Силові модулі з карбіду кремнію

Даніель Принд (Daniel Prindle), Semikron Danfoss
Пол Дрексхейдж (Paul Drexhage), Semikron Danfoss
Переклад: Володимир Павловський, к.т.н, с.н.с., Інститут електродинаміки (ІЕД) НАН України
Редагування: Сергій Поліщук, к.т.н, с.н.с., ТОВ НВП «Техносервіспривід»
E-mail: sp.tsdrive@gmail.com

Ця стаття містить основні дані MOSFET-пристроїв на основі карбіду кремнію (SiC) у промислових силових напівпровідникових модулях. Вона призначена для користувачів, знайомих з кремнієвими (Si) силовими напівпровідниками (в першу чергу, IGBT), та сфокусована на силових модулях, які пропонує компанія Semikron Danfoss, які наразі включають пристрої з такими характеристиками:

- **MOSFETи *n*-типу, з розширеними можливостями;**
- **планарний або траншейний затвор;**
- **блокувальна напруга 650...1700 В;**
- **струм стоку > 20 А.**

Поведінка SiC-діодів з бар'єром Шотткі (SBD) розглядається окремо в [3].

На час публікації технологія SiC MOSFET швидко розвивається, тому надану тут інформацію слід розглядати в контексті конкретного покоління чипів.

ПОВЕДІНКА У СТАТИЦІ

Стан провідності

Основне функціонування SiC MOSFETів таке ж, як і Si-пристроїв, де затвор використовується для керування струмом між стоком і витоком. Коли затвор закритий ($V_{GS} \leq 0$ В), канал закривається, і пристрій блокується. Коли напруга на затворі піднімається вище порогового значення ($V_{GS} > V_{GS(th)}$), канал починає відкриватися (*p*-область інвертується електричним полем, а *p-n*-перехід локально зникає), і струм може протікати (рис. 1). Зі збільшенням напруги на затворі відкривається все більша частина каналу (більша частина *p*-області інвертується), що призводить до зниження опору каналу і, отже, до зниження загального опору $R_{DS(on)}$. Критична напруженість поля SiC набагато вища, ніж для Si, тому область *n*-дрейфу може бути набагато тоншою порівняно з Si, а падіння напруги в прямому напрямку набагато нижчим.

Вища напруга на затворі часто є бажаною для мінімізації втрат провідності. Збільшення цієї напруги дає нижчу напругу «стік-витік» для заданого струму (рис. 2). Однак менші втрати повинні бути збалансовані з іншими факторами. Вища напруга V_{GS} призводить до більшого відкривання каналу, що дозволяє протікати більшому струму короткого замикання, і збільшує стрес модуля під час цього імпульсу. Імпульси короткого замикання повинні бути швидко виявлені та вимкнені, інакше MOSFET буде зруйновано.

За високих струмів опір $R_{DS(on)}$ стає нелінійним. Він є функцією струму та збільшується зі зростанням струму.

За дуже високих струмів MOSFET виходить зі стану насичення з майже горизонтальною вихідною характеристикою, як показано на рисунку 2 для $V_{GS} = 8$ В. Ступінь десатурації збільшується зі збільшенням напруги на затворі та зменшується з підвищенням температури.

Наприклад, крива залежності струму ID від напруги VDS різко вигинається при $V_{GS} = 8$ В, як показано на рисунку 2. Однак при $V_{GS} = 15$ В цей ефект стає набагато менш помітним. Для розрахунку втрат ним нехтують, і для заданої температури задають одне значення $R_{DS(on)}$. Зазвичай уникають нелінійної робочої області, тому існує відносно невелика похибка при використанні одного значення $R_{DS(on)}$, але при цьому розрахунок стає набагато простішим.

Поведінка SiC MOSFET змінюється зі зміною температури, особливо це стосується опору в увімкненому стані

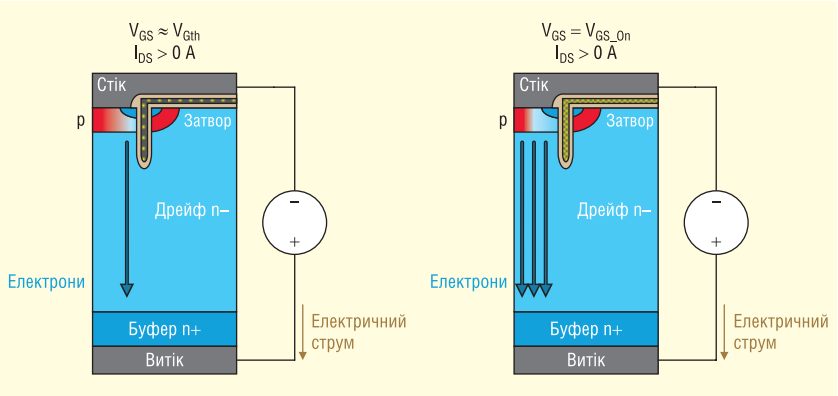


Рис. 1. Часткова (зліва) та повна (справа) пряма провідність

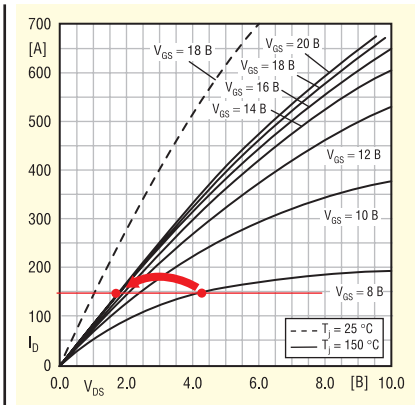


Рис. 2. Вплив напруги затвора на падіння напруги (модуль SKM350MB120SCH15)

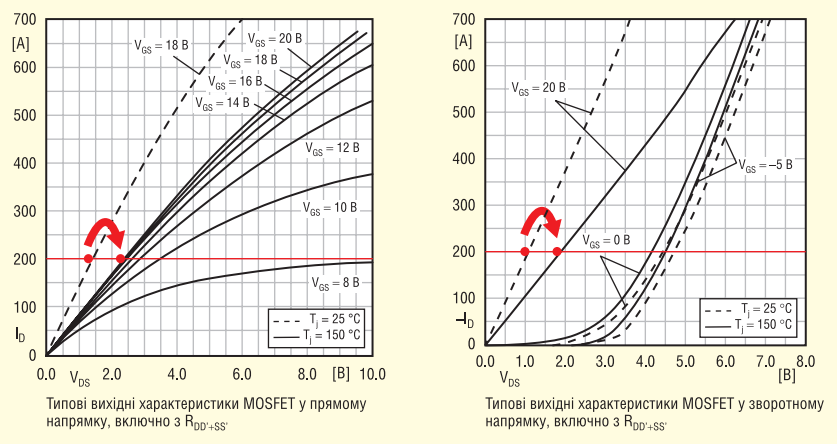


Рис. 3. Залежність падіння прямої та зворотної напруги MOSFET від температури (V_{GS} >> 0 В)

($R_{DS(on)}$). Вплив цього спостерігається на вольт-амперних характеристиках пристрою в прямому та зворотному напрямках (рис. 3). Опір $R_{DS(on)}$ має великий позитивний температурний коефіцієнт; це означає, що зі збільшенням температури опір $R_{DS(on)}$ також збільшується. Це забезпечує відповідний баланс між паралельно з'єднаними чипами та модулями.

Області дрейфу MOSFET, леговані p-структурою та *n*-структурою, утворюють *p-n*-діод. Цей «внутрішній» діод стає зміщеним у прямому напрямку (активним), коли MOSFET зміщений у зворотному напрямку.

Внутрішній діод поводиться як типовий *p-n*-діод, але з деякими додатковими ефектами, пов'язаними з затвором. Як видно з розгляду рисунка 4, зеленим пунктиром окреслений вертикальний зріз у MOSFET, який по суті є *p-n*-діодом. При негативній напрузі затвора активний лише діод. При зворотному струмі генеруються дірки та протікає струм. Він зростає по експоненті з падінням прямої напруги.

Коли напруга на затворі перевищує 0 В, канал починає відкриватися, що призводить до зниження імпедансу по шляху для протікання струму. Якщо затвор повністю відкрито під час зворотної провідності, падіння напруги в прямому напрямку стає значно меншим (рис. 5).

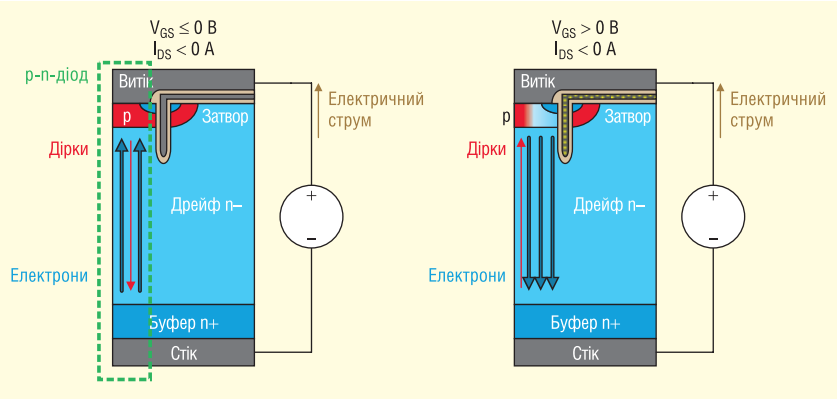


Рис. 4. Зворотна провідність лише через внутрішній діод (зліва) та через внутрішній діод плюс канал (справа)

Стан блокування

Карбід кремнію має значно вищу напруженість електричного поля пробою (В/см), ніж кремній. Це можна використовувати для створення пристроїв з вищими напругами блокування або для створення тонших пристроїв з такою ж напругою блокування, але з меншими втратами. Сучасні SiC MOSFET є відносно товстими з великим запасом по напрузі блокування, але тенденція розвитку явно полягає у зменшенні товщини для ще нижчих значень опору $R_{DS(on)}$.

Струм витоку кремнієвих приладів (I_{CES}) подвоюється приблизно кожні 11 °C. Це може призвести до саморозігріву на високих температурах, і до екстремальних температур переходу, що виникають після короткого замикання, навіть якщо прилад витримує початковий імпульс.

Струм витоку SiC MOSFET, як правило, значно нижчий, але також збільшується повільніше, ніж у кремнієвих приладів. Це головна особливість SiC, яка дозволяє безпечно працювати на ще вищих температурах переходу.

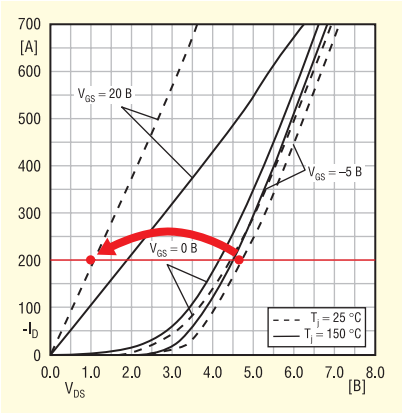


Рис. 5. Вплив напруги затвора на зворотну провідність (SKM350MB120SCH15)

ПОВЕДІНКА У ДИНАМІЦІ

Увімкнення MOSFET

Під час увімкнення струм стоку безпосередньо визначається напругою «затвор-витік». Швидке заряджання затвора може призвести до дуже високого *di/dt* 30...50 кА/мкс, що в 5–10 разів вище, ніж зазвичай відомо для IGBT.

Використання інтегрованого діода в спільному корпусі з MOSFET призводить до збільшення втрат на відновлення у MOSFET. З іншого боку, діод, інтегрований з SiC модулем, майже не виробляє зворотного струму відновлення (I_{rr}). При використанні разом з MOSFET струм увімкнення MOSFET значно зменшується, а, отже, втрати на увімкнення (E_{on}) також зменшуються. Див. [3] для отримання додаткової інформації по цій темі.

Вимкнення MOSFET

Втрати на вимкнення (E_{off}) MOSFET досить низькі порівняно з IGBT. Це пояснюється тим, що MOSFETи є уніполярними пристроями, тобто для перенесення струму використовуються лише електрони. В IGBT електрони та дірки переносять струм, зменшуючи напругу увімкненого стану. Однак під час вимкнення пари «електрон-дірка» та результуючий хвостовий струм спричиняють значно вищі втрати на вимкнення. Без електронно-діркової плазми MOSFETи можуть вимикатися швидше та з меншими втратами. На відміну від IGBT швидкостями зміни струму стоку (*di/dt*) та напруги «стік-витік» (*dv/dt*) можна ефективно керувати за допомогою затвора.

Вимкнення внутрішнього діода

Багато постачальників SiC доклали значних зусиль для покращення характеристик внутрішніх діодів навіть при використанні без SBD. Це дозволяє розробляти продукти лише на MOSFET зі значним зниженням втрат порівняно з комбінацією «IGBT-*p-n*-діод» без додаткових витрат на SiC-чип або чипи іншого типу.

Поведінка при короткому замиканні

Під час короткого замикання в чипі можуть розсіюватися сотні кіловат або навіть мегават потужності. В результаті температура переходу може досягати сотень градусів. Ступінь нагрівання під час короткого замикання залежить, серед інших факторів, від напруги постійного струму, струму короткого замикання, тривалості імпульсу та теплової маси чипа.

Розсіювання потужності під час короткого замикання майже повністю відбувається всередині структури каналу та нагріває лише поверхню чипа, а не весь його об'єм, як у IGBT. Вищі напруги на затворі часто використовуються для досягнення найнижчого можливого $R_{DS(on)}$, але це спричиняє збільшення струмів короткого замикання. Зрештою, SiC MOSFET чипи набагато менші, ніж еквівалентні IGBT з вищою щільністю струму. Тому SiC MOSFET досягають критичних температур за коротших імпульсів. Деякі SiC MOSFET дозволяють витримувати коротке замикання тривалістю лише до 2 мкс, тоді як інші не здатні витримувати будь-якого короткого замикання.

Безпечна робоча зона зворотного зміщення (RBSOA)

SiC MOSFET може мати більше перевищення напруги під час RBSOA, ніж аналогічний йому IGBT. SiC MOSFETи, як правило, мають набагато вищу швидкість перемикання, що призводить до вищих *di/dt* та *dv/dt*. Це може спричиняти коливання під час вимкнення, що, в свою чергу, може призвести до стрибків напруги, які потенційно перевищують номінальні показники пристрою.

Під час використання SiC-приладів необхідно бути дуже обережними, щоб мінімізувати паразитну індуктивність монтажу та підтримувати монтажну симетрію між пристроями. Це допоможе зменшити перевищення напруги та підтримувати рівномірний розподіл струму. З цієї причини нові розробки спрямовані на використання корпусів менших розмірів. Наприклад, широко використовується корпус SEMITRANS 3, але нові SiC-продукти, як правило, є коротшими та компактнішими модулями, часто з кількома паралельними виводами, такими як у лінійці SEMITOP.

Залежність від температури

Втрати на перемикання при 125 та 150 °C досить близькі за значенням (рис. 6). Однак вони мають злегка негативний температурний коефіцієнт. Це оясняється тим, що негативний температурний коефіцієнт порогової напруги означає вищий струм затвора при вищих температурах. Це є недоліком паралельного з'єднання в пристроях з високою частотою перемикання, де втрати на перемикання переважають, оскільки через гарячий чип потече ще більший струм, що призведе до ще більших втрат.

Щоб забезпечити рівномірний розподіл струму в динаміці, необхідно ретельно стежити за тим, щоб паралельно увімкнені модулі були максимально симетричними. Вища швидкість перемикання модулів SiC MOSFET порівняно модулями Si IGBT означає, що потреба симетрії модулів для модулів SiC ще більша. Див. [4] для отримання додаткових рекомендацій щодо паралельного підключення модулів.

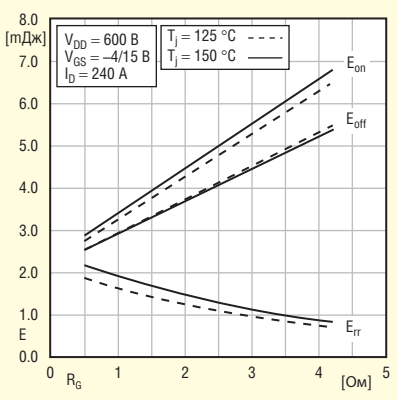


Рис. 6. Типові значення енергії увімкнення/вимкнення E = f(R_G) (SK250MB120CR03TE2)

ДРАЙВЕРИ ЗАТВОРУ

Напруга на затворі

Допустимі напруги ввімкнення та вимкнення для SiC MOSFET залежать від технології виготовлення чипа (наприклад, планарний або траншейний затвор), оскільки існують специфічні для кожного покоління чипів негативні явища, яких необхідно уникати. Вибір напруги залежить від низки взаємно протилежних факторів.

Напруга ввімкнення $V_{GS(on)}$ повинна бути:

- максимізованою (більш позитивною) для низьких втрат провідності (низькі $R_{DS(on)}$);
- мінімізованою (ближче до 0 В) для високої стійкості до короткого замикання (більший час t_{psc});
- мінімізованою, щоб уникнути довготривалого дрейфу порогової напруги затвора ($V_{GS(th)}$).

Напруга вимкнення, $V_{GS(off)}$, повинна бути:

- максимізованою (більш негативною), щоб уникнути паразитного вмикання ключа у вимкненому стані;
- мінімізованою (ближче до 0 В), щоб уникнути довготривалого дрейфу порогової напруги затвора ($V_{GS(th)}$).

Рекомендовані значення V_{GS}, наведені на рисунку 7 і в розділі «Характери-

$t_{d(on)}$	V_{DD} = 600 В I_D = 240 А V_{GS} = –4/+15 В $R_{G\ on/off}$ = 0.5 Ом di/dt_{off} = 15 кА/мкс di/dt_{on} = 22 кА/мкс dv/dt = 22 кВ/мкс L_S = 5 нГн	T_j = 150 °C	49	нс
$t_{d(off)}$		T_j = 150 °C	120	нс
t_r		T_j = 150 °C	17	нс
t_f		T_j = 150 °C	29	нс
E_{on}		T_j = 150 °C	2.97	мДж
E_{off}		T_j = 150 °C	2.57	мДж

Рис. 7. Розташування рекомендованих напруг увімкнення та вимкнення затвора в розділі «Характеристики» технічного опису Semikron Danfoss (наприклад, SK250MB120CR03TE2)

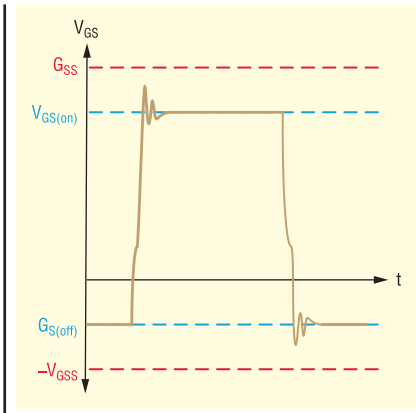


Рис. 8. Визначення напруг ввімкнення та вимкнення з максимальними значеннями

стики» (п. 7.2) технічного опису модуля, є специфічними для прийнятої технології виготовлення чипа та були обрані з метою уникнення будь-яких із перелічених вище недоліків у типових застосуваннях.

Швидке перемикання приладів на основі SiC у поєднанні з паразитною індуктивністю в схемі драйвера та/або струмом зміщення через ємності напівпровідника може спричинити перевищення напруги під час переходів, як показано на рисунку 8.

Щоб уникнути перевищення максимальної напруги затвора, рекомендують розробляти джерела напруги для драйвера затвора таким чином, щоб у їхніх напруг не було допусків з однаковим знаком. Наприклад, якщо задані напруги ввімкнення/вимкнення $V_{GS(on)}/V_{GS(off)}$ для пристрою становлять +15 В/–4 В, тоді джерела живлення драйвера затвора слід настроїти наступним чином:

- Vpos = 15 +0/–1 В;
- Vneg = –4 –0/+1 В.

Уникнути перенапруги на затворі може допомогти також схема обмеження напруги затвора. Така схема, показана на рисунку 9, повинна бути розміщена поблизу з'єднання з затвором модуля, а діоди D1 та D2 забезпечують зворотний шлях до негативної та позитивної шин напруги для струму, спричиненого піками напруги.

Вимірювання

Напругу V_{GS} вимірюють на додаткових (якщо такі є) клемах модуля, щоб уникнути шунтування ділянки «затвор-витік» між драйвером та модулем. Оскільки амплітуда процесів перемикання для схем з SiC модулями вища, ніж у пристроях на основі Si, для реєстрації високочастотних процесів (наприклад, коливань напруги) потрібно застосовувати високоякісний диференціальний пробник напруги.

Рекомендовані параметри пробника:

- ширина смуги пропускання (–3 дБ): ≥100 МГц;
- час наростання: ≤3.5 нс;
- довжина з'єднувальних провідників між точкою вимірів і пробником: <600 мм; для зменшення площі контуру між провідниками рекомендується застосовувати виту пару.

Резистори затвора

Вплив резисторів затвору у SiC MOSFET подібний до їх впливу у кремнієвих пристроях в тому, що менший опір затвора зазвичай забезпечує вищу швидкість перемикання та менші втрати на перемикання. На рисунку 10 наведено порівняння між втратами на перемикання та опором резистора у колі затвора для швидкого Si IGBT на 1200 В та SiC MOSFET на 1 200 В.

Оскільки швидкість зміни напруги «стік-витік» *dv/dt* у SiC MOSFET є за своєю суттю високою (наприклад, 50 кВ/мкс), багато користувачів використовуватимуть резистори великих номіналів у колі затвору для зменшення *dv/dt*.

Для модулів IGBT Semikron Danfoss було заявлено [2], що використання затворного резистора з опором, зазначеним у технічному описі, дозволяє безпечно перемикати струм, вдвічі більшим за номінальний.

Для SiC MOSFET це правило не діє, оскільки необхідний номінал резистора для затвору буде занадто великим. Струм, для якого вказані втрати, становить лише близько 50% від номінального струму, оскільки це ближче до робочих умов для роботи модулів на вищих частотах.

Для отримання додаткової інформації щодо вибору резистора у колі затвора зверніться до [5].

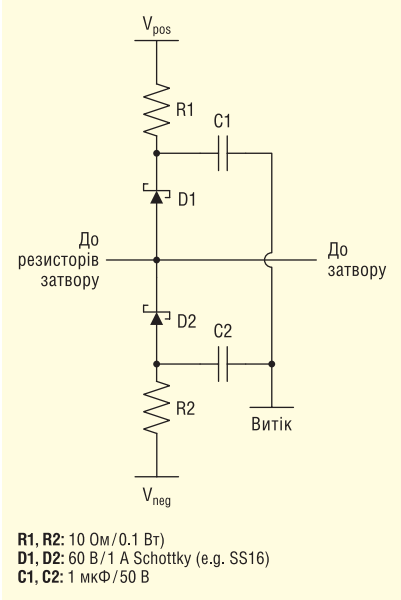


Рис. 9. Приклад схеми обмеження напруги у колі затвора

Індуктивність затвора

Висока швидкість перемикання SiC-приладів означає, що мінімізація індуктивності у колі затвора є критично важливою. В іншому випадку для демпфування паразитних коливань потрібні великі номінали резисторів затвора.

Мінімальний опір резистора затвора для демпфування коливань можна розрахувати за формулою:

$$R_{G,min} \geq \sqrt{\frac{L_G}{C_{iss}}}.$$

Індуктивність затвора можна зменшити, зменшивши площу контуру «затвор-витік» між схемою драйвера затвора та силовим модулем. Найкраще цього досягти за допомогою конструкції на основі друкованої плати. Вузол вито-

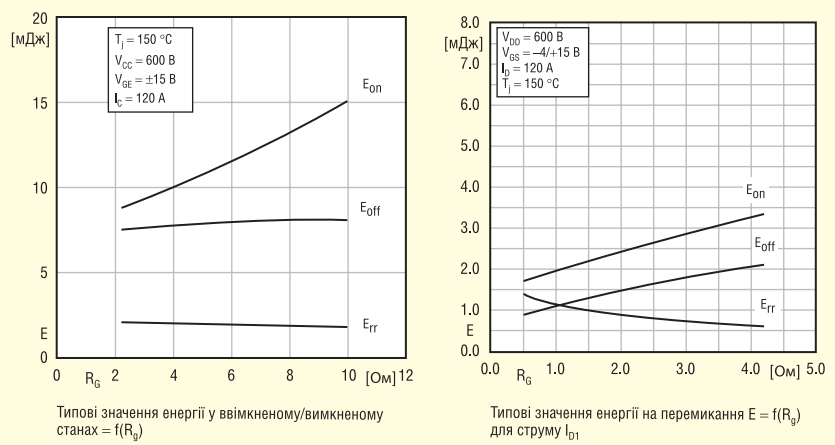


Рис. 10. Залежність втрат на перемиканні від опору резистора затвору для пристроїв Si (зліва) 120 А/1200 В та SiC (права) 250 А/1200 В

ку слід розташовувати на одному шарі як більшу площину. Схема затвора потім розміщується зверху безпосередньо над контактом «витік».

Таблиця 1. Практичні обмеженнядля перетворювачів з жорсткою комутацією (наприклад, 100 кВт)

Клас напруги	Si IGBTs	SiC MOSFETs
1200 В	10...20 кГц	30...60 кГц
1700 В	6...10k кГц	20...40 кГц

Частота комутації

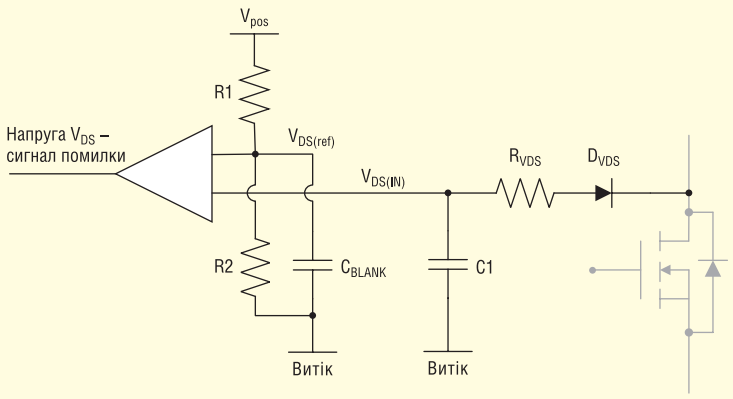
Карбід кремнію (SiC) дозволив використовувати вищі частоти комутації для промислових перетворювачів з потужністю понад 10 кВт. Хоча це дозволяє спростити фільтрацію, існують оптимальні способи проектування для магнітних елементів (з точки зору вартості/розміру/ефективності), які роблять комутацію на вищих частотах непотрібною. Крім того, проблеми, пов'язані з електромагнітними перешкодами у потужних перетворювачах, посилюються на вищих частотах комутації зі збільшенням *dv/dt* та *di/dt*. У таблиці 1 наведено максимальні частоти комутації, які спостерігалися в промисловості з використанням сучасних технологій.

Збільшення частоти комутації також впливає на вимоги до живлення драйвера затвора. Необхідна потужність, яку має забезпечити певний канал драйвера затвора для заданого силового напівпровідникового приладу, прямо пропорційна частоті комутації (розділ 3.3 у [5]). Тому схеми драйверів, які підходили для повільнішої комутації силових модулів на основі кремнію, не так легко адаптувати до пристроїв на основі карбіду кремнію.

Виявлення короткого замикання

Як зазначалося вище, багато поколінь SiC MOSFET не мають або мають дуже малу стійкість до короткого замикання. Крім того, використання вищих (>15 В) напруг на затворі для зменшення втрат у відкритому стані також призводить до дуже високих струмів у разі короткого замикання (наприклад, $>10 \cdot I_{Dnom}$). Тому критично важливо, щоб будь-яка схема виявлення короткого замикання діяла якомога швидше, щоб забезпечити найкращі шанси на «виживання» пристрою.

Виявлення короткого замикання для SiC MOSFET здійснюється шляхом моніторингу падіння напруги в увімкненому стані на пристрої, подібно до того, як це використовується з Si IGBT (тобто DESAT, DSCP). Використовується схема компаратора, де напруга увімкненого стану вимірюється за допомогою блокувального діода, як показано на рисунку 11. Час погашення можна встановити на рівні кількох сотень нс, що можливо, оскільки напруга V_{DS} падає дуже швидко. Наприклад, перемикання 600 В з 10 кВ/мкс означає, що V_{DS} падає до свого мінімального значення впродовж 60 нс.



D_{VDS}: Блокувальний діод, швидке відновлення, висока напруга (наприклад, BY203-20S)
R_{VDS}: Резистор для зниження напруги (залежно від застосування)
C1: Фільтрувальний конденсатор для зменшення завад, якомога меншої ємності (наприклад, <1 нФ)
R1/R2: Подільник напруги для установки статичної напруги спрацьовування (залежно від застосування)
C_{BLANK}: Конденсатор для установки часу гасіння (залежно від застосування)

Рис. 11. Приклад схеми виявлення DESAT

Паразитне вмикання

Як описано в [11], для кремнієвих приладів паразитне ввімкнення може бути спричинене ефектом зворотного зв'язку ємності Міллера або впливом паразитної індуктивності в емітерній (витоковій) гілці.

SiC MOSFET мають нижчу порогову напругу затвора, ніж Si IGBT (наприклад, $V_{GS(th)} \approx 2.5$ В порівняно з $V_{GE(th)} \approx 5.8$ В). Ця характеристика, у поєднанні з вищими *dv/dt* та *di/dt*, властивими високошвидкісному перемиканню, та коефіцієнтами ємності затвора, типовими для SiC MOSFET, означає, що SiC MOSFET-пристрої мають вищий ризик паразитного увімкнення, ніж Si-пристрої.

Схема обмеження напруги затвора, показана на рисунку 9, також забезпечує певний захист від паразитного увімкнення.

Схильність SiC MOSFET до паразитного вмикання визначається співвідношенням ємностей затвора. При високих значеннях dv/dt прикладену напругу на затворі можна оцінити за допомогою наступного рівняння:

$$\Delta V_{GS} = \Delta V_{DG} \cdot \frac{C_{rss}}{C_{iss} - C_{rss}},$$

де $\Delta V_{DG} \approx V_{DC}$ у випадку напівмостової схеми.

Якщо прикладена напруга перевищує напругу вимкнення плюс порогова напруга, пристрій, ймовірно, буде випадково увімкнено.

Приклад

МОП-транзистор на основі SiC комутується з ланкою напругою 600 В постійного струму та використовує напругу $V_{GS(off)} = -4$ В. У технічному описі SiC MOSFET зазначено: $C_{rss} = 27$ пФ, $C_{iss} = 1\,337$ пФ та $V_{GS(th)} = 4.15$ В. Напруга, що прикладається під час комутації, становить:

$$\Delta V_{GS} = 600\ \text{В} \cdot \frac{27\ \text{пФ}}{1337\ \text{пФ} - 27\ \text{пФ}} = 12.37\ \text{В}.$$

Напруга на затворі потенційно може досягати:

$$V_{GS(pk)} = -4\ \text{В} + 12.7\ \text{В} = 8.37\ \text{В}.$$

Це значення перевищує порогову напругу 4.15 В, що означає, що пристрій міг бути увімкнутий.

Надмірна напруга негативної полярності на затворі

Паразитне вмикання через струм ємності Міллера спричинене великими значеннями dv_{DS}/dt позитивної полярності. Великі значення dv_{DS}/dt негативної полярності можуть навести напругу негативної полярності на затворі. Оскільки SiC MOSFET можуть витриму-

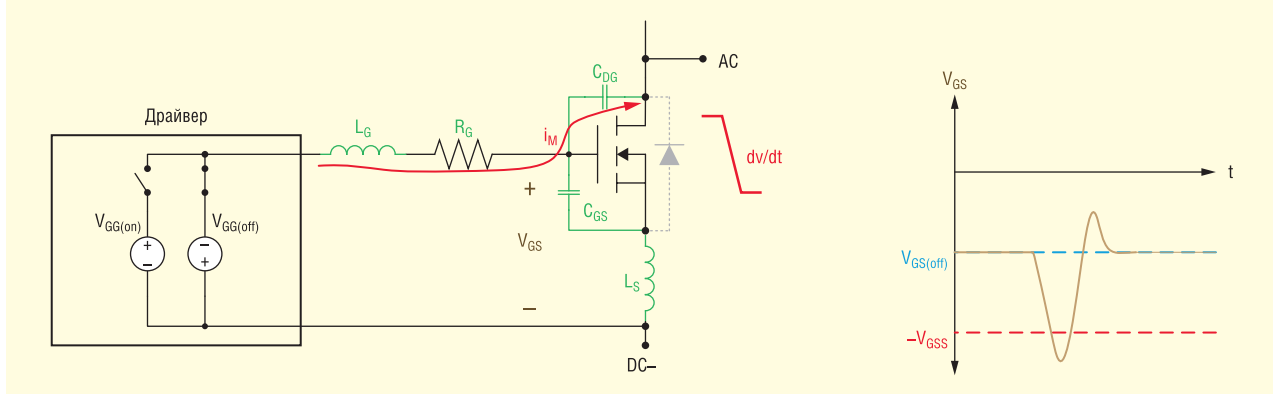


Рис. 12. Сплеск напруги негативної полярності у колі затвора, індукованої струмом Міллера

вати на затворі лише відносно невелику напругу негативної полярності, будь-які індуковані сплески напруги можуть призвести до пошкодження пристрою.

На рисунку 12 показано, як швидко спадаюча напруга від виводу змінного струму до виводу постійного струму (від стоку до витоку) індукує струм від затвора до витоку через ємність Міллера. Цей струм спричиняє падіння напруги негативної полярності на імпедансах у колі затвора. Воно додається до напруги вимикання затвора негативної полярності, що поступає від драйвера.

Можна уникнути як паразитного вмикання, так і надмірної негативної напруги на затворі за допомогою схеми обмеження Міллера. Між затвором та витоком силового модуля підключають MOSFET на драйвері затвора. Коли силовий модуль знаходиться у вимкненому стані, схема драйвера затвора утримує цей MOSFET увімкненим. MOSFET ефективно закорочує струм Міллера, запобігаючи утворенню падіння напруги на імпедансах у колі затвора (наприклад, L_G, R_G). Сучасні мікросхеми драйверів затворів містять такий MOSFET внутрішньо, що означає, що потрібне лише додаткове підключення затвора.

Далі буде

Більш детальну інформацію щодо продукції Semikron Danfoss можна отримати, звернувшись до офіційного дистриб'ютора в Україні — ТОВ НВП «Техносервіс-привід»:
03057, м. Київ,
пр-т Берестейський, 56,
офіс 335,
тел. +38 (044) 458-47-66,
e-mail: sp.tsdrive@gmail.com,
www.tsdrive.com.ua,
www.semismart.com.ua

Література:

1. www.semikron-danfoss.com
2. A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, T. Reimann, «Application Manual Power Semiconductors», 2nd edition, ISLE Verlag 2015, ISBN 978-3-938843-83-3.
3. Д. Прінцдл, М. Робліц, Ш. Хьозер, пер. В. Павловський, ред. С. Поліщук, «SiC-діоди: поведінка в динаміці», CHIP NEWS, № 3, 2026.
4. N. Hofstötter, «IGBT Modules in Parallel Operation with Central and Individual Driver Board», Application Note AN 17-001 — rev02, Semikron Danfoss, www.semikron-danfoss.com
5. P. Drexhage, «Gate Driver Basics», Application Note AN 21-002 — rev02, Semikron Danfoss, www.semikron-danfoss.com
6. А. Вінтріх, У. Шойерманн, пер. В. Павловський, ред. С. Поліщук, «Моделювання циклів навантаження для лінійок IGBT», CHIP NEWS, № 4, 2025.
7. U. Schilling, «Cosmic Ray Failures in Power Electronics», Application Note AN 17-003 — rev01, Semikron Danfoss, www.semikron-danfoss.com
8. C. Schmidt and M. Röblitz, «A Performance Comparison of SiC Power Modules with Schottky and Body Diodes», PCIM Europe 2017.
9. P. Drexhage, «Effect of Humidity and Condensation on Power Electronics Systems», Application Note AN 16-001 — rev02, Semikron Danfoss, www.semikron-danfoss.com
10. A. Wintrich, «Thermal resistance of IGBT Modules — Specification and Modelling», Application Note AN 14-004 — rev02, Semikron Danfoss, www.semikron-danfoss.com
11. N. Hofstötter, «Limits and Hints how to Turn off IGBTs with Unipolar Supply», Application Note AN 14-001 — rev03, Semikron Danfoss, www.semikron-danfoss.com

АКУМУЛЯТОР ІЗ СИСТЕМОЮ МИТТЄВОГО ПРИДУШЕННЯ ПЕРЕГРІВУ

Науковці з Академії наук Китаю повідомили про створення нового натрій-іонного акумулятора, в якому використовується особливий тип електроліту. Його ключова особливість полягає в тому, що при екстремальному нагріванні він не спалахує і не вибухає, як це відбувається в традиційних системах, а миттєво переходить у твердий стан, фактично блокуючи подальший розвиток аварійного процесу.

Проблема, яку вирішує ця технологія, відома як тепловий розгін. У звичайних літій-іонних батареях він може призвести до лавиноподібного зростання температури аж до 1000 °C, що супроводжується руйнуванням корпусу та займанням. Такі процеси вкрай важко зупинити, оскільки реакція самопідтримується та продовжується до повного вигоряння матеріалів.

Нова технологія, розроблена під керівництвом професора Ху Юнчена (Hu Yongcheng), пропонує принципово інший механізм захисту. Замість того щоб намагатися гасити пожежу, система запобігає її розвитку на хімічному рівні, роблячи сам сценарій вибуху фізично неможливим. Основою цього підходу став негорючий електроліт, позначений PNE. При досягненні критичної температури близько 150 °C він запускає фазовий перехід і перетворюється на тверду структуру, яка діє як своєрідний «файрвол». Цей бар'єр розриває ланцюжок хімічних реакцій, що відповідають за подальше нагрівання та руйнування акумулятора.

За оцінками розробників, подібні акумулятори можуть вийти на ринок вже до 2027 року та суттєво знизити ризики спалахів у побутовій електроніці та електромобілях.

thechinaacademy.org