть бути перевантаження струмом навантаження або погіршення умов охолодження (наприклад, про забруднені поверхні охолоджувача пилом), тому значення робочої частоти комутації має бути меншим ніж максимально допустиме значення і може бути прийнято за формулою:

$$f_{sw} = (0,7 \ldots 0,95) \cdot f_{sw\,max}. \quad (5.24)$$

5.5.4.11 Втрати потужності при комутації IGBT визначаються за формулою:

$$P_{sw} = f_{sw} E_{swm} . \quad (5.25)$$

5.5.4.12 Загальні втрати потужності у IGBT при тривалому режимі роботи визначаються як сума двох складових втрат потужності;

$$P_T = P_{cond\,T} + P_{sw} . \quad (5.26)$$

5.5.4.13 Втрати потужності в діоді зворотного струму при відновленні замикаючої спроможності P_{rr} визначаються за формулою:

$$P_{rr} = f_{sw} \cdot E_{rrm} . \quad (5.27)$$

5.5.4.14 Загальні втрати потужності в діоді зворотного струму при тривалому режимі роботи визначаються за формулою:

$$P_D = P_{cond\,D} + P_{rr} . \quad (5.28)$$

5.5.4.15 Кожний комутуючий ключ складається з транзистора та діода і в одному модулі нараховується К таких ключів. Тому сумарні втрати потужності в модулі становлять:

$$P_{tot} = K \cdot (P_T + P_D). \quad (5.29)$$

5.5.4.16 Загальні втрати потужності в інверторі, що складається з N модулів, визначаються за наступною формулою:

$$P_{inv} = N \cdot K \cdot (P_T + P_D). \quad (5.30)$$

5.5.5 Визначення температури чіпів IGBT модуля

5.5.5.1 Значення температури напівпровідникових структур IGBT визначається за формулою:

$$T_{jT} = P_T \cdot R_{th\,(jc)T} + K \cdot (P_T + P_D) \cdot (R_{th\,ch} + N \cdot R_{th\,ha}) + T_{amb} ; \quad (5.31)$$

5.5.5.2 Значення температури напівпровідникових структур діодів зворотного струму визначається за формулою:

$$T_{jD} = P_D \cdot R_{th\,(jc)D} + K\cdot(P_T + P_D)\cdot(R_{th\,ch} + N\cdot R_{th\,ha}) + T_{amb}\,. \qquad (5.32)$$

5.6 Визначення режими роботи силових напівпровідникових приладів у складі перетворювача частоти

Спрощена схема електроприводу змінного струму зображена на рисунку 5.20.

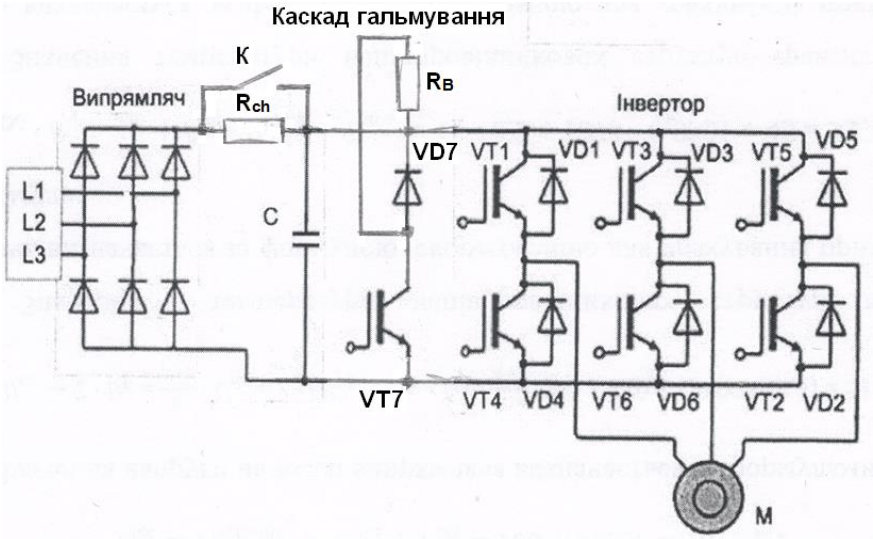


Рисунок 5.20. Спрощена схема електроприводу змінного струму

5.6.1 Спрощений принцип роботи перетворювача частоти

Випрямляч перетворює енергію змінного струму мережі живлення в енергію постійного струму, яка накопичується в батареї електролітичних конденсаторів в ланці постійного струму, причому при підключені випрямляча до мережі живлення батарея конденсаторів С заряджається через резистор обмеження зарядного струму R_{ch}.

Транзистор VT7 використовується в режимі чоппера (chopper – переривач). Він забезпечує спрямування енергії з ланки постійного струму перетворювача частоти у гальмівний резистор (braking resistor) для запобігання недопустимого підвищення напруги.

При гальмуванні електродвигуна (dynamic braking) кінетична енергія його та виконуючого механізму навантаження спрямовується в ланку постійного струму, що приводе до підвищення в ній напруги. Для запобігання недопустимого підвищення напруги в ланці постійного струму вона підключається через вищезазначений транзистор до гальмівного резистора R_B, на якому надлишкова енергія перетворюється у теплоту з наступним відведенням її в оточуюче (охолоджуюче) середовище. Якщо в перетворювачі частоти вузол

відведення надлишкової енергії відсутній, то при намаганні загальмувати навантаження з великим моментом інерції спрацює захист від надмірної напруги в ланці постійного струму.

Спосіб гальмування з видаленням надмірної енергії в оточуюче середовище в вигляді тепла неможливо признати енергозберігаючим. Але він широко застосовується при навантаженнях з невеликими маховими масами, або при рідких гальмуваннях. Для частих гальмувань навантажень з великим моментом інерції має сенс використовування перетворювача частоти з активним випрямлячем, який може спрямувати надмірну енергію в мережу живлення.

На відміну від автономного інвертора , розглянутого раніше, інвертор перетворювача частоти має 4 різних режими роботи в складі електроприводу:

- режим розгону електродвигуна, при якому на виході інвертора виробляється енергія змінного струму, у якої частота струму змінюється від f_{min} до f_{max}, значення напруги змінюється від $U_{out\,(min)}$ до $U_{out\,(nom)}$, а значення струму $I_{out\,(start)}$, яке пропорційне динамічному та статичному моменту навантаження і зворотно пропорційне часу розгону, залишається постійним;
- режим номінальної роботи двигуна, при якому частота струму дорівнює f_{max}, значення напруги живлення двигуна дорівнює $U_{out\,(nom)}$, а значення струму I_{out} відповідає статичному моменту механізму навантаження;
- режим гальмування, при якому кінетична енергія виконавчого механізму і двигуна перетворюється у електричну енергію та через інвертор потрапляє у ланку постійного струму, за допомогою транзистора чоппера VT7 в гальмівним резисторі R_B перетворюється у тепло, що відводиться в охолоджуюче середовище;
- режим паузи, при якому не відбувається протікання струму і усі елементи конструкції охолоджуються до температури, що відповідає температурі перед початком циклу; на цьому цикл роботи завершується.

5.6.2 Робота інвертора в номінальному режимі

Основні параметри перетворювача частоти визначаються в процесі розрахунків номінального режиму роботи.

5.6.2.1 Згідно технічного завдання на розробку електроприводу, в залежності від характеру виконавчого механізму, визначається як початкові данні: номінальне значення статичного крутячого моменту на валу електродвигуна – M_{nom}, при певній швидкості обертання магнітного поля статора – n_s.

У електродвигунах обмотки статора, яких живляться змінним струмом частотою f_1, створюється магнітне поле, що обертається зі швидкістю:

$$n_s = (60\, f_1) / p, \tag{5.33}$$

де n_s – швидкість обертання магнітного поля, об / хв.;

p – кількість пар полюсів магнітного поля статора.

При частоті живлення f_1 = 50 Гц є такий ряд швидкостей обертів магнітного поля, таблиця 5.2:

Таблиця 5.2. – Швидкість обертання магнітного поля статора в залежності від кількості пар полюсів

p	1	2	3	4
n_s, об/хв.	3000	1500	1000	750

Реальна швидкість обертання валу асинхронної машини n_M трохи менше (на 3-5 %) швидкості обертання магнітного поля статора.

За звичаєм, необхідне значення потужності електродвигуна визначається за формулою:

$$P_M = M_{nom} \cdot n_s / 9550, \tag{5.34}$$

де P_M – потужність двигуна в тривалому режимі роботи, кВт.

Знаючи швидкість обертання магнітного поля статора та значення необхідної потужності електродвигуна, з довідникових даних можна вибрати його конкретний тип і отримати параметри двигуна.

5.6.2.2 Значення струму, що споживає електродвигун при навантажені номінальним статичним моментом M_{nom}, визначається за формулою:

$$I_1 = P_M \cdot 1000 / (\sqrt{3} \cdot U_1 \cdot \eta \cdot \cos\varphi), \tag{5.35}$$

де I_1 – струм, що споживає електродвигун в номінальному режимі, А;

U_1 – лінійна напруга живлення електродвигуна, В; η – коефіцієнт корисної дії електродвигуна; $\cos\varphi$ – коефіцієнт потужності.

5.6.2.3 Значення номінального струму на виході інвертора вибирається з ряду номінальних значень струмів:

«2. Номинальные токи на выходе преобразователей для постоянного и переменного токов должны в соответствии с ГОСТ 6827-76 выбираться из ряда: 0,1; 0,16; 0,2; 0,25; 0,3; 0,4; 0,5; 0,6; 0,8; 1,0; 1,6; 2,0; 2,5; 3,15; 4,0; 5,0; 6,3; 8,0; 10,0; 12,5; 16,0; 20,0; 25,0; 31,5; 40,0; 50,0; 63,0; 80,0; 100; 125; 160; 200; 250; 315; 400; 500; 630; 800; 1000; 1250; 1600; 2000; 2500; 3150; 4000; 5000; 6300; 8000; 10000; (11200); 12500; (14000); 16000; (18000); 20000; 25000; (28000); 31500; (35500); 37500; 40000; (45000); 50000; (56000); 63000; (71000); 75000; 80000; 100000; 125000; 160000; 200000; 250000 А.»

при умові:

$$\boldsymbol{I_{out} \geq I_1}, \tag{5.36}$$

де I_{out} – значення номінального струму на виході інвертора.

5.6.2.4 Значення номінальної (максимальної) напруги на виході інвертора дорівнює значенню номінальної напруги живлення вибраного електродвигуна, тобто $U_{\text{out max}} = U_1$.

5.6.2.5 Мінімально необхідне значення напруги постійного струму на вході інвертора – $U_{\text{dc min}}$ визначається за формулою:

$$\boldsymbol{U_{\text{dc min}} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{m \cdot \sqrt{3}} \cdot U_{\text{out max}}}, \tag{5.37}$$

де $U_{\text{out max}}$ – максимальна напруга на виході інвертора, яка дорівнює номінальному значенню напруги живлення вибраного електродвигуна.

За звичаєм максимальне значення коефіцієнта модуляції приймають m = 0,9, щоб забезпечити лінійний режим модуляції.

Якщо технічним завданням задано напругу живлення на вході випрямляча U_2, то спочатку визначається значення напруги на виході випрямляча за формулою:

$$\boldsymbol{U_{\text{dc}} = 3 \cdot \sqrt{2} \cdot U_2 / \pi}, \tag{5.38}$$

а потім визначається максимальне значення коефіцієнта модуляції:

$$\boldsymbol{m = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{\text{out max}}}{\sqrt{3} \cdot U_{\text{dc}}}}. \tag{5.39}$$

5.6.2.6 Тип IGBT модуля визначається за напругою у блокованому стані U_{CES}, таблиця 5.1, та за значенням струму на виході інвертора I_{out}.

Номінальне значення струму IGBT модуля I_{Cnom} визначається за формулою:

$$I_{Cnom} \geq (1,5 - 2,5) \cdot I_{out}, \quad (5.40)$$

де I_{out} – номінальне значення струму навантаження інвертора.

Знаючі значення напруги у блокованому стані (U_{CES}) та номінального струму модуля, з довідникових даних (Додаток А) визначається конкретний тип необхідного модуля. При цьому, бажано виконати наступні рекомендації:

- для мінімізації індуктивності розсіювання контурів комутації та трудомісткості праці при монтажу модулів у перетворювачі бажано вибирати модулі з якомога більшою кількістю силових ключів;

- бажано застосовувати модулі новітньої розробки (4…6 генерації), що мають найкращі параметри (на напругу 600…1700 В за технологією Trench, на напругу 3300…6500 В за технологією SPT^{+});

- для напруги 600…1200 В за конструктивним виконанням бажано вибирати модулі без металевої основи, бо вони мають більший термін експлуатації при циклічному навантаженні.

5.6.2.7 Втрати потужності в IGBT у відкритому стані при тривалому режимі роботи у складі дворівневого інвертора напруги з урахуванням синусоїдальної залежності робочого циклу у часі в режимі ШІМ визначаються за формулою: [16]

$$P_{condT} = 0,5 \cdot \left(\frac{U_{CE0}}{\pi} \cdot I_m + \frac{r_{CE}}{4} \cdot I_m^2\right) + m \cdot \cos\varphi \cdot \left(\frac{U_{CE0}}{8} \cdot I_m + \frac{r_{CE}}{3 \cdot \pi} \cdot I_m^2\right), \quad (5.41)$$

де U_{CE0}, r_{CE} – порогова напруга та динамічний опір транзистора, відповідно, при максимально допустимій робочої температурі напівпровідниковій структурі $T_{j\,(op)}$; I_m – амплітудне значення струму на виході інвертора;

$$I_m = \sqrt{2} \cdot I_{out}\ ; \quad (5.42)$$

I_{out} – діюче значення струму навантаження інвертора; m = 0,9 – значення коефіцієнта модуляції з урахуванням 10% можливого зниження напруги живлення. cos φ – коефіцієнт потужності навантаження інвертора (електродвигуна).

5.6.2.8 Втрати потужності в діоді зворотного струму у відкритому стані визначаються за формулою: [16]

$$P_{\text{condD}} = 0,5 \cdot \left(\frac{U_{\text{F0}}}{\pi} \cdot I_{\text{m}} + \frac{r_{\text{F}}}{4} \cdot I_{\text{m}}^2\right) - m \cdot \cos\varphi \cdot \left(\frac{U_{\text{F0}}}{8} \cdot I_{\text{m}} + \frac{r_{\text{F}}}{3 \cdot \pi} \cdot I_{\text{m}}^2\right), \quad (5.43)$$

де U_{F0}, r_{F} – порогова напруга та динамічний опір діоду зворотного струму, відповідно, при максимально допустимому значенні робочої температурі напівпровідниковій структурі $T_{\text{j (op)}}$.

5.6.2.9 Вибір необхідного типу охолоджувача робиться наступним чином

Приблизне значення потужності, що споживає інвертор визначається за формулою:

$$P_{\text{dc ap}} \approx \sqrt{3} \cdot U_{\text{out max}} \cdot I_{\text{out}} \cdot \cos\varphi. \quad (5.44)$$

Визначення попереднього значення теплового опору охолоджувача для модулів інвертора каскаду гальмування та випрямляча здійснюється таким чином:

1) Приймаємо, що попереднє значення коефіцієнта корисної дії складає $\eta_{\text{con}} \approx 0,95$. При цьому втрати потужності в перетворювачі частоти, які необхідно відвести у охолоджуюче середовище визначаються за формулою:

$$P_{\text{con}} \approx P_{\text{dc}} \cdot (1 - \eta_{\text{con}}). \quad (5.45)$$

Інвертор складається з 6 силових ключив, тобто втрати потужності в силовому ключи визначаються за формулою;

$$P_{\text{K}} = \frac{P_{\text{con}}}{6}. \quad (5.46)$$

2) Попереднє значення теплового опору охолоджувача визначається за формулою:

$$R_{\text{th ha}} \leq \frac{(T_{\text{j(op)}} - T_{\text{amb}})}{P_{\text{K}}} - (R_{\text{th (jc)T}} + R_{\text{th ch}}). \quad (5.47)$$

З інформаційних матеріалів на охолоджувачі вибирається підхожий тип охолоджувача, режим його роботи та відповідне значення теплового опору $R_{\text{th ha}}$.

Визначається загальне значення теплового опору IGBT за формулою:

$$R_{\text{th (ja)T}} = R_{\text{th (jc)T}} + R_{\text{th ch}} + R_{\text{th ha}}. \quad (5.48)$$

Примітка. Якщо модуль не має металічної основи і ізоляційна кераміка з чипами безпосередньо притискається до охолоджувача, то в цьому випадку тепловий опір контакту враховується при визначені теплового опору модуля, а у формулах, що визначають температуру напівпровідникових структур слід замінити $R_{\text{th (jc)}}$ на $R_{\text{th (js)}}$ і приймати, що $R_{\text{th ch}} = 0$.

5.6.2.10 Максимально допустиме значення втрат потужності при комутації визначається за формулами [17]:

а) для IGBT модуля з металевою основою:

$$P_{\text{sw max}} = \frac{T_{\text{j(op)}} - T_{\text{amb}} - P_{\text{condT}} R_{\text{th (jc)T}} - \text{К} \cdot P_{\text{cond}} \cdot (R_{\text{th ch}} + \text{N} \cdot R_{\text{th ha}})}{R_{\text{th (jc)T}} + \text{К} \cdot [1 + (E_{\text{rr m}} / E_{\text{sw m}})] \cdot (R_{\text{th ch}} + \text{N} \cdot R_{\text{th ha}})}; \quad (5.49)$$

б) для IGBT модуля без металевої основи:

$$P_{\text{sw max}} = \frac{T_{\text{j(op)}} - T_{\text{amb}} - P_{\text{condT}} R_{\text{th (js)T}} - \text{N} \cdot \text{К} \cdot P_{\text{cond}} \cdot R_{\text{th sa}}}{R_{\text{th (js)T}} + \text{N} \cdot \text{К} \cdot [1 + (E_{\text{rr m}} / E_{\text{sw m}})] \cdot R_{\text{th sa}}}, \quad (5.50)$$

де $T_{\text{j(op)}}$ – максимальне значення робочої температури напівпровідникової структури IGBT, при якій вимірюються більшість параметрів модуля, °С;

T_{amb} – значення температури охолоджуючого середовища, °С;

$R_{\text{th (jc)T}}$ – тепловий опір структура транзистора – контактна поверхня основи модуля, К/Вт;

$R_{\text{th ch}}$ – тепловий опір контактна поверхня основи модуля – контактна поверхня охолоджувача, К/Вт;

$R_{\text{th (js)T}}$ – тепловий опір структура транзистора модуля без металевої основи – контактна поверхня охолоджувача, К/Вт;

$R_{\text{th ha}}$, $R_{\text{th sa}}$ – тепловий опір охолоджувача, К/Вт;

N – кількість модулів, що охолоджуються на охолоджувачі;

К – кількість силових ключів в модулі;

$E_{\text{sw m}}$ – втрати енергії в транзисторі при комутації струму I_m, що визначаються за формулою:

$$E_{\text{sw m}} = (\frac{a}{2} + \frac{b}{\pi} \cdot I_m + \frac{c}{4} \cdot I_m^2) \cdot U_{\text{dc}} / U_{\text{nom}}; \quad (5.51)$$

$E_{\text{rr m}}$ – втрати енергії в діоді при відновлювані замикаючої спроможності при комутації струму I_m, що визначаються за формулою:

$$E_{\text{rr m}} = (\frac{d}{2} + \frac{e}{\pi} \cdot I_m + \frac{f}{4} \cdot I_m^2) \cdot U_{\text{dc}} / U_{\text{nom}}, \quad (5.52)$$

де де *a, b, c* та *d, e, f* – коефіцієнти поліномів, що відображають витратb енергії при комутації IGBT та відновлювані замикаючої спроможності діоду зворотного струму в залежності величини струму колектора [16];

$$P_{\text{cond}} = (P_{\text{cond T}} + P_{\text{cond D}}). \quad (5.53)$$

5.6.2.11 Максимальне значення частоти комутації IGBT визначається за формулою:

$$f_{\text{sw max}} = P_{\text{sw max}} / E_{\text{sw m}}, \quad (5.54)$$

де $f_{\text{sw max}}$ – максимальна частота комутації, кГц.

З погляду на те, що в процесі експлуатації інвертора можуть бути перевантаження струмом навантаження або погіршення умов охолодження (наприклад, про забруднені поверхні охолоджувача пилом), тому значення робочої частоти комутації має бути меншим ніж максимально допустиме значення і може бути прийнято за формулою:

$$f_{\text{sw}} = (0,6 \ldots 0,95) \cdot f_{\text{sw max}}. \quad (5.55)$$

5.6.2.12 Втрати потужності при комутації IGBT визначаються за формулою:

$$P_{\text{sw}} = f_{\text{sw}} E_{\text{sw m}}. \quad (5.56)$$

5.6.2.13 Загальні втрати потужності у IGBT при тривалому режимі роботи визначаються як сума двох складових втрат потужності;

$$P_{T} = P_{cond\ T} + P_{sw}\ . \tag{5.57}$$

5.6.2.14 Втрати потужності в діоді зворотного струму при відновленні замикаючої спроможності P_{rr} визначаються за формулою:

$$P_{rr} = f_{sw} \cdot E_{rr\ m}\ . \tag{5.58}$$

5.6.2.15 Загальні втрати потужності в діоді зворотного струму при тривалому режимі роботи визначаються за формулою:

$$P_{D} = P_{cond\ D} + P_{rr}\ . \tag{5.59}$$

5.6.2.16 Кожний комутуючий ключ складається з транзистора та діода і в одному модулі нараховується К таких ключів. Тому сумарні втрати потужності в модулі становлять:

$$P_{tot\ m} = К \cdot (P_{T} + P_{D})\ . \tag{5.60}$$

5.6.2.17 Загальні втрати потужності в інверторі, що складається з N модулів та К ключів, визначаються за наступною формулою:

$$P_{inv} = N \cdot К \cdot (P_{T} + P_{D})\ . \tag{5.61}$$

5.6.2.18 Потужності, яку споживає інвертор від кола постійного струму, визначається за формулою:

$$P_{dc} = \sqrt{3}\ \cdot U_{out\ max} \cdot I_{out} \cdot \cos\varphi + P_{inv}\ . \tag{5.62}$$

5.6.2.19 Значення постійного струму, що споживає інвертор при максимальному навантаженні, визначається за формулою:

$$I_{d} = P_{dc} / U_{dc\ min}\ . \tag{5.63}$$

5.6.3 Визначення режиму роботи випрямляча

Відповідно до струму, що споживає інвертор, вибирається тип модуля випрямляча (якщо випрямляч не входить до складу IGBT модуля), або типи дискретних діодів, при цьому максимальна повторювальна напруга діодів випрямляча U_{RRM} має бути більше значення напруги у блокованому стані IGBT – U_{CES} не менше ніж 400 В.

5.6.3.1 Значення напруги на вході випрямляча визначається за формулою:

$$U_2 = \frac{\pi}{3\cdot\sqrt{2}} \cdot U_{dc} + 2 \cdot U_F, \quad (5.64)$$

де U_2 – лінійна напруга змінного струму на вході випрямляючого моста; значення U_F – імпульсної напруги на діоді випрямляча при протіканні струму з амплітудою I_d визначається за формулою:

$$U_F = U_{F0} + r_F \cdot I_d , \quad (5.65)$$

де U_{F0}, r_F – параметри діодів випрямляча.

Якщо отримане значення напруги живлення випрямляча не задовольняє замовника (потрібен трансформатор), то можна знизити значення напруги на виході інвертора, переключивши обмотки статора електродвигуна з “зірки” на “трикутник” при відповідному підвищенні струму навантаження інвертора.

5.6.3.2 Значення середнього струму через кожний діод випрямляючого моста визначається за формулою (1.4):

$$I_{AV} = I_d/3.$$

5.6.3.3 Втрати потужності у кожному діоді випрямляча визначаються за формулою (1.10):

$$P_{Dd}=U_{F0} \cdot I_{AV} + r_F \cdot k_f^2 \cdot I_{AV}^2. \quad (5.66)$$

5.6.3.4 Загальні втрати потужності у діодному мосту будуть у шість разів більшими:

$$P_{Md} = 6 \cdot P_{Dd}. \quad (5.67)$$

5.6.4 Режим роботи інвертора при розгоні електродвигуна

Цикл роботи перетворювача частоти в складі електроприводу змінного струму наведено на рисунку 5.21.

5.6.4 Режим роботи інвертора при розгоні електродвигуна

Цикл роботи перетворювача частоти в складі електроприводу змінного струму наведено на рисунку 5.21.

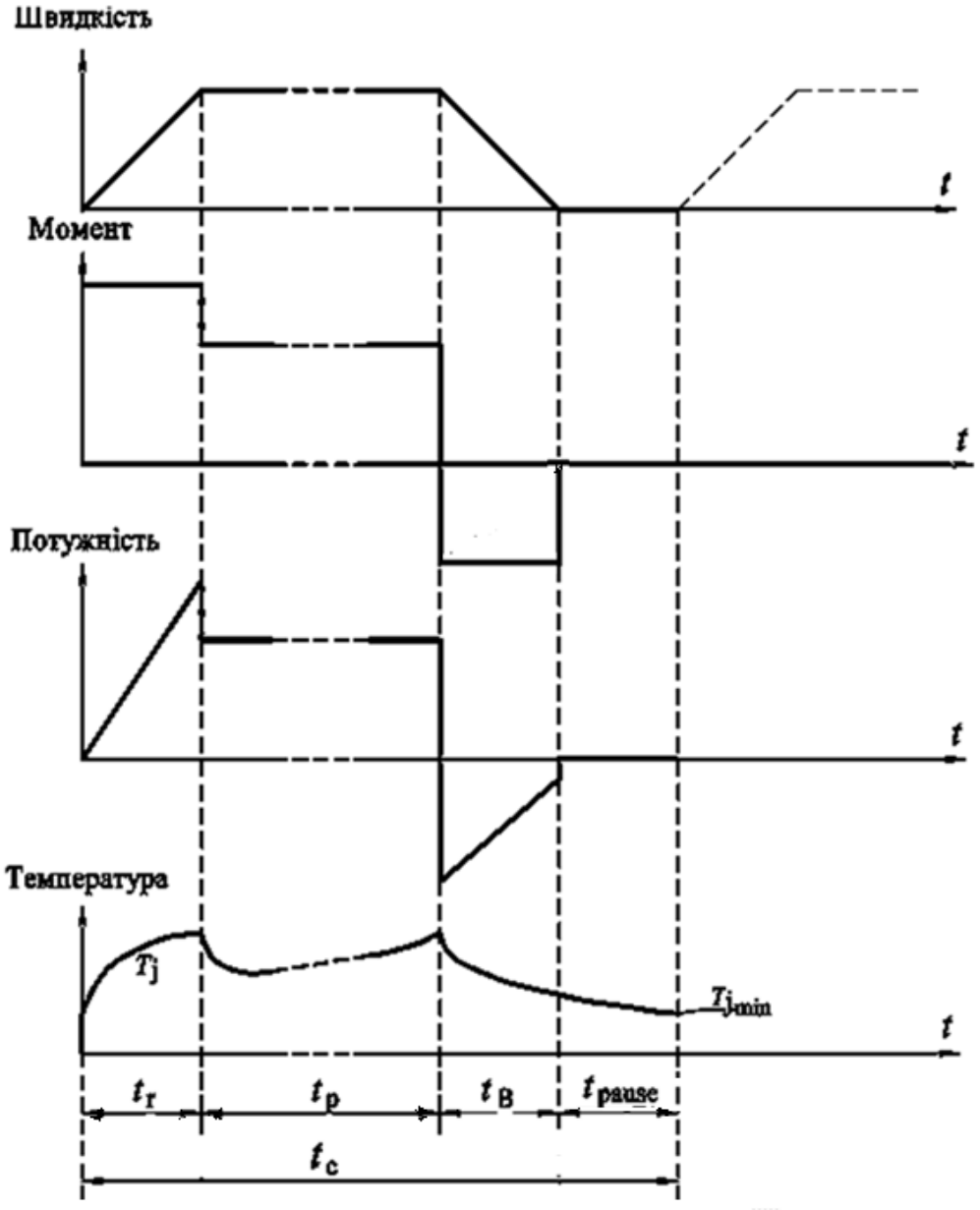


Рисунок 5.21 Цикл роботи електроприводу

5.6.4.1 Значення максимального крутячого моменту підчас розгону ротору електродвигуна можна визначити наступним чином:

При розгоні двигуна він повинен забезпечити статичний момент і на час розгону подолання динамічного моменту. При цьому, максимальний крутячий момент, який повинен забезпечити двигун, становить:

$$M_{max} = M_{nom} + M_{dyn}. \tag{5.67}$$

Динамічний момент M_{dyn} визначається сумарним приведеним до валу двигуна моментом інерції ротору та виконавчого механізму J_r при заданому прискоренні, [3]:

$$M_{dyn} = J_r \cdot \Delta\omega / \Delta t = J_r \cdot \omega_L / t_r, \tag{5.68}$$

де ω_L – кутова швидкість обертання ротору двигуна в номінальному режимі;

$$\omega_L = 2 \cdot \pi \cdot \frac{n_M}{60}; \tag{5.69}$$

n_M – швидкість обертання ротору двигуна в номінальному режимі, об/хв;

t_r – час прискорення (розгону) двигуна, с;

J_r – загальний момент інерції ротора електродвигуна та виконавчого механізму:

$$J_r = J_M + (GR^2 \cdot J_L), \tag{5.70}$$

де J_M – момент інерції ротора електродвигуна, кг · м^2;

GR – передаточне число редуктора, яке визначається за формулою:

$$GR = \frac{\text{Швидкість навантаження}}{\text{Швидкість електродвигуна}}, \tag{5.71}$$

якщо передаточне число редуктора є 2:1, тоді $GR = \frac{1}{2} = 0{,}5$;

J_L – момент інерції навантаження (виконавчого механізму), кг·м^2.

У випадку, коли момент інерції навантаження (виконавчого механізму) невідомий, можна визначити значення максимально допустимого моменту інерції навантаження з механічної характеристики двигуна.

Згідно ГОСТ 28327 та Рекомендаціям МЕК 60034 – 12 стандартні асинхронні двигуни можуть мати два виконання за механічними характеристиками:

N – нормальний момент та H – підвищений момент.

Двигуни виконання N при пуску повинні навантажуватися зовнішнім навантаженням з моментом інерції J_L, кг·м^2, який не перевищує значення, що визначається за формулою:

$$J_{Lmax} = 0{,}04 \cdot P_{nom}^{0,9} \cdot p^{2,5}, \quad (5.72)$$

де P_{nom} – номінальна потужність двигуна, кВт;

p – число пар полюсів.

Для двигунів з підвищеним крутячим моментом (виконання H) значення моменту інерції навантаження (виконуючого механізму) не повинно перевищувати 50% від значення, що отримане за формулою (5.72).

При цьому, момент інерції системи електродвигун - виконавчий механізм визначається за формулою:

$$J_r = J_M + J_{Lmax}. \quad (5.73)$$

Максимальний крутячий момент при розгоні M_{max}, Н·м, визначається за формулою:

$$M_{max} = M_{nom} + \frac{J_r \cdot n_M}{9{,}55 \cdot t_r}, \quad (5.74)$$

де n_M – швидкості обертання валу двигуна, до якої він розганяється, об/хв;

t_r – тривалість розгону, с;

M_{nom} – номінальне значення крутячого моменту двигуна, Н·м.

5.6.4.2 Щоб на час розгону двигуна забезпечувався максимальний момент, двигун повинен споживати такий струм I_{1r}: [3]

$$I_{1r} = I_{out\,r} = \left(1 + \frac{J_r \cdot \omega_L}{M_{nom} \cdot 9{,}55 \cdot t_r}\right) \cdot I_1, \quad (5.75)$$

при цьому повинна виконуватися така умова: $I_{1r} = I_{out\,r} \leq 1{,}5 \cdot I_1 = 1{,}5 \cdot I_{out}$ – максимального значення струму, на яке налаштована система захисту перетворювача частоти.

5.6.4.3 Втрати потужності в IGBT у відкритому стані в режимі розгону двигуна визначаються за формулою:

$$P_{\text{condTr}} = 0,5 \cdot \left(\frac{U_{CE0}}{\pi} \cdot I_{\text{m r}} + \frac{r_{CE}}{4} \cdot I_{\text{m r}}^2\right) + m \cdot \cos\varphi \cdot \left(\frac{U_{CE0}}{8} \cdot I_{\text{m r}} + \frac{r_{CE}}{3 \cdot \pi} \cdot I_{\text{m r}}^2\right), \quad .76)$$

де U_{CE0}, r_{CE} – порогова напруга та динамічний опір транзистора, відповідно, при максимально допустимій робочої температурі напівпровідниковій структурі $T_{\text{j (op)}}$; $I_{\text{m r}}$ – амплітудне значення струму на виході інвертора;

$$I_{\text{m r}} = \sqrt{2} \cdot I_{\text{out r}} \quad (5.77)$$

$I_{\text{out r}}$ – діюче значення струму навантаження інвертора при розгоні двигуна; m – коефіцієнт модуляції; cos φ – коефіцієнт потужності навантаження інвертора (електродвигуна).

5.6.4.4 Втрати потужності в діоді зворотного струму у відкритому стані в режимі розгону двигуна визначаються за формулою:

$$P_{\text{condDr}} = 0,5 \cdot \left(\frac{U_{F0}}{\pi} \cdot I_{\text{m r}} + \frac{r_F}{4} \cdot I_{\text{m r}}^2\right) - m \cdot \cos\varphi \cdot \left(\frac{U_{F0}}{8} \cdot I_{\text{m r}} + \frac{r_F}{3 \cdot \pi} \cdot I_{\text{m r}}^2\right), \quad (5.78)$$

де U_{F0}, r_F – порогова напруга та динамічний опір діоду зворотного струму, відповідно, при максимально допустимому значенні робочої температурі напівпровідниковій структурі $T_{\text{j (op)}}$.

5.6.4.5 Сумарна втрата потужності у провідному стані транзистора та діода підчас розгону двигуна визначається за формулою:

$$P_{\text{cond r}} = (P_{\text{cond Tr}} + P_{\text{cond Dr}}). \quad (5.79)$$

5.6.4.6 Втрати енергії в транзисторі підчас розгону $E_{\text{sw m r}}$ при комутації струму $I_{m\,\text{r}}$, що визначаються за формулою:

$$E_{\text{sw m r}} = \left(\frac{a}{2} + \frac{b}{\pi} \cdot I_{m\,r} + \frac{c}{4} \cdot I_{m\,\text{r}}^2\right) \cdot U_{\text{dc}}/U_{\text{nom}}. \quad (5.80)$$

5.6.4.7 Втрати енергії в діоді при відновлювані замикаючої спроможності підчас розгону $E_{\text{rr m r}}$ при комутації струму $I_{m\,\text{r}}$, що визначаються за формулою:

$$E_{\text{rr m r}} = \left(\frac{d}{2} + \frac{e}{\pi} \cdot I_{m\,\text{r}} + \frac{f}{4} \cdot I_{m\,\text{r}}^2\right) \cdot U_{\text{dc}}/U_{\text{nom}}, \tag{5.81}$$

де *a, b, c* та *d, e, f* – коефіцієнти поліномів, що відображають витрати енергії при комутації IGBT та відновлювані замикаючої спроможності діоду зворотного струму в залежності від величини струму колектора [18]:

5.6.4.8 Втрати потужності при комутації IGBT підчас розгону електродвигуна визначаються за формулою:

$$P_{\text{sw r}} = f_{\text{sw}} E_{\text{sw m r}}\,. \tag{5.82}$$

5.6.4.9 Загальні втрати потужності у IGBT підчас розгону електродвигуна визначаються як сума двох складових втрат потужності;

$$P_{\text{Tr}} = P_{\text{cond Tr}} + P_{\text{sw r}}\,. \tag{5.83}$$

5.6.4.10 Втрати потужності в діоді зворотного струму при відновленні замикаючої спроможності підчас розгону електродвигуна $P_{\text{rr r}}$ визначаються за формулою:

$$P_{\text{rr r}} = f_{\text{sw}} \cdot E_{\text{rr m r}}\,. \tag{5.84}$$

5.6.4.11 Загальні втрати потужності в діоді зворотного струму підчас розгону електродвигуна визначаються за формулою:

$$P_{\text{Dr}} = P_{\text{cond Dr}} + P_{\text{rr r}}\,. \tag{5.85}$$

5.6.4.12 Загальні втрати потужності підчас розгону електродвигуна в інверторі, який складається з N модулів та K ключів, визначаються за наступною формулою:

$$P_{\text{inv r}} = \text{N} \cdot \text{K} \cdot (P_{\text{Tr}} + P_{\text{Dr}})\,. \tag{5.86}$$

5.6.4.13 Значення середньої потужності, яка виділилася підчас розгону електродвигуна, і що відводиться від модуля (модулів) інвертора $P_{\text{inv r av}}$, не враховуючи дію буста, визначається за формулою:

$$P_{\text{inv r av}} = \frac{P_{\text{inv r}}}{2}. \tag{5.87}$$

5.6.5 Визначення режиму роботи гальмівного каскаду

5.6.5.1 В багатьох випадках, коли двигун працює з навантаженням, що має малий момент інерції та/або має велику силу тертя, або час гальмування не нормовано (насоси, вентилятори, конвеєри), для зупинки двигуна немає потреби в будь-яких засобах гальмування.

У швидко динамічних електроприводах, особливо при великому моменті інерції, необхідно застосовувати засоби динамічного гальмування.

В процесі пуску двигуна його ротор та виконавчий механізм набувають кінетичну енергію, а в процесі гальмування, коли електродвигун перетворюється на електрогенератор, ця кінетична енергія перетворюється у електричну енергію і повертається в ланку постійного струму. При цьому напруга на батареї конденсаторів ланки постійного струму підвищується і, якщо цю електричну енергію не відвести, то напруга заряду конденсаторів може досягнути недопустимого рівня і перетворювач частоти вийде з ладу. Існує два шляхи відведення цієї електричної енергії:

- застосувати випрямляч з повним управлінням, який при гальмуванні переводиться в інверторний режим роботи для направлення енергії ланки постійного струму в мережу живлення;

- застосувати чоппер (chopper), який направляє енергію ланки постійного струму в гальмівний резистор, який нагріваючись передає цю енергію в оточуюче (охолоджуюче) середовище.

Перший спосіб більш енергозберігаючий, але випрямляч з повним управлінням є дуже коштовним і його застосовують тільки у перетворювачах частоти на велику потужність. Тому в перетворювачах на малу та середню потужність застосовують динамічне гальмування з використовуванням чоппера.

Гальмівний каскад (рисунок 5.1) діє наступним чином. В момент часу, коли необхідно починати гальмування, система управління інвертором починає діяти так, щоб частота напруги на виході інвертора почала знижатися. В цей момент двигун, що має номінальну

швидкість обертання ротору, перетворюється в електрогенератор, який кінетичну енергію системи ротор двигуна - виконавчий механізм (навантаження) перетворює у електричну енергію. Ця електрична енергія, що генерується двигуном, через діоди зворотного струму інвертора надходить в ланку постійного струму, підвищуючи в ній постійну напругу. Так як діоди випрямляча не дають цієї надлишкової енергії витікати в мережу живлення, напруга ланки постійного струму підвищується до максимально допустимого рівня 760 В (для мережі живлення класу 400 В). При цьому система моніторингу напруги ланки постійного струму дає команду на активізацію чоппера (copper, переривач), включаючи протікання струму через гальмівний резистор і знижуючи напругу до номінального рівня і чоппер дезактивується, рисунок 5.22. [19]

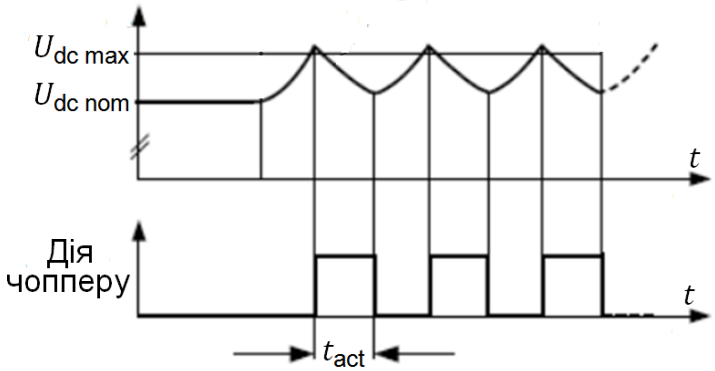


Рисунок 5.22 Зміна напруги постійного струму при дії чоппера

При продовжені гальмування цей цикл роботи чоппера продовжується поки кінетична енергія не вичерпається і ротор двигуна зупиниться. В процесі роботи чоппера гальмівний резистор, в якому електрична енергія перетворюється у теплову, нагрівається і він повинен мати достатню площу, щоб відвести цю енергію тепла в оточуюче (охолоджуюче) середовище (повітря).

В процесі проектування гальмівного каскаду необхідно вирішити наступне:

- визначити режим гальмування;
- визначити тип і режим роботи гальмівного резистора;
- визначити тип і режим роботи чоппера.

Ці задачі вирішуються послідовно крок за кроком.

Діаграми швидкості, крутячого моменту та потужності усього циклу роботи електроприводу наведено на рисунку 5.21.

5.6.5.2 Момент інерції системи електродвигун - виконавчий механізм при гальмуванні J_{ges}, кг·м^2, є такийже, як і при розгону електродвигуна, тобто $J_{ges}, = J_r$.

Максимальний (піковий) момент гальмування M_{Bmax}, Н·м, визначається за формулою: [19]

$$M_{\mathrm{Bmax}} = \frac{J_{\mathrm{ges}} \cdot n_{\mathrm{max}}}{9{,}55 \cdot t_{\mathrm{B}}}, \tag{5.88}$$

де n_{max} – швидкості обертання валу двигуна на початку гальмування, об/хв;

t_{B} – тривалість гальмування, с.

5.6.5.3 Не уся кінетична енергія системи електродвигун – виконавчий механізм перетворюється у електричну енергію, яка підвищує напругу ланки постійного струму. При динамічному гальмуванні частина кінетичної енергії витрачається на подолання сили тертя та омічний опір в провідниках.

Максимальна (пікова) потужність гальмування P_{Bmax}, Вт, визначається за формулою:

$$P_{\mathrm{Bmax}} = \frac{M_{\mathrm{Bmax}} \cdot n_{\mathrm{max}}}{9{,}55} \cdot \eta_{\mathrm{fc}} \cdot \eta_{\mathrm{M}} \cdot \eta_{\mathrm{L}}, \tag{5.89}$$

де η_{fc} = 0,97 – коефіцієнт корисної дії перетворювача частоти;

η_{M} – коефіцієнт корисної дії двигуна;

η_{L} = 0,9 – коефіцієнт корисної дії виконавчого механізму.

5.6.5.4 Як привило, основними компонентами ланки постійного струму перетворювачів частити, що живляться від мережі 230, 400, 500 В, є електролітичні конденсатори на напругу 400 В. При цьому в залежності від значення напруги ланки постійного струму визначається кількість послідовно з’єднаних груп конденсаторів: 1, 2, або 3, що забезпечує максимально допустиму напругу ланки постійного струму $U_{\mathrm{dc\,max}}$ 375 В, 760 В та 1080 В, відповідно.

Максимально допустиме значення опору резистора гальмування визначається за формулою:

$$R_{\mathrm{Bmax}} = \frac{U_{\mathrm{dc\,max}}^2}{P_{\mathrm{B\,max}}}. \tag{5.90}$$

Мінімально допустиме значення опору резистора гальмування визначається за умови не допущення надмірного струму через чіп IGBT за формулою:

$$R_{\mathrm{Bmin}} = \frac{U_{\mathrm{dc\,max}}}{I_{\mathrm{C\,nom}}}. \tag{5.91}$$

Електричний опір гальмівного резистора, який вибирається з таблиці 5.3, не повинен бути менше мінімально допустимого значення, щоб струм через транзистор чоппера не

перевищив максимально допустимого значення. Електричний опір гальмівного резистора не повинен бути більше максимально допустимого значення, бо в цьому випадку напруга ланки постійного струму перевищить максимально допустиме значення, що приведе до пробою електролітичних конденсаторів.

5.6.5.5 За звичаєм гальмівні резистори виробляються для двох режимів роботи: легкий робочий цикл, при якому уся енергія гальмування поглинається за 5 с, та важкий робочий цикл, при якому уся енергія гальмування поглинається за 3 с і зменшується до нуля за 7 с.

Середнє значення потужності, що виділяється в гальмівному резисторі за весь період циклу, рисунок 5.21, не повинне перевищувати максимальну потужність, яку може резистор відвести в оточуюче середовище.

Таблиця 5.3 – Параметри гальмівних резисторів на напругу 690 В фірми VACON [20]

Легкий робочий цикл				
Тип	Опір, Ом	Термічна ємність, кДж	Середня потужність, кВт	Маса, кг
BRR 0022LD5	63	28	0,24	1,2
BRR 0031LD5	42	42	0,35	1,45
BRR 0045LD5	21	84	0,7	3,3
BRR 0061LD5	14	127	1,06	4
BRR 0105LD5	6,5	273	2,28	12,8
BRR 0300LD5	3,3	547	4,56	29
BRR 0520LD5	1,4	1270	19,6	30
BRR 0730LD5	0,9	1975	16,5	35
Важкий робочий цикл				
Тип	Опір, Ом	Термічна ємність, кДж	Середня потужність, кВт	Маса, кг
BRR 0022HD5	63	73	0,61	3,5
BRR 0031HD5	42	110	0,91	4,6
BRR 0045HD5	21	220	1,83	11,3
BRR 0061HD5	14	330	2,74	12,8
BRR 0105HD5	6,5	710	5,9	17
BRR 0300HD5	3,3	1421	11,8	29
BRR 0520HD5	1,4	3300	27,4	90
BRR 0730HD5	0,9	5132	43	120

5.6.5.6 Потужність, що може регенеруватися в ланці постійного струму, P_{rg}, визначається за формулою:

$$P_{\text{rg}} = \frac{U_{\text{dcmax}}^2}{R_{\text{B sel}}}, \tag{5.92}$$

де $R_{\text{B sel}}$ – електричний опір вибраного гальмівного резистора, Ом.

Максимальна (пікова) потужність гальмування P_{Bmax} має бути менше потужності регенерації P_{rg} при цьому в процесі гальмування струм інвертора не перевищить номінального значення, система обмеження струму на виході інвертора не спрацює і немає потреби збільшувати час гальмування. Якщо ця умова не виконується, то необхідно збільшити час гальмування, або в чоппері застосувати більш потужний IGBT.

5.6.5.7 Середнє значення потужності, що виділяється у гальмівному резисторі підчас гальмування, $P_{\text{B av}}$, визначається за формулою:

$$P_{\text{B av}} = \frac{P_{\text{Bmax}}}{2}. \tag{5.93}$$

5.6.5.8 Енергія, що накопичується у гальмівному резисторі підчас гальмування, E_{B} (термічна ємність), визначається за формулою:

$$E_{\text{B}} = P_{\text{B av}} \cdot t_{\text{B}}. \tag{5.94}$$

Це значення енергії E_{B} не повинне перевищувати значення термічної ємності вибраного гальмівного резистора, якщо ця умова не виконується, можна один гальмівний резистор замінити на з’єднання кількох резисторів, які в сумі мають той же електричний опір та значно більшу термічну ємність.

5.6.5.9 Значення середньої потужності, що відводиться від гальмівного резистора протягом циклу, $P_{\text{B avc}}$, визначається за формулою:

$$P_{\text{B avc}} = \frac{P_{\text{Bmax}} \cdot t_{\text{B}}}{2 \cdot t_{\text{c}}}, \tag{5.95}$$

де t_{c} – тривалість циклу роботи електроприводу (рисунок 1.8).

Це значення середньої потужності, що відводиться від гальмівного резистора протягом циклу, не повинно перевищувати значення постійної потужності вибраного типу резистору.

5.6.5.10 Значення струму, що протікає через IGBT при роботі чоппера, визначається за формулою:

$$I_C = \frac{U_{dc\,max}}{R_B}. \quad (5.96)$$

5.6.5.11 Втрати потужності у провідному стані IGBT визначається за формулою:

$$P_{B\,cond} = \left(U_{CE0} \cdot I_C + r_{CE} \cdot I_C^2\right) \cdot D, \quad (5.97)$$

де $D = (t_{act}/t_{c\,chop}) = 0{,}5$ – тривалість робочого циклу чоппера;

t_{act} – тривалість активації роботи чоппера, протягом якого напруга ланки постійного струму знижується до номінального рівня;

$t_{c\,chop}$ – тривалість циклу роботи чоппера.

В зв'язку з тим, що тривалість заряду батареї конденсаторів від рівня напруги $U_{dc\,nom}$ до рівня $U_{dc\,max}$ дорівнює тривалості розряду в той же межі напруги, рисунок 5.3, тому тривалість робочого циклу чоппера дорівнює 0,5.

5.6.5.12 Частота комутації IGBT чоппера не перевищує кількох десятків герц, тому втрати потужності при комутації струму гальмування можна не враховувати.

5.6.5.13 Середнє значення втрат потужності в транзисторі чоппера $P_{B\,T\,av}$, яка надходить в охолоджувач, визначається за формулою:

$$P_{B\,T\,av} = P_{B\,T}/2. \quad (5.98)$$

5.6.6 Визначення температури чіпів IGBT модулів

На кожному етапі роботи перетворювача частоти, окрім інтервалу паузи, відбуваються втрати потужності, які приводять до нагріву транзисторів, діодів та охолоджувача (або охолоджувачів, якщо їх більше одного). Втрати потужності на будь-якому етапі роботи перетворювача частоти через температуру контактної поверхні охолоджувача впливають на температуру нагріву усії транзисторів та діодів. Хоча на кожному етапі роботи перетворювача частоти температура чіпів транзисторів та діодів є різна, та к моменту

закінчення паузи їх температура є однаковою і дорівнює температурі контактній поверхні охолоджувача, рисунок 5.23. [13]

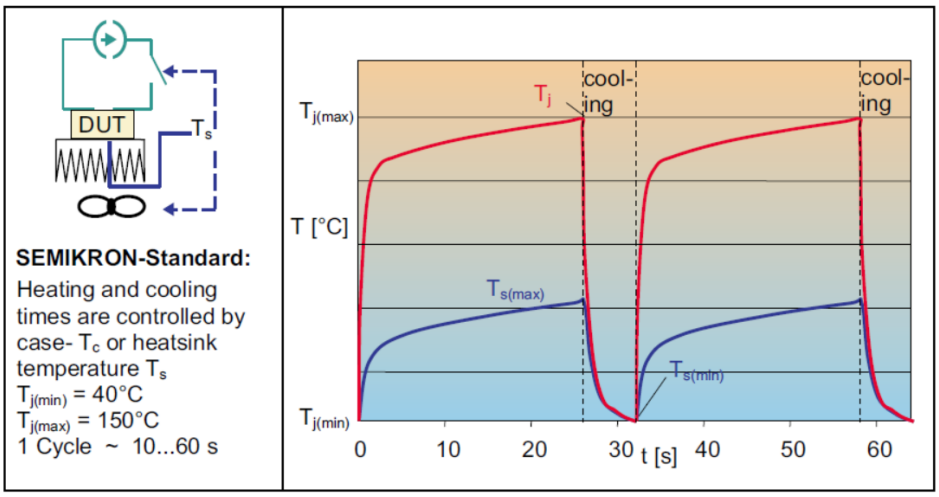


Рисунок 5.23 Зміна температури чіпів транзисторів і діодів та основи модуля і контактної поверхні охолоджувача

5.6.6.1 Еквівалентне значення втрат потужності $P_{p\,E}$ в інтервалі часу номінального навантаження t_p з урахуванням втрат потужності при розгоні та в чоппері при гальмуванні визначається за формулою:

$$P_{p\,E} = P_{inv} + P_{M\,d} + \frac{P_{inv\,r\,av} + P_{B\,T\,av}}{t_p}. \quad (5.99)$$

5.6.6.2 Мінімальне значення температури усіх чіпів транзисторів і діодів і контактної поверхні охолоджувача $T_{h\,min}$ визначається за формулою:

$$T_{h\,min} = P_{p\,E} \cdot \left[\frac{t_p}{t_c} \cdot R_{th\,ha} + \left(1 - \frac{t_p}{t_c}\right) \cdot Z_{th\,ha}(t_c) - Z_{th\,ha}(t_c - t_p)\right] + T_{amb}, \quad (5.100)$$

де $Z_{th\,ha}(t_c)$, $Z_{th\,ha}(t_c - t_p)$ – значення перехідного теплового опору охолоджувача для моментів часу (t_c), $(t_c - t_p)$, відповідно, може бути визначені за наступною формулою:

$$Z_{th\,ha}(t) = \sum_{i=1}^{n} R_i \cdot (1 - e^{-t/\tau_i}), \quad (5.101)$$

де R_i та τ_i – параметри експонент, що апроксимують перехідний тепловий опір охолоджувача.

5.6.6.3 Значення температури чіпів IGBT та діодів зворотного струму інвертора в момент часу закінчення розгону електродвигуна визначаються:

а) для модулів з металевою основою за формулами:

$$T_{\text{j Tr}} = P_{\text{Tr}} \cdot R_{\text{th (jc) T}} + \text{K} \cdot (P_{\text{Tr}} + P_{\text{Dr}}) \cdot R_{\text{th ch}} + T_{\text{h min}}; \quad (5.102)$$

$$T_{\text{j Dr}} = P_{\text{Dr}} \cdot R_{\text{th (jc) D}} + \text{K} \cdot (P_{\text{Tr}} + P_{\text{Dr}}) \cdot R_{\text{th ch}} + T_{\text{h min}}; \quad (5.103)$$

б) для модулів без металевої основи за формулами:

$$T_{\text{j Tr}} = P_{\text{Tr}} \cdot R_{\text{th (js) T}} + T_{\text{h min}}; \quad (5.104)$$

$$T_{\text{j Dr}} = P_{\text{Dr}} \cdot R_{\text{th (js) D}} + T_{\text{h min}}; \quad (5.105)$$

5.6.6.4 Максимальне значення температури чипів IGBT інвертора при циклічному навантажені, $T_{\text{j max}}$, при умові, що тривалість навантаження в циклі не менше 2 с. ($t_{\text{p}} \geq 2$ с), визначаються:

а) для модулів з металевою основою за формулами :

$$T_{\text{j T max}} = P_{\text{T}} \cdot (R_{\text{th (jc)T}} + R_{\text{th ch}}) + \text{N} \cdot \text{K} \cdot (P_{\text{T}} + P_{\text{D}}) + T_{\text{h min}}; \quad (5.106)$$

$$T_{\text{j D max}} = P_{\text{D}} \cdot (R_{\text{th (jc)D}} + R_{\text{th ch}}) + \text{N} \cdot \text{K} \cdot (P_{\text{T}} + P_{\text{D}}) + T_{\text{h min}}; \quad (5.107)$$

б) для модулів без металевої основи за формулами:

$$T_{\text{j T max}} = P_{\text{T}} \cdot R_{\text{th (js)T}} + T_{\text{h min}}; \quad (5.108)$$

$$T_{\text{j D max}} = P_{\text{D}} \cdot R_{\text{th (js)D}} + T_{\text{h min}}; \quad (5.109)$$

5.6.6.5 Значення максимальної температури чіпів випрямляча визначається:

а) для модулів з металевою основою за формулою:

$$T_{\text{jDd}} = P_{\text{Dd}} \cdot (R_{\text{th (jc)Dd}} + R_{\text{th (ch)Dd}}) + T_{\text{h min}}; \quad (5.110)$$

б) для модулів без металевої основи за формулою:

$$T_{\text{jDd}} = P_{\text{Dd}} \cdot R_{\text{th (js)Dd}} + T_{\text{h min}}; + T_{\text{h min}}; \quad (5.111)$$

Примітка. Якщо в інформаційних матеріалів на модулі випрямляча надано значення теплового опору тільки на увесь модуль, то у формулах (5.113), (5.114) значення P_{D} необхідно замінити на значення P_{Md} .

5.6.6.6 Значення максимальної температури чіпу IGBT чоппера визначається:

а) для модулів з металевою основою за формулою:

$$T_{\mathrm{j\,B\,T}} = P_{\mathrm{B\,T}} \cdot (R_{\mathrm{th(jc)T}} + R_{\mathrm{th\,ch}}) + T_{\mathrm{h\,min}}; \qquad (5.112)$$

б) для модулів без металевої основи за формулою:

$$T_{\mathrm{j\,B\,T}} = P_{\mathrm{B\,T}} \cdot R_{\mathrm{th(js)T}} + T_{\mathrm{h\,min}} \qquad (5.113)$$

5.7 Оцінка тривалості експлуатації IGBT4 модулів при циклічному навантажені

Більшість перетворювачів частоти застосовуються для роботи в циклічному режимі, тобто навантаження протягом t_{p} секунд з послідуючою паузою, період тривалості цього циклу становить t_{c} секунд. Дослідження, які провели виробники IGBT модулів, виявили, що кількість циклів до відмови залежить від теплового режиму при циклічному навантажені.

На рисунку 5.24 наведені діаграми, що дозволяють визначити кількість циклів до відмови IGBT модулів фірми Semikron. [13], [22]

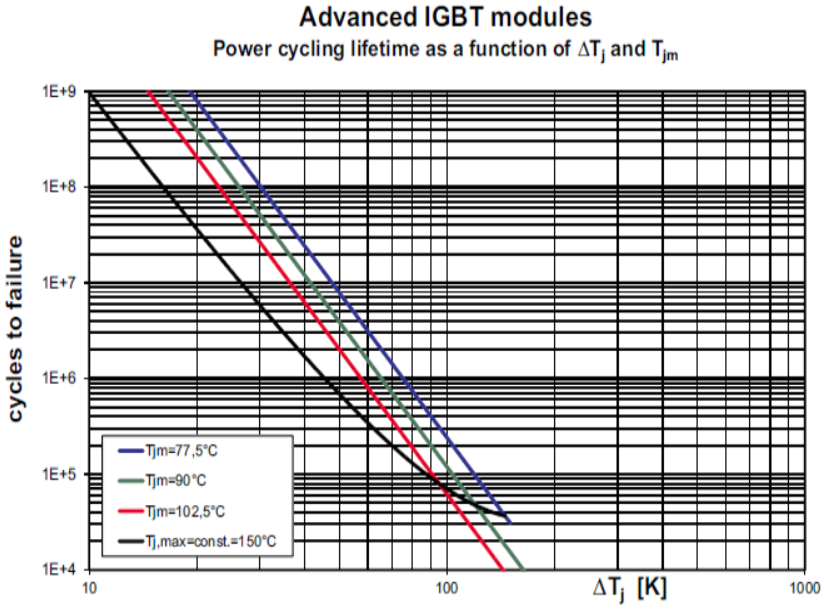


Рисунок 5.24 Залежність кількості циклів до відмови
від перепаду температури ΔT_{j} та середньої температури в циклі $T_{\mathrm{j\,m}}$

Застосування графічних діаграм, що відображають циклостійкість IGBT модулів має певні обмеження, як по значенням перепаду температури чіпу IGBT в циклі ΔT_j так і значенням середньої температури чіпу IGBT протягом циклу $T_{j\,m}$, тому лінійні діаграми, що зображені на рисунку 5.24 були апроксимовані наступною формулою [21]:

$$\mathbf{N_f = \exp\left((\ln A_0 - k \cdot T_{j\,m}) - B \cdot \ln \Delta T_j\right) =}$$

$$\mathbf{= \exp\left((39{,}9365 - 0{,}05545 \cdot T_{j\,m}) - 5{,}05353 \cdot \ln \Delta T_j\right).} \qquad (5.114)$$

Слід зауважити, що діаграми рисунку 5.24 були отримані за результатами прискорених випробувань для економії часу випробувань [22] при тривалості протікання струму $t_{on(test)} = 1{,}5$ с. та при тривалості циклу циклу $t_c = 3$ с. прискорені випробування на циклостійкість проводиться при тривалості циклу $t_c = 3$ с та тривалості навантаження $t_{on(test)} = 1{,}5$ с. При цьому згідно [23], якщо параметри циклу є інші, то уточнене значення циклів до відмови IGBT модуля N_{app} визначається за формулою: [13]

$$N_{app} = N_f \cdot \left(\frac{t_p}{t_{on(test)}}\right)^{-0{,}463}. \qquad (5.115)$$

Теплоємність IGBT модулів дуже мала, тому зміна їх температурного режиму при циклічному навантажені в значної мірі залежить від теплоємності охолоджувача. Визначення кількості циклів до відмови IGBT модулів при циклічному навантажені вирішується за наступним алгоритмом:

5.7.1 Значення $T_{h\,min} T_{h\,min}$визначається за формулою (5.103).

5.7.2 Значення $T_{j\,T\,max}$ визначається за формулою (5.109) або (5.111).

5.7.3 Значення перепаду температури чіпа IGBT в циклі ΔT_j визначається за формулою:

$$\mathbf{\Delta T_j = T_{j\,max} - T_{j\,min} = T_{j\,max} - T_{h\,min}.} \qquad (5.116)$$

5.7.4 Середнє значення температури чіпа IGBT в циклі $T_{j\,m}$ визначається за формулою:

$$T_{j\,m} = (T_{j\,max} + T_{j\,min})/2. \quad (5.117)$$

5.7.5 За формулою (5.117) визначається кількість циклів до відмови IGBT модуля при умові, що тривалість циклу дорівнює 3 с, бо діаграми рисунку 5.24 і відповідно формула (5.117) визначені за результатами випробувань IGBT модулів при тривалості циклу $t_{c\ test} = 3$ с. та при тривалості протікання струму $t_{on\ test} = 1{,}5$ с. [22]

5.7.6 За формулою (5.118) визначається уточнене значення циклів до відмови IGBT модуля N_{app}.

5.7.7 Оцінка часу експлуатації IGBT модулів в умовах циклічного навантаження визначається за наступними формулами:

$$t_{w1} = t_c \cdot N_f/3600 \text{ (годин)}, \quad (5.118)$$

або при річному ресурсі роботи 7000 годин (без урахування часу простою, профілактики та ремонту) за формулою:

$$t_{w2} = t_c \cdot N_f/252{\cdot}10^5 \text{ (років)} \quad (5.119)$$

На цьому виконання розрахунків закінчується і за результатами розрахунків робляться певні висновки.

5.8 Захист IGBT від струму короткого замикання

У 80-х роках минулого сторіччя було розроблено два принципово нових типів силових напівпровідникових приладів – MOSFET та IGBT. На відзнаку від діодів та тиристорів, у яких номінальний струм обумовлюється площею одиночної напівпровідникової структури (чипу), у MOSFET та IGBT номінальний струм силових ключів цих приладів обумовлюється паралельним з'єднанням кількох чипів площею 12 х 10 мм, які в свою чергу складаються з паралельно з'єднаних кількох сотен тисяч комірок розміром 5-10 мкм.

Ці відміни обумовлюють різні значення максимально допустимої амплітуди струму та тривалості його протікання. Так діоди та тиристори допускають протікання імпульсу струму синусоїдальної форми тривалістю 10 мс амплітудою 10-20 кратного значення номінального струму, в той час як MOSFET та IGBT допускають протікання прямокутного імпульсу струму тривалістю 10 мкс амплітудою 5-6 кратного значення номінального струму. Типові осцилограми при протіканні струму короткого замикання (КЗ) –зображені на рисунку 5.25. [16]

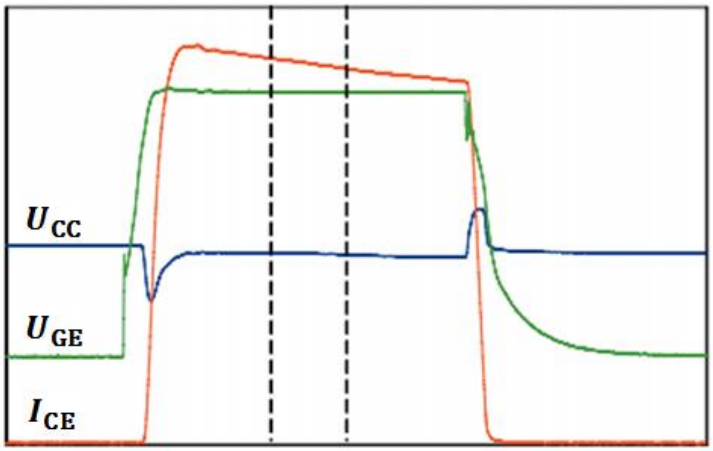


Рисунок 5.25 Типові осцилограми при КЗ

Тому швидкодія системи захисту MOSFET та IGBT має бути майже у 1000 разів менша ніж система захисту діодів та тиристорів. Цієї вимоги задовольняє система захисту на основі датчика Холла.

Ефект Холка – явище, при якому виникає поперечна різниця потенціалів підчас розміщення напівпровідникової пластини з постійним струмом у магнітному полі.

У найпростішому розгляді ефект Холла виглядає наступним чином. Вздовж напівпровідникової пластини протікає слабкий стабілізований постійний струм величною 1-2 мА, при цьому перпендикулярно площі пластини діє магнітне поле, що створюється від

протікання силового струму через MOSFET або IGBT. Магнітне поле буде відхиляти носії заряду, в залежності від знаку заряду, до однієї чи другої грані пластини, рисунок 5.26.

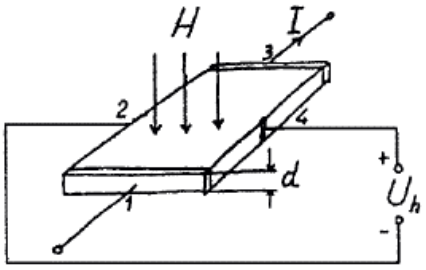


Рисунок 5.26. Ефект Холла

Таким чином, сила Лоренца приведе до накопичення від'ємного заряду біля однієї грані пластини та додатного – біля протилежної грані. Накопичення зарядів продовжуватиметься доти, поки електричне поле зарядів, яке виникло під дією магнітного поля, не врівноважить магнітну складову сили Лоренца. В залежності від геометричних параметрів напівпровідникової пластини та щільності магнітного поля накопичені заряди створюють електрорушійну силу (ЕРС) Холла близько 50-300 мкВ. Це відносно мала величина напруги тому для практичного використання ефекту Холла, датчики Холла завжди використовують в складі інтегральної мікросхеми, яка підсилює та обробляє ЕРС Холла і має назву магнітокерована мікросхема.

Магнітокеровані мікросхеми в основному використовуються у пристроях двох типів: у вимірювальних пристроях, в яких вихідний сигнал є функцією величини магнітної індукції, та в перемикаючих пристроях, де при досягненні певного порога величини індукції магнітного поля вихідний сигнал стрибком змінюється від однієї величини до другої (що кодуються як "0" та "1"). В обох випадках сигнал з датчика Холла обробляється підсилюючими та, при необхідності, тригерними елементами мікросхеми. У зв'язку з цим магнітокеровані мікросхеми поділяються на два типу: аналогові та цифрові. Типова аналогова мікросхема складається з датчика Холла, стабілізатора напруги живлення мікросхеми та підсилювача напруги датчика Холла. В цифрову мікросхему добавляється тригер. Функціональна схема цифрової магнітокерованої мікросхеми типу К1116 КП3 наведена на рисунку 5.27. [24] Ця мікросхема в своєму складі має наступні функціональні вузли: стабілізатор напруги (СТ), датчик Холла (ДХ) розміром 0,6 х 0,5 х 0,012 мм (довжина х ширина х товщина), сигнал з якого подається на диференційний підсилювач (УТ), сигнал з виходу підсилювача подається на вхід тригера Шмідта, до виходу якого підключено транзистор з відкритим колектором (ВТ). В зв'язку з тим, що ЕРС Холла значно залежить від температури датчика, то в мікросхему введено термочутливий елемент (ТЧ), який змінюючи

коефіцієнт підсилення диференційного підсилювача, компенсує температурну залежність датчика Холла. Колектор вихідного транзистора через зовнішній резистор приєднується до позитивному полюсу напруги живлення мікросхеми. Якщо індукція магнітного поля, що діє на датчик Холла, недостатня для спрацювання тригера Шмідта (при номінальному режимі роботи перетворювача), вихідний транзистор знаходиться у закритому стані і на його колекторі буде напруга живлення мікросхеми – логічна “1”. При індукції магнітного поля, що діє на датчик Холла, достатньої для спрацювання тригера Шмідта (при аварійному режимі роботи перетворювача) вихідний транзистор перейде у відкритий стан і на його колекторі буде напруга 0,2-0,4 В – логічний “0”, якій подається в систему управління перетворювача в якості команди на відключення перетворювача.

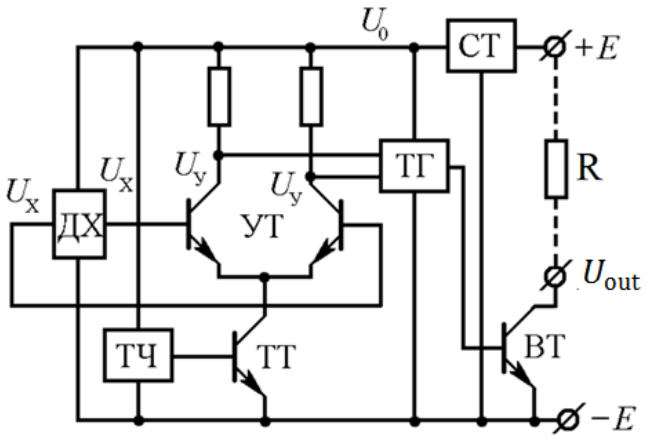


Рисунок 5.27. Функціональна схема мікросхеми К1116 КП3 [24]

Параметри мікросхеми К1116 КП3 наведені у таблиці 5.4.

Таблиця 5.4 – Параметри мікросхеми К1116 КП3

Назва параметру	Значення параметру
Розміри, мм	М14 х 1, l = 25
Напруга живлення, U_s, В	6…16
Максимальний струм навантаження, I_{sw}, мА	25 (відкритий колектор)
Індукція спрацювання, B_{on}, мТл	55
Індукція відпускання, B_{off}, мТл	10
Час спрацьовування / відпускання, t_{on}/t_{off}, мкс	0,25 / 0,5
Характеристика перемикання	пряма (рисунок 5.29)

Конструктивно магнітне поле, що створюється навкруги провідника через який протікає струм короткого замикання, концентрується на площини датчика Холла за допомогою феритового кільця, рисунок 5.28. Причому товщина розрізу у феритовому кільці,

в який поміщається датчик Холла, має зміну величину щоб створити нерівномірне магнітне поле в зазорі. Переміщуючи датчик Холла у цьому зазорі, можна встановлювати значення струму, при якому буде спрацьовувати мікросхема (на виході з'явиться логічний "0"), рисунок 5.28.

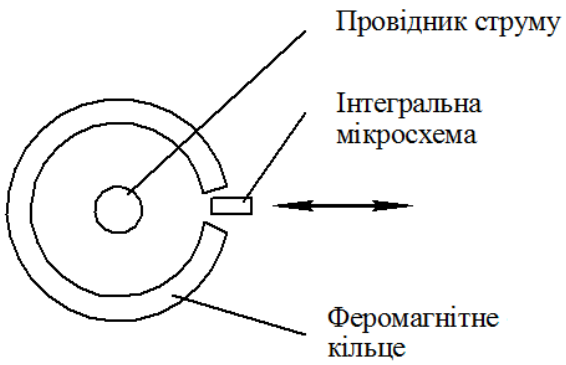


Рисунок 5.28. Розташування мікросхеми з датчиком Холла в концентраторі магнітного поля

Логічнай "0" з мікросхеми подається в систему управління перетворювача, яка перестає подавати імпульси управління на затвори усіх IGBT, що приведе до припинення роботи інвертора, щоб тривалість протікання струму короткого замикання не перевищувала 10 мск. Передаточна функція цього процесу наведена на рисунку 5.29.

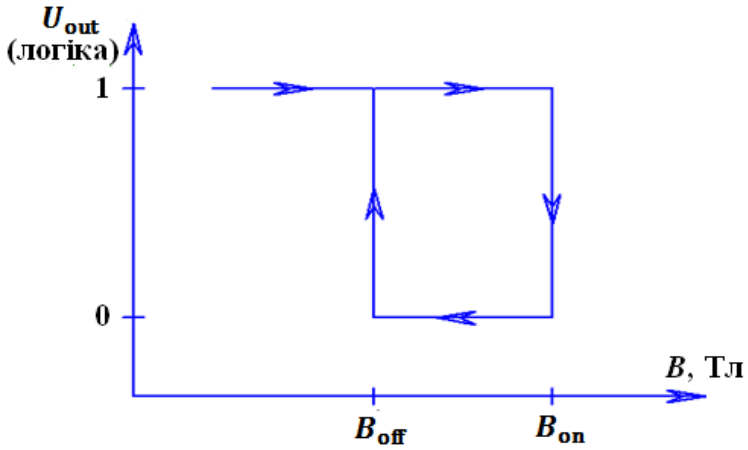


Рисунок 5.29. Передаточна функція мікросхеми К1116КП3

6. КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Що таке силовий напівпровідниковий прилад?

2. Охарактеризуйте види силових діодів.

3. Як утворюється *p-n* перехід діода?

4. Охарактеризуйте зворотну ВАХ діода.

5. Навіщо потрібно робити фаску на діодних структурах?

6. Чим обмежується максимальна зворотна напруга діоду?

7. Що таке лавинний пробій *p-n* переходу?

8. Як впливає на діоди космічне випромінювання?

9. Що таке втрата термічної стійкості і чим вона обумовлена?

10. Охарактеризуйте параметри ВАХ діоду у провідному стані.

11. Охарактеризуйте процес вмикання діоду у провідний стан при високої швидкості наростання струму.

12. Охарактеризуйте перехідний процес вимикання силового діода.

13. Що таке “жорстка” та “м’яка” замикаюча властивість силового діоду?

14. Що таке тепловий опір приладу і як він визначається?

15. Що таке тиристор? Охарактеризуйте види тиристорів.

16. Який принцип дії тиристора блокованого у запірному напрямі?

17. Як відбувається перемикання тиристора?

18. Як відбувається вмикання тиристора?

19. Що таке ефект ***di/dt*** ?

20. Як відбувається процес закривання тиристора?

21. Що таке ефект $\boldsymbol{du/dt}$?

22. Що таке тиристор з інтегрованим управлінням?

23. Який принцип дії асиметричного замикного тиристора?

24. Що таке GCT зі зворотною провідністю?

25. Зобразить спрощену схему інвертора напруги на RC IGCT і поясніть призначення її елементів..

26. Поясніть принцип дії польового транзистора з планарним ізольованим затвором.

27. Поясніть принцип дії польового транзистора з ізольованим затвором типу Trench.

28. Охарактеризуйте характеристики MOSFET у провідному стані.

29. Охарактеризуйте області застосування MOSFET.

30. Що таке біполярний транзистор з ізольованим затвором?

31. Який принцип дії IGBT?

32. Як відбувається включення IGBT?

33. Як відбувається вимикання IGBT?

34. Охарактеризуйте вольт-амперну характеристику IGBT.

35. Що таке область безпечної роботи IGBT.

36. Охарактеризуйте область безпечної роботи IGBT в області прямого зміщення затвору.

37. Охарактеризуйте область безпечної роботи IGBT в області зворотного зміщення затвору.

38. Охарактеризуйте область безпечної роботи IGBT в режимі обмеження струму короткого замикання.

7. ЛІТЕРАТУРА

1. Прилади напівпровідникові силові. Загальні технічні вимоги. ДСЕУ 3480–96 (ГОСТ 20859.1–98). 20 с.

2. Прилади напівпровідникові силові. Основні види та характеристики. Терміни та визначення. ДСТУ 3724–98, 16 с.

3. Запираемые тиристоры / Быстродействующие диоды. ABB Semiconductors AG, 2006 г., 166 с.

4. J. Waldmeytr, B. Blacklunnd. Design of RC Snubbers for Phase Control Applications [Електронний ресурс] = / Конструкція RC снабберів для мереж, що управляються по фазі / Application Note ABB 5SYA 2020-02 Feb. 08 / ABB Semiconductors – Електронні данні (1 файл). – Switzerland [2008] – Режим доступу:

https://library.e.abb.com/public/27552f27f7688d5cc12573e90032b2cb/Design%20of%20RC%20snubbers%20for%20PCT_5SYA%202020-02NewLay.pdf вільний, – Загол. з екрану.

5. Ф. Джентри, Ф. Гутцвиллер, Н. Голоньяк, Э. фон Застров Управляемые полупроводниковые вентили. «Мир», М.,1967, 456 с.

6. Тиристори. Терміни, визначення та літерні позначення параметрів. ДСТУ 2527–94, 68 с.

7. Gate-drive Recommendation for Phase Control and Bi-dsrectionally Controlled Thyristors/ Application Note 5SYA2034-02 June 07 / Рекомендації по управлінню тиристорів та триаків. Рекомендації по застосуванню 5SYA2034-02 / ABB Semiconductors – Електронні данні (1 файл). – Switzerland [2013] – Режим доступу:

https://library.e.abb.com/public/fe9dd0f01cf7be78c12573ed0036e0b9/Gate-drive%20recommendations%20for%20PCT_%205SYA%202034_02NewLay.pdf вільний, – Загол. з екрану.

8. ABB Phase Controled Thyristors (PCT) – Thyristors, PCT Databook Section 2, 3, 5 [Електронний ресурс] = Тиристори / ABB Semiconductors – Електронні данні (1 файл). – Switzerland [2008] – Режим доступу:

http://www.abb.com/productguide/product.aspx?&c=c12573e7003304adc1256b820064c0b3&db=db0003db004291 вільний, – Загол. з екрану.

9. Voltage ratings of high power semiconductors AN 5SYA 2051. [Електронний ресурс] = Номінальне значення напруги силових напівпровідникових приладів / Bjorn Backlund, Eric Carroll / ABB Semiconductors – Електронні данні (1 файл). – Switzerland [2015] – Режим доступу:

https://library.e.abb.com/public/1c4234b4fa1cb5f4c12571e7004bed25/Voltage%20ratings%20of%20high%20power%20_%205SYA%202051NLay.pdf вільний, – Загол. з екрану.

10. Остренко В.С. Василенко О.В. Определение температуры полупроводниковой структуры тиристора при циклической нагрузке. Науковий журнал “Електротехніка та електроенергетика”, 1’2012 р., С. 13–16.

11. Applying IGCTs . [Електронний ресурс] = Застосування IGCT / Thomas Setz, Matthias Luscher / AN 5SYA2032-03 ABB Semiconductors – Електронні данні (1 файл). – Switzerland [2013] – Режим доступу: https://library.e.abb.com/public/51154b233cdcc83883257cd3002af728/Applying%20IGCTs_5SYA%202032-03.pdf вільний, – Загол. з екрану.

12. Applying IGCT Gate Unit. [Електронний ресурс] = Застосування блоку управління IGCT / Vasilelos Kappatos, Christoph Waltisborg / AN 5SYA2031-05 ABB Semiconductors – Електронні данні (1 файл). – Switzerland [2015] – Режим доступу: https://library.e.abb.com/public/dd8f7aa3dc9f43918e03d5d7807fb47d/Applying%20IGCT%20gate%20units_5SYA%202031-05_Sep2015.pdf вільний, – Загол. з екрану.

13. Application Manual Power Semiconductors [Електронний ресурс] = Підручник до застосування силових напівпровідникових приладів / Arendt Wintrich, Ulrich Nicolai, Werner Tursky, Tobias Reimann/SEMIKRON International GmbH [2015] – Режим доступу: http://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-application-manual-power-semiconductors-english-en-2015 (вільний).– Загол. з екрану.

14. SEMITRANS Mounting instructions [Електронний ресурс] = Інструкція до монтажу модулів SEMITRANS / SEMIKRON International GmbH [2014] – Режим доступу: http://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-mounting-instruction-semitrans-igbt-modules-en-07-02-2014-rev02 (вільний).– Загол. з екрану.

15. Technical Explanation SEMITOP_2015_10_14 [Електронний ресурс] = Технічний опис модулів SEMITOP / SEMIKRON International GmbH [2015] – Режим доступу: http://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-technical-explanation-semitopR-the-low-and-medium-power-module-for-high-integrated-applications-en-2015-10-14-rev-03 (вільний).– Загол. з екрану.

16. Applying IGBTs [Електронний ресурс] = Застосування IGBT / Bjorn Backlund, Raffael Schnell, Ulrich Schlapbach, Roland Fischer, Evgeny Tsyplakov / AN 5SYA2053-04 ABB Semiconductors – Електронні данні (1 файл). – Switzerland [2013] – Режим доступу: https://library.e.abb.com/public/ab119704d4797bc283257cd3002ac5e0/Applying%20IGBTs_5SYA%202053-04.pdf (вільний).– Загол. з екрану.

17. . Остренко В.С. Определение максимально допустимого значения частоты коммутации модуля IGBT. Науковий журнал “Електротехніка та електроенергетика”, 2’2012 р., С. 28–33.

18. Остренко В.С., Критська Т.В. Визначення температури IGBT модуля при пуску асинхронного двигуна. Науковий журнал “Електротехніка та електроенергетика”, 2’2013 р., С. 47–53.

19. Drive System Application. Engineering braking chopper operation. [Електронний ресурс] = Застосування систем електроприводу. Проектування гальмівного чопперу / Siemens – Електронні данні (1 файл). – [2008] – Режим доступу:

https://cache.industry.siemens.com/dl/files/908/22101908/att_4619/v1/pdf_engineering_braking_chopper_operation_v1_2_en.pdf (вільний).– Загол. з екрану.

20. Vacon NX Braking resistors Usermanual [Електронний ресурс] = Гальмівні резистори. Посібник користовуча. Електронні данні (1 файл). – [2015] – Режим доступу:

http://www.vacon.com/ImageVaultFiles/id_2799/cf_2/Vacon-NX-Brake-Resistors-User-Manual-DPD01573B-UK.PDF (вільний).– Загол. з екрану.

21. Остренко В.С. Оцінка часу експлуатації модулів SKiiP4 в режимі циклічного навантаження. Науковий журнал “Електротехніка та електроенергетика”, 1’2015 р. С. 34–38.

22. SEMIKRON AN 9001 IGBT4 and free wheeling diode CAL4 in IGBT modules [Електронний ресурс] = IGBT4 та діод зворотного струму CAL4 в IGBT модулях / Arendt Wintrich / SEMIKRON – Електронні данні (1 файл). – [2009] – Режим доступу:

http://www.tme.eu/ru/Document/0311e9f7886954b2923e5565424c4ff5/SKM300GAL12E4.pdf (вільний).– Загол. з екрану.

23. Technical Information IGBT modules Use of Power Cycling curves for IGBT 4

Infineon AN 2010-02 [Електронний ресурс] = Технічна інформація. IGBT модулі /Використання кривих циклічного навантаження для IGBT4./ Hubert Ludwig / Infineon – Електронні данні (1 файл). – [2010] – Режим доступу:

http://www.bdtic.com/download/infineon/Infineon-AN2010_02_Power_Cycling_Curves_for_IGBT4-AN-v1.0-en.pdf (вільний).– Загол. з екрану.

24. Марколенко П. Ю., Викулина Л. Ф., Курмашев Ш. Д., Нимцович А. И. Термостабилизация параметров магнитоуправляемых микросхем. Наукові праці ОНАЗ ім. Попова, № 2, С 110 – 112.