

Ви за SiC чи кремній?

Частина 6. Використання польових SiC-транзисторів у блоках живлення центрів обробки даних і телекомунікаційного обладнання

Ануп Бхалла (Anup Bhalla)

Переклад та доповнення: Володимир Рентюк

Це шоста, остання стаття, що завершує цикл статей [1], в яких розглядалися поточні тенденції та особливості застосування напівпровідникових приладів на основі карбіду кремнію (SiC). У попередніх частинах циклу йшлося про особливості цих напівпровідникових приладів, їхні перспективи та ті переваги, що дає їхнє використання, зокрема, у вузлах сучасного електричного транспортного засобу, а також про суперкаскодні SiC-транзистори, розраховані на високу та надвисоку робочу напругу. Остання стаття циклу надає інформацію про переваги застосування польових SiC-транзисторів у блоках живлення середньої потужності центрів обробки даних і телекомунікаційного обладнання. Попередні частини циклу в авторському перекладі з низкою пояснювальних доповнень були опубліковані в [2–6]¹.

З розгортанням мереж п'ятого покоління (5G), у зв'язку з їхньою специфікою, а особливо з переходом у мікрохвильову область частотного спектра [7], ми можемо очікувати масового будівництва нових базових станцій, що пов'язано з нюансами застосування цієї стільникової технології. Зі свого боку зростання кількості базових станцій, призначених для забезпечення необхідного живлення, потребуватиме безлічі високоефективних телекомунікаційних блоків живлення. Щоб задовольнити потребу в підвищенні ефективності, зниженні експлуатаційних витрат і скороченні витрат на специфікації (кількість компонентів, що використовуються), у цій сфері відновився інтерес до рішень

на напівпровідниках із широкою забороненою зоною. Те ж саме можна сказати і про зусилля з просування серверних блоків живлення до постійно зростаючого рівня їхньої ефективності та з мінімальними втратами тепла. Гіпермасштабовані центри обробки даних, що забезпечують розвиток цифрової економіки — цифровізації, аналітики на основі великих даних, «Інтернету речей» і штучного інтелекту, тепер працюють із серверними стійками потужністю 30 кВт і більше з вельми складними системами управління охолодженням [8].

Мережі 5G забезпечують у 100–1 000 разів вищі швидкості передавання даних і обслуговують трильйони пристроїв, що утворюють «Інтернет речей». Однак нічого не дається даром. Для реалізації цих можливостей знадобляться базові станції з багатоелементними керованими антенними решітками — до 64 елементів передавання/

приймання. Відповідно, потрібно 64 передавача й приймача плюс допоміжне обладнання, що сумарно потребуватиме набагато більшої потужності, ніж обладнання попередніх поколінь. Для того, щоб скоротити споживання потужності, необхідної для кожної базової станції, було зроблено багато технологічних удосконалень щодо підсилювачів та антен, але цілком ймовірно, що доведеться побудувати набагато більшу кількість базових станцій, і тут не те щоб кожен ват, а кожен міліват потужності, що підводиться, має бути підраховано. Як то кажуть, курочка по зернятку клює та сита буває.

Усе сказане справедливо і для сучасних центрів оброблення даних (ЦОД), тобто, щоб використовувати складні методи керування живленням, джерела живлення для цих застосувань мають відповідати дедалі суворішим вимогам до ефективності: починаючи з режиму сну, чергового режиму і закінчуючи станом повного навантаження. Досягати недоступних раніше показників ефективності дають змогу нові пропозиції у вигляді топологій на польових транзисторах, виконаних на основі такого широкозонного напівпровідника, як карбід кремнію (SiC). У цій статті ми розглянемо основні топології та можливості подібних пристроїв для цього напрямку техніки. Завдання — зрозуміти, де і як польові SiC-транзистори можуть стати конкурентами кремнієвих транзисторів із суперпереходом (*Si Super Junction*) і польових транзисторів на основі нітриду галію (GaN), зокрема і в режимі збагачення — *enhancement mode* (eGaN).

¹ Уперше цикл опубліковано в Power Systems Design і він доступний за посиланням: <https://www.powersystemsdesign.com/articles/are-you-sic-of-silicon-part-1/22/14274>.

Таблиця 1. Класифікація рівнів ефективності за 80 PLUS

Напруга в електромережі	115 В внутрішній БЖ без резервування				230 В внутрішній БЖ із резервуванням				230 В внутрішній БЖ без резервуванням			
	10	20	50	100	10	20	50	100	10	20	50	100
80 Plus		80%	80%	80%						82%	85%	82%
80 Plus Bronze		82%	85%	82%		81%	85%	81%		85%	88%	85%
80 Plus Silver		85%	88%	85%		85%	89%	85%		87%	90%	87%
80 Plus Gold		87%	90%	87%		88%	92%	88%		90%	92%	89%
80 Plus Platinum		90%	92%	89%		90%	94%	91%		92%	94%	90%
80 Plus Titanium	90%	92%	94%	90%	90%	94%	96%	91%	90%	94%	96%	94%

КОРОТКО ПРО СУТЬ ПРОБЛЕМИ

Загальною проблемою для всіх джерел живлення, як центрів обробки даних, так і базових станцій стільникового зв'язку, є введення в схему спеціального пристрою — коректора коефіцієнта потужності (ККП). Це пов'язано з тим, що випрямлення напруги змінного струму в напругу постійного струму необхідно виконувати з коефіцієнтом потужності, близьким до одиниці, а блоки живлення, що використовуються, є нелінійним навантаженням з тією чи іншою реактивною складовою. Після випрямлення напруга з рівнем приблизно 400 В надходить на перетворювач постійного струму в постійний, що перетворює ці 400 В на напругу проміжної шини 48, 24 або 12 В, яка використовується вже безпосередньо в системі. Цю напругу застосовують в архітектурі розподіленого живлення і далі для технології живлення в навантаження (Power of Load, PoL), що використовує окремі DC/DC-перетворювачі, часто з дуже великими робочими струмами, для живлення центрального процесора або процесорів і блоків пам'яті.

Коли навантаження блоків живлення базових станцій більш-менш рівномірне, то якщо проаналізувати профіль використання блоків живлення серверів ЦОДів, стає зрозуміло, що більша частина їхнього терміну служби припадає на періоди легкого і середнього навантаження. Отже, схеми корекції коефіцієнта потужності і DC/DC-перетворення повинні діяти з високим ККД у дуже широкому діапазоні навантаження, але при дотриманні теплових обмежень під час роботи з піковим навантаженням, а значить, передбачати резерв за потужністю.

Ці вимоги відображені в добре відомому стандарті 80 PLUS, призначеному для сертифікації комп'ютерних джерел живлення. Якщо говорити загалом, то 80 PLUS — це частина ухваленого стандарту енергозбереження, що передбачає сертифікацію комп'ютер-

Таблиця 2. Типова специфікація блоку живлення, взята з проєкту Open Compute Project

Параметри	Значення
Габаритні розміри блока живлення (В×Ш×Г), мм	65×165×529.5
Вхідна напруга змінного струму, В	200–277
Вихідні напруги постійного струму	12.6 В/265 А не стабілізована 52.5 В/5 А стабілізована
Ефективність	ККД за вимогами Titanium+ (за вхідної напруги 230 В, включно з вентилятором охолодження з внутрішнім живленням і втратами на контактах) 90% за 10%-го навантаження 94% за 20%-го навантаження 96% за 50%-го навантаження 91% за 100%-го навантаження
Час утримання вихідної напруги	20 мс за 100%-го зовантаження (найгірший сценарій)
Розподіл	±5% за навантаження >20% ±1% за навантаження 100%
Резервування	Вихідне АБО (ORing) за виходом 12.6 В З можливістю гарячої заміни
Зв'язок	RS-485 — Modbus-вихід блока живлення SMBus між блоком живлення та блоком аварійного живлення CANbus між блоками живлення
Захист	Від перевантаження за струмом, перевищення температури, підвищеної напруги, зниженої напруги та блоку аварійного живлення
Індикація (світлодіодна)	Зелений/жовтий двоколірний світлодіод для прапора PWR OK/BKP Червоний світлодіод для індикації аварії

них блоків живлення на відповідність певним нормам за ефективністю енергоспоживання — ККД, тобто відношенням корисної роботи до витраченої енергії у відсотках. Градації стандарту (рівні сертифікації) та їхні визначення показано в таблиці 1. Що стосується серверів, вони мають відповідати стандарту Titanium, який передбачає високу ефективність (ККД) навіть за 10%-го навантаження.

У таблиці 2 наведено типову специфікацію, узятую з проєкту Open Compute Project, у якій міститься вимога на рівні Titanium+ для блока живлення потужністю 3.3 кВт.

На рисунку 1 показано типову архітектуру джерела живлення на основі резонансного LLC-перетворювача (LLC — читається як «індуктивності-індуктивність-ємність») із вхідним мостовим випрямлячем (вхідний фільтр електромагнітних завад тут не показано), простим підвищувальним перетворювачем для схеми корекції коефіцієнта потужності, виконаним на польових транзисторах, розрахованих на робочу напругу (під цим терміном ми тут розуміємо блокувальну напругу стік-витік — *Drain-source breakdown voltage*) 650 В і карбід-кремнієвими діодами Шотткі. Далі як DC/DC-перетворювач ми,

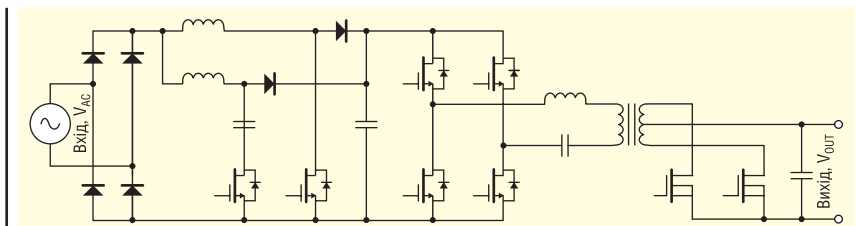


Рис. 1. Типова конфігурація блока живлення. Після вхідного мостового випрямляча використовується схема корекції коефіцієнта потужності і далі LLC DC/DC-перетворювач із комутатором мостового типу

власне, бачимо мостовий LLC-каскад. Топологія LLC забезпечує високу ефективність, а також дає перевагу завдяки широкому діапазону вхідної напруги, саме тому вона знайшла застосування, наприклад, у блоках живлення космічних апаратів [9].

Для каскаду корекції коефіцієнта потужності, який нас особливо цікавить, типові частоти перемикання знаходяться в межах 65–150 кГц. Тут висока ефективність на нижчих частотах приносить в жертву потреби у вищій питомій густині потужності, оскільки коштушки індуктивності, зокрема і вхідного фільтра, на частотах перемикання в 150 кГц матимуть набагато менші розміри, ніж на частотах 30 кГц. Це призводить до використання кремнієвих польових МОН-транзисторів із SiC-діодами Шоттки для підтримання високої ефективності під час жорсткого перемикання на частотах 65–150 кГц. Вдосконалені польові МОН-транзистори з суперпереходом можуть швидко перемикатися, а SiC-діод Шоттки допомагає мінімізувати втрати під час увімкнення в польових МОН-транзисторах. Щоб бути до кінця чесними в цьому питанні, більш ефективними порівняно з кремнієвими тут бу-

дуть нітрид-галієві транзистори [9], але класикою поки що залишається кремній.

У LLC-частині схеми зазвичай використовуються польові МОН-транзистори, розраховані на робочу напругу 650 В. Схема підтримує роботу ZVS (Zero Voltage Switched — перемикання за нульової напруги) і має зніжені струми вимкнення, тому комутаційні втрати тут набагато нижчі, що, власне, і дає змогу працювати на вищих частотах за 100–500 кГц, що зі свого боку дає змогу зменшити розмір трансформатора. На вторинній стороні використовуються кремнієві МОН-транзистори з робочою напругою 80–150 В, але з дуже низьким опором у відкритому стані. Вони призначені для випрямлення високочастотної вторинної змінної напруги та забезпечення регульованої (читаємо: стабілізованої) вихідної постійної напруги. Польові транзистори на 650 В, що застосовуються, обрано таким чином, щоб у разі виходу з тих чи інших причин за межі режиму ZVS за певних несприятливих робочих умов відновлення вбудованого антипаралельного діода не було руйнівним і, відповідно, катастрофічним для блока живлення загалом.

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ: ПОРІВНЯННЯ ТА ОЦІНКА СИЛЬНИХ І СЛАБКИХ СТОРІН

Розглянемо детальніше транзистори, які використовуються на стороні високої напруги, а саме в каскадах корекції коефіцієнта потужності та DC/DC-перетворення. Як уже було сказано, тут, як правило, за умови живлення від стандартної електромережі використовуються пристрої класу 650 В. У таблиці 3 подано огляд сучасного стану пристроїв на основі кремнію, GaN і SiC та їхні відповідні характеристики.

Як можна бачити з таблиці 3, з погляду опору каналу на одиницю площі кристала R_{dsA} транзистори технології SiC FET (SiC JFET), безумовно, є тут найкращим варіантом. Усі пристрої з широкою забороненою зоною, порівняно з кремнієвою альтернативою на основі технології суперпереходу, мають покращення в частині заряду зворотного відновлення антипаралельного діода. Однак тільки пристрої, виконані на основі карбіду кремнію і кремнію, здатні ефективно справлятися з максимальною енергією. Що стосується керування, пристрої на основі нітриду галію в режимі збага-

Таблиця 3. Порівняння варіантів транзисторів на робочу напругу 650 В різних базових технологій

Параметр	SiC каскадний JC0606K	SiC МОН-транзистор	eGaN польовий транзистор	Si Super Junction МОН-транзистор
R_{dsA} , мОм·см ²	0.75	3.5	6.6	10
$R_{DS(on)}$ · E_{oss} , мОм·Дж	255	600	350	462
Порогова напруга увімкнення $V_{G(th)}$, В	5	4.5	1.3	3.5
Стійкість до перевантаження	Є	Є	Немає	Є
Напруга затвора V_{GS} , В	±25	+22/-4	±10	±20
Поведінка діода	Відмінна	Відмінна	Відмінна	Погана

Таблиця 4. Порівняння параметрів альтернативних транзисторів з робочою напругою 650 В, виконаних у корпусах типу TO-247

Параметр/технологія	UF3C065030K4S		UF3C065040K4S		Si Super Junction
	SiC МОН Trench	SiC FET	SiC МОН планарний	SiC FET	
Напруга стік-вітік V_{DS} , макс., В	650				
Максимальна напруга затвор-вітік V_{GS} , макс., В	+22/-4	±25	+22/-10	±25	±20
Номінальний робочий струм стоку I_D , 100С за $T_C = 100$ °С, А	49	62	35	40	43.3
Тепловий опір перехід/корпус $R_{th(jc)}$, макс., °С/Вт	0.57	0.34	0.72	0.46	0.25
Опір відкритого $R_{DS(on)}$ каналу за $T_J = +25$ °С, мОм	30	27	55	42	37
Опір відкритого каналу $R_{DS(on)}$ 125С за $T_J = +125$ °С, мОм	40	35	66	58	80
Опір відкритого каналу $R_{DS(on)}$ 175С за $T_J = +175$ °С, мОм	46	43	72	78	110
Опір затвора R_{GS} , Ом	7	4.5	2	4.5	0.85
Вхідна ємність C_{iss} 400V ($V_{DS} = 400$ В), пФ	1526	1500	1370	1500	8400
Вихідна ємність C_{oss} 400V ($V_{DS} = 400$ В), пФ	150	200	125	110	180
Ємність затвор-стік (ємність Міллера) C_{rss} 400V, пФ	60	2	30	2	40
Ефективна вихідна ємність, пов'язана з енергією ($V_{DS} = 400$ В) $C_{oss(ener)}$, пФ	230		-	146	288
Ефективна вихідна ємність, пов'язана з часом ($V_{DS} = 400$ В) $C_{oss(tbr)}$, пФ	-	520	-	325	1485
Енергія накопичена в C_{OSS} ($V_{DS} = 400$ В) E_{oss} (400V), мкДж	17	18	-	11.7	22.5
Загальний заряд затвора Q_{GS} , нКл	104 (18 В)	43 (12 В)	73 (20 В)	43 (12 В)	300 (10 В)
Пряме падіння напруги діода V_{FSD} , В	3.2	1.3	4.5	1.5	1.0
Заряд зворотного відновлення Q_{rr} , нКл	208	-	85	137	> 1900

WeEn Semiconductors є глобальною компанією — це спільне підприємство, створене в 2016 році компаніями NXP Semiconductor N.V. та Beijing JianGuang Asset Management Co. Ltd з Китаю. Головний офіс компанії розташований у Шанхаї, Китай. Елементи, вироблені компанією WeEn Semiconductors, створюються завдяки участі досвідченого колективу, який до 2016 року був частиною голландського виробника напівпровідників — компанії NXP (раніше Philips).

WeEn займається біполярною технологією, розробляє та виробляє широку гаму тиристорів, симісторів, діодів (у тому числі силових), високовольних транзисторів, компонентів на базі SiC та інших елементів, що широко використовуються в промисловості, автомобілебудуванні, телекомунікації, освітленні, побутовій електроніці тощо. Ця продукція народжується безпосередньо у NXP.

WeEn має заводи в Китаї, науково-дослідні центри (R&D) у Великій Британії та Шанхаї, а також торговельну підтримку в багатьох країнах світу.



MASTEK

м. Київ, пров. Ю. Матушняка, 3, оф. 307
тел. +38 (044) 451-60-80, моб. +38 (067) 919-51-15

Авторизований дистриб'ютор
WeEn в Україні

info@mastek.com.ua
www.mastek.com.ua

Таблиця 5. Порівняння параметрів транзисторів різних технологій, виконаних у корпусах типу DFN 8x8

Параметр/технологія	Si Super Junction	Si Super Junction	GaN каскодний	UF3C065030D8S	UF3C065040D8S
				SiC FET	SiC FET
Номинальний робочий струм стоку ¹ $I_{D,A}$	20	22	16	20	20
Напруга стік-витік, макс. V_{DSV} , В	650	650	650	650	650
Тепловий опір перехід/корпус, макс. $R_{\theta,JC}$, °C/В	0.74	0.66	1.3	0.47	0.64
Максимальна енергія одиночного імпульсу на стоці ² E_{AS} , мДж	171	960	–	120	76
Опір відкритого каналу за $T_J = +25$ °C $R_{DS(on)}$, мОм	62	61	72	27	42
Опір відкритого каналу при $T_J = +150$ °C $R_{DS(on)}$, 150С, мОм	149	134	150	43	78
Опір затвора R_{GS} , Ом	0.85	1.4	–	4.5	4.5
Вхідна ємність C_{iss} , 400V, пФ	3020	4200	600	1500	1500
Ефективна вихідна ємність, пов'язана з енергією $C_{oss(er)}$, пФ	100	97	131	230	146
Ефективна вихідна ємність, пов'язана з часом $C_{oss(tr)}$, пФ	1110	344	217	520	325
Заряд зворотного відновлення Q_{rr} , нКл	10000	9500	89	280	137
$R_{DS(on)} \cdot C_{oss(er)}$, мОм · пФ	14900	12998	19650	9890	11388
$R_{DS(on)} \cdot C_{oss(tr)}$, мОм · пФ	165390	46096	32550	22360	25350
$R_{DS(on)} \cdot Q_{rr}$, мОм · нКл	1490000	1273000	13350	12040	10386

Примітки. ¹ Обмежена значенням $T_{J,max}$
² Ширина імпульсу t_p обмежена значенням $T_{J,max}$

чення (eGaN) мають найнижчі значення порогової напруги ввімкнення $V_{G(th)}$, що в поєднанні з їхньою високою швидкістю ввімкнення/вимкнення і малим діапазоном напруги затвора дещо ускладнює їхнє керування.

У таблиці 4 дано порівняння деяких еквівалентних продуктів індустріального класу, виконаних у поширеному корпусі TO-247. Ми можемо бачити, що кремнієвий транзистор із суперпереходом і польові транзистори UnitedSiC [10] можуть бути керовані напругою 0–10 В. Варіанти SiC МОН-транзисторів вимагають різних напруг, наприклад, від –4 до +18 В. Крім того, всі пристрої на основі карбіду кремнію мають нижчу вхідну ємність (відповідно, і менший заряд затвора) і значно менший заряд зворотного відновлення діода Q_{rr} . Що стосується втрати провідності вбудованого діода, у кремнієвого транзистора з суперпереходом і SiC польового транзистора води нижчі, ніж у SiC МОН-транзистора.

Транзистори серії UF3C є прикладом каскодного (з каскадним кодуванням) польового транзистора компанії UnitedSiC, який було детально описано в [3]. Особливістю цих транзисторів є те, що в одному загальному корпусі разом із нормально відкритим високопродуктивним і швидкодієвим SiC польовим транзистором з керованим *p-n*-переходом (JFET), виготовлено недорогий кремнієвий (Si) МОН-транзистор із робочою напругою 25 В. Цей додатковий транзистор призначений для забезпечення функціонування SiC-пристрою як нормально вимкненого транзистора, спрощеного керування затвором і виключення захисного діода. Такий пристрій може бути легко використа-

ний для заміни вже наявних кремнієвих МОН-транзисторів і IGBT, а також взаємозамінний із SiC-транзисторами всіх типів. Транзистори серії UF3C від компанії UnitedSiC демонструють дуже швидке перемикання, вони виконані в трьохвидних корпусах TO-247 і корпусах TO-247-4L з четвертим додатковим виводом від витоку для схеми Кельвіна, що значною мірою нівелює паразитну індуктивність у ланцюзі керування затвором. Транзистори серії UF3C мають у своїй структурі діод із найкращими на цей час характеристиками зворотного відновлення порівняно з транзисторами такої самої робочої напруги та струму інших технологій. Пристрої серії UF3C оптимальні для перемикання індуктивних навантажень і для будь-якого іншого застосування, що вимагає наявності стандартного драйвера затвора.

У таблиці 5 порівнюються аналогічні пристрої в корпусах DFN8x8: тут

представлено кремнієві транзистори з суперпереходом і SiC FET- і GaN-пристрої, якими можна керувати за допомогою стандартних драйверів, що використовуються для їхніх кремнієвих побратимів. Польові SiC-транзистори компанії UnitedSiC мають дуже низький опір каналу у відкритому стані. Однак порівняння пристроїв із різними $R_{DS(on)}$ при температурі +150 °C найкраще проводити не за значенням опору, а за показниками якості (*Figure of merit* – величина, яку використовують для оцінювання характеристики продуктивності пристрою відносно його альтернатив), що наведені в трьох нижніх рядках таблиці. Як можна бачити, рішення на напівпровідниках із широкою забороненою зоною пропонують кращі показники якості, особливо для показників $R_{ds(on)} \times C_{oss(tr)}$ і $R_{ds(on)} \times Q_{rr}$.

На рисунку 2 у поперечному перерізі показано архітектуру зазвичай ви-

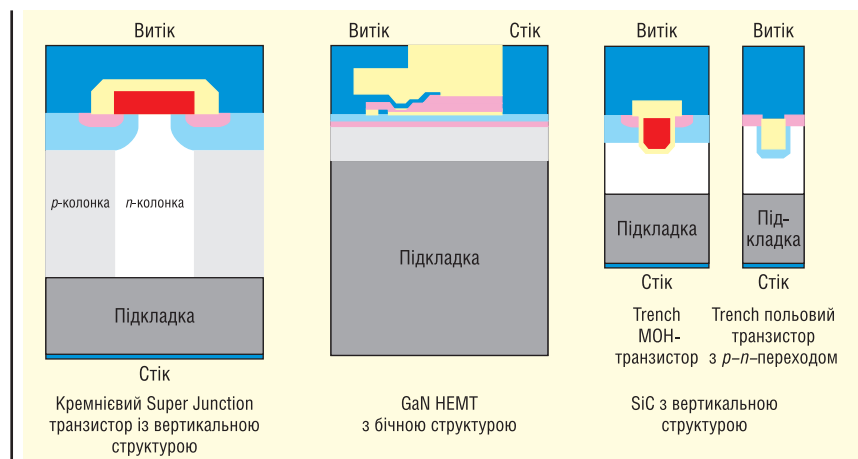


Рис. 2. Архітектури напівпровідникових пристроїв, які конкурують у сфері 650 В, що використовуються для центрів обробки даних і джерел живлення телекомунікаційного обладнання

користовуваних конфігурацій польових транзисторів на основі SiC, GaN і кремнію з суперпереходом. GaN HEMT — це бічні пристрої, тоді як інші типи транзисторів являють собою пристрої з вертикальним каналом. Вертикальний канал дає змогу компактніше реалізувати пристрої з вищою напругою, оскільки виводи витоку і стоку знаходяться на протилежних сторонах пластини, а не на її верхній поверхні. У GaN HEMT провідність обмежена двовимірним електронним газом (two-dimensional electron gas, 2DEG) у каналі, тоді як пристрої на основі SiC використовують короткий поверхневий канал і в основному об'ємний для перенесення струму. SiC JFET має об'ємний канал, який поряд з його вертикальною природою дає найнижчий опір на одиницю площі R_{dsAr} що дозволяє використовувати мінімальний розмір кристала. Потім, щоб сформулювати SiC FET, як уже було показано раніше в [3], його каскують за допомогою низьковольтного Si MOH-транзистора, який, щоправда, додає свої 10% до опору відкритого каналу.

З удосконаленням пристроїв кінцева межа швидкості перемикання встановлюється струмом навантаження, що заряджає вихідну ємність пристрою C_{oss} . Низьке значення $C_{oss(tr)}$ для даного опору каналу транзистора у відкритому стані дає найвищу швидкість наростання напруги, а також найкоротший час затримки для досягнення рівня напруги 400 В. З таблиць 4 і 5 видно, що саме SiC FET у цьому відношенні вирізняється найвищими показниками продуктивності і є вартим уваги вибором для височастотного перетворення енергії.

Що стосується заряду зворотного відновлення Q_{rr} , усі варіанти широкозонних напівпровідників пропонують значно покращену продуктивність порівняно з їхніми кремнієвими побратимами, зокрема і з суперпереходом. Отже, ці пристрої вибирають щоразу, коли в схемі використовується ввімкнення, що жорстко перемикається, як у каскадах корекції коефіцієнта потужності, що працюють у режимі безперервних струмів (*continuous current mode*, CCM). Якщо в цих схемах використовується провідність вбудованого діода, як діода зворотного ходу, то падіння на ньому напруги (у відкритому стані) призводить до втрат провідності. Тому тут, як правило, застосовується синхронна провідність, що відкриває для зменшення цих втрат канал відповідного польового транзистора, переводячи його в режим провідності.

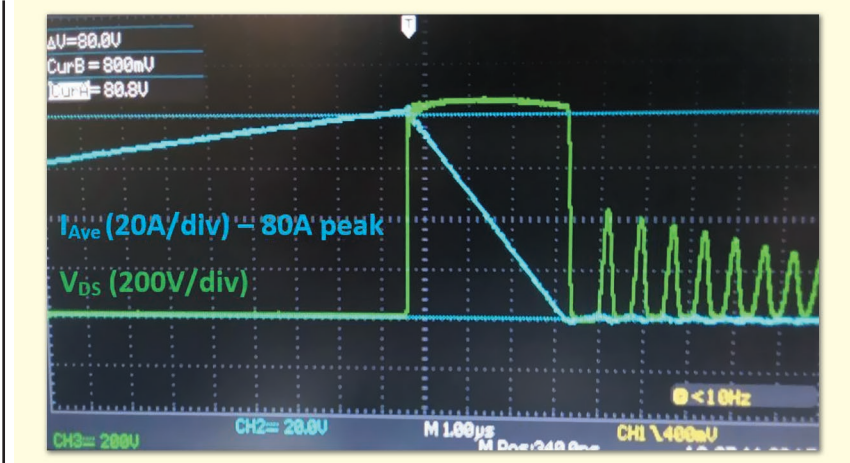


Рис. 3. Форма сигналу, отримана під час випробування на індуктивне навантаження без клампера транзистора UF3C065040K4S (SiC FET, 40 мОм, 650 В). Незважаючи на невеликий розмір кристала SiC JFET транзистор без збоїв витримує лавинний струм понад 80 А

Однак зазвичай між виявленням зворотного струму та увімкненням каналу польового транзистора існує затримка, на низьких частотах на неї рідко звертають увагу, але на високих частотах цей час становить уже значну частину періоду перемикання. Наприклад, «мертвий» час 100 нс, коли проводить тільки діод, не має великого значення, якщо частота перемикання становить 100 кГц (тобто за періоду, що дорівнює 10 мкс). Але він досягає вже 10% протягом циклу перемикання на частоті 1 МГц, оскільки тут період становить усього 1000 нс. Таким чином, низьке падіння напруги на діоді в режимі провідності VFSD разом із низьким значенням заряду зворотного відновлення Q_{rr} є корисним фактором для досягнення високої продуктивності, а польові транзистори на основі карбіду кремнію забезпечують і те, і інше.

Щобільше, у найефективніших варіантах схем відсутнє апаратне вмикання, оскільки, хоча втрати під час використання напівпровідникових пристроїв із широкою забороненою зоною можуть бути незначними під час вимкнення, це не стосується втрат під час увімкнення. За низького заряду затвора доступних польових транзисторів і низького опору під час увімкнення та вимкнення частоти перетворення в схемах із м'якою комутацією можуть бути збільшені в 5–10 разів.

Що стосується надійності пристрою, всі варіанти SiC-транзисторів мають чудову стійкість до перевантаження, що підвищує надійність системи блока живлення загалом. Незважаючи на менші розміри чипів, вони часто можуть перевершувати можливості по-

льових транзисторів із суперпереходом, особливо за високих рівнів струму. Пристрої на основі нітриду галію не можуть впоратися з перевантаженням і тому розраховані на високу напругу пробою, щоб уникнути цієї робочої зони. На рисунку 3 показано знімок з екрана осцилографа для SiC FET від компанії UnitedSiC з опором відкритого каналу 40 мОм і робочою (блокувальною) напругою 650 В, на який впливає піковий лавинний струм IAVE (розгортка за вертикаллю 20 А/поділку), що дорівнює 80 А (показано синім), що набагато перевищує будь-які практичні потреби. Видно, що напруга пробою VDS (розгортка по вертикалі 200 В/поділку) тут перевищує 800 В (показано зеленим).

РЕКОМЕНДАЦІЇ ЩОДО ВИБОРУ ДРАЙВЕРА ЗАТВОРА

Ключовим спрощенням використання SiC FET є те, що його низьковольтний MOH-транзистор має порогове значення увімкнення $V_{G(th)}$ що дорівнює 5 В, а максимально допустиме значення напруги затвор-витік становить не багато не мало, а цілих ± 25 В. Відповідно, він може працювати як кремнієвий низьковольтний MOH-транзистор із суперпереходом напруги 0–10 В (або 12 В). На рисунку 4 наведено порівняння рекомендованої для транзисторів різних технологій напруги керування по затвору та відповідних абсолютних максимальних значень напруги на затворі.

Тут для керування SiC MOH-транзисторами зазвичай використовують напругу негативної та позитивної по-

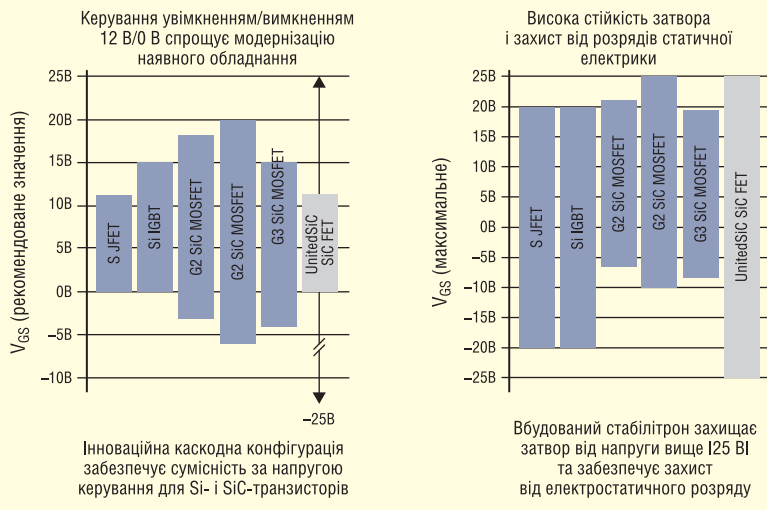


Рис. 4. Діаграма, що порівнює рекомендовані максимальні значення напруги затвора і напруги затвора для різних типів кремнієвих і SiC-пристроїв

затвора через наявність паразитної індуктивності в контурі витoku та керування затвором. Тут допомагає введення в схему транзисторів у корпусах із додатковим відведенням від витoku, що дає змогу використовувати схему Кельвіна, але, оскільки цю схему добре опрацьовано, то в наступних розділах статті ми розглянемо інші альтернативні варіанти.

ТОПОЛОГІЯ КІЛ: КОРЕКТОР КОЕФІЦІЄНТА ПОТУЖНОСТІ

На рисунку 5 показано схему тотемно-полісного коректора коефіцієнта потужності (*Totem-Pole PFC, TPPFC*), що не використовує діодного випрямного моста. На рисунку також наведено графік реально вимірюваної ефективності за частоти комутації 100 кГц. Вимірювання зроблено на демонстраційній платі з використанням SiC FET UJC06505K компанії UnitedSiC [10] при зміні потуж-

лярності і повний діапазон напруги $\pm 20... \pm 25$ В. Необхідно брати до уваги, що часто напруги керування по затвору досить близькі до абсолютних максимальних значень. Це вимагає особливої уваги до стрибків напруги, які можуть бути наслідком того чи іншого перехідного процесу. Крім того, великий зсув затвора, через наявність паразитної індуктивності в колі керування, може призвести до проблем керування транзисторним ключем на високих частотах. Крім сказаного, для того, щоб влоратися з проблемами гістерезису $V_{G(th)}$ потрібно ретельно дотримуватися рекомендацій виробників щодо рівнів напруги керування. Польові SiC-транзистори гнучкі в цьому відношенні і не потребують такого ретельного контролю рівнів напруги на затворі, крім того, вони можуть працювати та бути керованими за напруг затвора, сумісних із SiC МОН-транзисторами. Як можна бачити на рисунку 4 — SiC FET унікально універсальний.

Транзистори eGaN зазвичай мають низьке значення $V_{G(th)}$ і працюють у вузькому діапазоні напруги затвора, який часто доволі близький до абсолютних максимальних меж напруги стік-витік V_{GS} . Для цього, щоб не пошкодити ключі, тут знадобляться спеціальні драйвери й ретельне розведення друкованої плати, особливо в частині мінімізації паразитної індуктивності в контурі керування затвором. Опція каскоду може обійти деякі з цих труднощів. За всього сказаного, нижчий розмах напруги затвора eGaN-транзисторів може виявитися корисним для зменшення втрат затвора під час комутації на вищих частотах.

У всіх випадках, коли використовується комутація на дуже високих

швидкостях, утримувати транзистори у вимкненому стані за високих значень dV/dt стає дедалі складніше. Те ж саме стосується й керування напругою

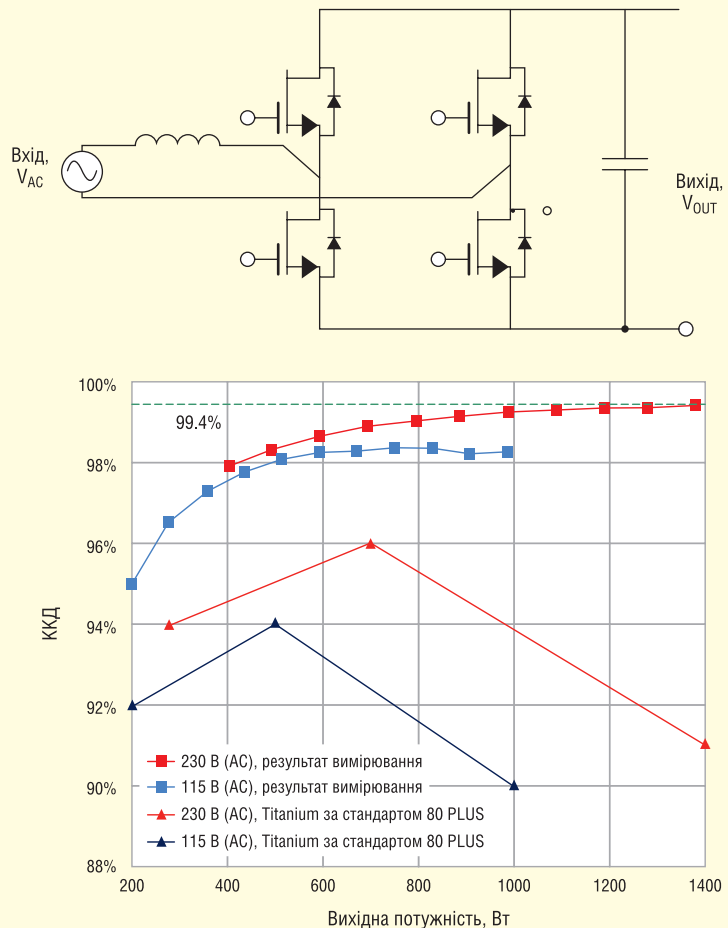


Рис. 5. Базова схема тотемно-полісного коректора коефіцієнта потужності і графік ККД порівняно зі стандартом Titanium, виміряні на демонстраційній платі UnitedSiC з використанням SiC FET UJC06505K компанії UnitedSiC

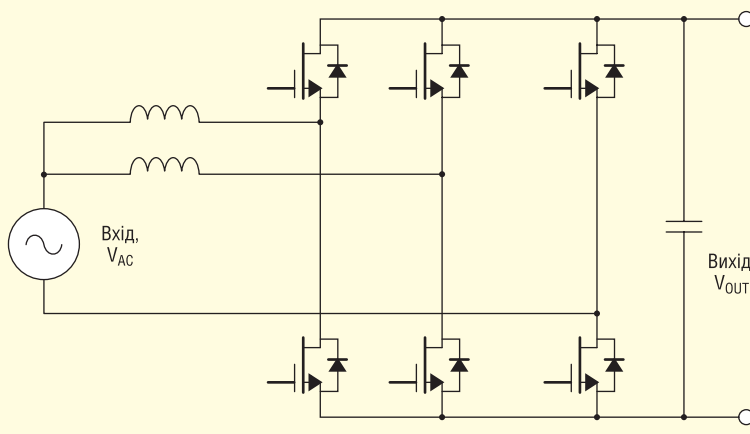


Рис. 6. Топологія «коректор коефіцієнта потужності з підтримкою технології чергування фаз», за якої використовуються два напівмосту зі швидким перемиканням і один напівміст із перемиканням із частотою мережі. Підхід зі зв'язаними котушками передбачає роботу в режимі критичної провідності, що дає змогу значно збільшити частоту комутації

ності в межах 200 Вт — 1.5 кВт. Ця схема усуває всі втрати провідності діодів як вхідного діодного випрямного моста, так і на SiC-діоді в ККП. Однак у цьому рішенні перетворювач ККП працює в режимі безперервних струмів (*Continuous Conduction Mode, CCM*) із жорстким перемиканням, про що йшлося на початку цієї частини статті.

На рисунку 6 показано коректор коефіцієнта потужності з підтримкою технології чергування фаз (*interleaved TPDFC*), який можна сконструювати зі зв'язаною котушкою індуктивності. Ця схема використовується в режимі постійного струму або працює на багатотисоті вищій частоті в режимі критичної провідності, оскільки вона виключає втрати під час увімкнення. Дуже висока

густина потужності може бути досягнута за допомогою SiC польових транзисторів без шкоди для ефективності, однак потрібні зв'язані котушки індуктивності. Крім того, складність в організації керування тут вища, особливо коли струми пульсації великі та необхідно виявляти переходи через нуль.

У таблиці 6 порівнюється розподіл втрат із використанням топології тотемно-поліусного ККП, показаного на рисунку 5, і ККП із чергуванням фаз, яку ми бачимо на рисунку 6. В обох випадках використано перетворювач потужності на 3 кВт, що працює на частоті 100 кГц. Чергування означає, що котушки індуктивності бачать пульсації з частотою 200 кГц. Тотемно-поліусний ККП має значно менші втрати, лише

Таблиця 6. Розподіл втрат для двох досліджуваних варіантів реалізації ККП		
Джерело втрат	ККП із чергуванням фаз	Тотемно-поліусний ККП
Втрати на перемикання	8.44	7.42
Втрати провідності	0.86	10.48
Втрати на підвищувальному діоді	10.04	–
Втрати на випрямному мосту	24.31	–
Втрати в осерді дроселя		0.476
Втрати в обмотці дроселя		1.74
Втрати в конденсаторі (на ESR)		3.89
Втрати у фільтрі ЕМЗ		1.68
Сумарні втрати на потужності 3 кВт	51.436	25.686
ККД на потужності 3 кВт	98.31	99.15

Примітка. Системні умови: напруга 240 В/60 Гц, 400 В (DC); вихідна потужність 3 кВт; частота комутації 100 кГц; режим CCM.

Таблиця 7. Витрати на специфікацію для двох досліджуваних варіантів реалізації ККП		
Основні елементи	ККП із чергуванням фаз	Тотемно-поліусний ККП
Транзистори	2	6
Діоди	6	–
Драйвери затвора	2	6
Дроселі	1	2
Конденсатор шини (BC-link)	1	1

25.7 Вт порівняно з 51.4 Вт ККП із чергуванням фаз (зверніть увагу, що тут в оригіналі статті [1] допущено неточності). Таке зменшення втрат дає змогу досягти цільових показників ефективності (ККД) на рівні вимог Titanium за стандартом 80 PLUS (табл. 1). Це досягається завдяки усуненню втрат 24.3 Вт на діодному мостовому випрямлячі. Однак нічого не дається задарма — тотемно-поліусний ККП, який використовується в цьому прикладі, потребуватиме ще чотирьох додаткових польових транзисторів і відповідних драйверів затворів. Порівняння за витратами на специфікацію для обох варіантів ККП наведено в таблиці 7.

В альтернативному методі, що не вимагає виявлення точок переходів струму, використовуються додаткові допоміжні ключі для досягнення переходів для увімкнення за нульової напруги. Аналогічні або навіть кращі результати можуть бути отримані за допомогою резонансних методів, таких як допоміжний резонансний комутований полюс (*Auxiliary-Resonant Commutated Pole, ARCP*), які усувають втрати як під час увімкнення, так і під час вимкнення. Однак переваги більш досконалих методів з погляду витрат і продуктивності, як показує практика, стають ефективними тільки за рівнів потужності, що значно перевищують 5 кВт.

ТОПОЛОГІЯ КІЛ: DC/DC-ПЕРЕТВОРЮВАЧ

Оскільки вихідна напруга фіксована, мостовий LLC-перетворювач, показаний на рисунку 1, забезпечує чудову питому потужність і високу ефективність (ККД) і наразі є такою собі робочою конячкою на високих рівнях потужності. Зі зниженням рівнів потужності може використовуватися реалізація LLC-перетворювача з напівмостом. Зазвичай в обох варіантах застосовують частоти в діапазоні 100–500 кГц, і основні зусилля зі зниження втрат переходять на вторинні МОН-транзистори, трансформатор і низьковольтні вторинні МОН-транзистори, з огляду на високі рівні струму на виході при напрузі проміжної шини в 12 В.

Крім того, не все тут просто і з боку вибору силових напівпровідникових транзисторів. Для високовольтних польових транзисторів перехід із вимкненого стану в діодну провідність вимагає заряджання вихідної ємності, а щоб зробити це швидко, необхідне низьке

значення $C_{OSS(TR)}$. А щоб зменшити втрати через провідність основного діода, для організації синхронної провідності розробники мають мінімізувати і «мертвий» час перед увімкненням польового транзистора. Низький опір у ввімкненому стані зменшує втрати провідності, а низьке значення енергії вимкнення E_{OFF} більшості транзисторів із суперпереходом і широкозонних ключів допомагає звести до мінімуму комутаційні втрати.

Необхідно також враховувати, що якщо в умовах невеликого навантаження режим комутації за нульовою напругою буде порушено, то може статися жорстке відновлення провідності діода та його перевантаження. Під час використання таких широкозонних транзисторів, як SiC FET, це не становить небезпеки, але може пошкодити кремнієві польові МОН-транзистори з суперпереходом. Для того, щоб звести до мінімуму подібну можливість, часто використовують версії польових транзисторів із суперпереходом зі швидким відновленням, але у випадку польових транзисторів, виготовлених на основі SiC, такий запобіжний захід не потрібен, що загалом спрощує завдання керування блоком живлення.

ПЕРСПЕКТИВИ НА НАЙБЛИЖЧЕ МАЙБУТНЄ

Хоча вдосконалення кремнієвих польових транзисторів із суперпереходом тривають, у найближчі кілька років рівень прогресу для пристроїв SiC і GaN набагато перевершить той, який потенційно може бути досягнутий у кремнієвій технології. Крім покращень у частині R_{dSA} (як правило, кожні 2–3 роки ми бачимо покращення на 30–50%), слід очікувати багатьох удосконалень у технології корпусування. Основні проблеми, які потребують розв'язання, — зниження паразитної індуктивності та ефективніше відведення тепла за великих площ установлення кристала на тепловідвідну поверхню.

Один із можливих шляхів — перехід до елементів типу напівмоста, призначених або для прямого монтажу на поверхню, або як вбудований елемент у друковану плату. Це спрощує компонування друкованої плати й дає змогу реалізувати нижчу індуктивність і петлі керування затвора.

Ще один новий шлях — інтеграція драйвера з пристроєм живлення або у вигляді одного драйвера спільного з ключем, або у вигляді напівмостового

елемента. Оскільки більшості пристроїв на основі SiC і GaN потрібні унікальні рівні напруги, що керує, та схеми, що складність можна відносно просто реалізувати в спільно корпусованому або інтегрованому продукті, що спростить завдання для розробників кінцевих продуктів у вигляді тих чи інших перетворювачів потужності або напруги. До того ж кожен пристрій може бути краще використаний і повною мірою, що, безсумнівно, призведе до більшої економії на вартості системи і втратах потужності, а також до прийняття широкозонних напівпровідникових пристроїв більшостю розробників.

Аналогічний підхід у вигляді системи в корпусі (SIP) із вбудованим драйвером затвора для напівмоста на основі SiC польових транзисторів (у каскодному виконанні) з опором каналу 35 мОм і робочою напругою 1 200 В було описано в попередніх статтях цієї серії [3, 4]. Варіанти таких пристроїв для поверхневого монтажу вже стають доступними від низки постачальників, і можна сказати, що ця тенденція, ймовірно, набере сили.

Вартість транзисторів на напівпровідниках із широкою забороненою зоною та блокувальною напругою 650 В зараз швидко падає. Очікується, що 650-В польові транзистори компанії UnitedSiC наблизяться до паритету цін із кремнієвими аналогами. Очікується, що поряд із простотою використання це прискорить поширення транзисторів із широкою забороненою зоною в блоках живлення для серверних і телекомунікаційних застосувань.

ВИСНОВОК

Пристрої SiC є досить перспективними кандидатами для покращення ефективності блоків живлення та застосувань, які працюють у сфері середньої та високої напруги — від напівпровідникових трансформаторів до електроприводів класу мегават, допоміжних систем живлення та твердотільних автоматичних вимикачів, від вузлів електромобілів та блоків живлення серверного та телекомунікаційного обладнання. Цією серією статей ми показали, як SiC МОН-транзистори загалом та Supercascode на основі SiC JFET зокрема пропонують досить переконливі переваги у високій продуктивності та спрощенні системи.

На цій, шостій статті, ми закінчуємо цей цикл, але не прощаємося з темою

використання карбід-кремнієвих транзисторів. Додаткову інформацію щодо SiC JFET у контексті, що розглядається, подано в презентації [11] та публікації [12].

Література:

1. Bhalla A. Are you SiC of Silicon? Part 6. www.powersystemsdesign.com/articles/are-you-sic-of-silicon-part-6/22/15156
2. Бхалла А., перевод: Рентюк В. Вы за SiC или кремний? Часть 1. Тенденции развития и проблемы применения SiC в приложениях // CHIP NEWS Украина. 2020. № 5.
3. Бхалла А., перевод и дополнения: Рентюк В. Вы за SiC или кремний? Часть 2. Современные тенденции применения SiC-устройств и технологии корпусирования // CHIP NEWS Украина. 2020. № 6.
4. Бхалла А., перевод и дополнения: Рентюк В. Вы за SiC или кремний? Часть 3: Тенденции в применении в SiC в электромобилях // CHIP NEWS Украина. 2020. № 7.
5. Бхалла А., перевод и дополнения: Рентюк В. Вы за SiC или кремний? Часть 4. Как создать лучшие тяговые инверторы для электромобиля? Ответ: использовать SiC! // CHIP NEWS Украина. 2021. № 2.
6. Бхалла А., перевод и дополнения: Рентюк В. Вы за SiC или кремний? Часть 5. SiC-транзисторы сверхвысокого рабочего напряжения и суперкасоды. // CHIP NEWS Украина. 2021. № 10.
7. Рентюк В. 5G и миллиметровые волны // СВЧ-электроника. 2019. № 4.
8. Йеман П. Компактные источники питания Power-on-Package от Vicor для процессорных микросхем // CHIP NEWS Украина. 2021. № 5.
9. Рентюк В. Системы питания и перспективы использования GaN в космических аппаратах. Часть 2: питание КА практические решения // Силовая электроника. 2020. № 1.
10. High-Performance SiC FETs. <https://www.qorvo.com/products/power-solutions/sic-fets>
11. Rocneanu C. SiC Cascodes and its advantages in power electronic applications. WBG Power Conference. Munich, 5th December 2017. <https://eepower.com/technical-articles/sic-cascodes-and-their-advantages-in-power-electronic-applications/#>
12. Losee P., Bhalla A. Versatile SiC JFETs Benefit Power Switching And Circuit Protection Applications. HOW2POWER TODAY. August 2019. www.how2power.com/newsletters/1908/index.html