

ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ДИНАМІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК SI-MOSFET, SIC-MOSFET ТА SI-IGBT ТРАНЗИСТОРІВ

С.М. Ковбаса^{*}, докт. техн. наук, Ю.В. Вербовий^{**}, Є.В. Коломійчук^{***}НТУ України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»,
просп. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна.E-mail: skovbasa@ukr.net; yurii.verbovi@gmail.com; kolomijchuk@hotmail.com.

Роботу присвячено практичному визначенню та порівнянню динамічних характеристик кремнієвого (Si) MOSFET, карбід кремнієвого (SiC) MOSFET та кремнієвого IGBT у разі роботи на активно-індуктивне навантаження, що є актуальним для електроприводів та статичних перетворювачів параметрів електричної енергії. Розглянуто основні переваги та проблеми, що виникають під час застосування високошвидкісних ключів. Наведено методику тесту подвійним імпульсом (Double-Pulse Test, DPT), що є поширеним методом для експериментального визначення динамічних характеристик MOSFET та IGBT. Розроблено та виготовлено експериментальну установку, з використанням якої за однакової напруги та для різних струмів комутації проведено тестування процесів переключання транзисторів. В результаті аналізу проведених тестів показано, що за інших рівних умов SiC-MOSFET забезпечує найменші втрати на перемикання, що робить цей тип транзисторів найбільш придатним для використання у застосуваннях з високою частотою широтно-імпульсної модуляції. Показано, що SiC-MOSFET потенційно може забезпечити зменшення мертвого часу перетворювача у порівнянні з Si-IGBT, що дає можливість покращити динамічні властивості автономних інверторів напруги та спростити або повністю відмовитися від застосування алгоритмів компенсації мертвого часу. Результати виконаних досліджень можуть бути використані під час розробки силових напівпровідникових перетворювачів електроприводів різних типів або статичних перетворювачів параметрів електричної енергії. Бібл. 27, рис. 13, табл. 3.

Ключові слова: напівпровідники з широкою забороненою зоною, тест подвійним імпульсом, силова електроніка, Si-MOSFET, SiC-MOSFET, Si-IGBT, втрати на перемикання, електропривод, високочастотна ШІМ.

Вступ. Стрімкий розвиток напівпровідникової перетворювальної техніки, який відбувається в наш час з метою підвищення її енергетичних та зменшення масогабаритних показників, нерозривно пов'язаний з постійним вдосконаленням елементної бази, а саме силових напівпровідникових приладів, які є основою будь-якої топології сучасного перетворювача. Сьогодні великі інвестиції та дослідницькі зусилля спрямовані на розробку нових та покращення існуючих структур силових пристроїв на основі напівпровідників з широкою забороненою зоною (Wide-Bandgap, WBG) таких, як карбід кремнію (SiC) та нітрид галію (GaN). Електричні та фізичні властивості SiC та GaN роблять їх перспективними матеріалами для заміни традиційного кремнію під час виготовлення напівпровідникових ключів, що здатні працювати за високих напруг, струмах та частотах широтно-імпульсної модуляції.

Пристрої на основі WBG-напівпровідників в перспективі можуть повністю замінити кремнієві (Si) IGBT та MOSFET у високодинамічних приводах сучасних верстатів, тягових електроприводах, приводах електричних літальних апаратів, а також в статичних перетворювачах параметрів електричної енергії різного технологічного призначення. У порівнянні з кремнієвими напівпровідниками WBG пристрої мають на декілька порядків вищі швидкості перемикання, що робить їх придатними для роботи за високої частоти широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), що в свою чергу призводить до зменшення габаритів моточних виробів, а також до збільшення питомої потужності напівпровідникових перетворювачів.

WBG матеріали мають ширину забороненої зони понад 3 еВ, яка забезпечує високу допустиму напруженість електричного поля – близько 3 МВ/см, що в 10 разів перевищує показник кремнію. Це дає змогу напівпровідниковим пристроям на основі WBG працювати за високих

© Ковбаса С.М., Вербовий Ю.В., Коломійчук Є.В., 2025

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-2954-455X>; ** <https://orcid.org/0009-0001-7032-9536>;*** <https://orcid.org/0009-0001-9797-2994>

© Видавець ВД «Академпериодика» НАН України, 2025



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0

<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

напругах (табл. 1). Крім того як SiC, так і GaN мають вищу мобільність електронів у порівнянні з кремнієм, що створює передумови для їхнього використання за високої частоти комутації, причому явну перевагу мають GaN-транзистори, тоді як для SiC-транзисторів ця перевага більш обмежена. Окрім електричних характеристик важливими для силових напівпровідникових пристроїв є теплові властивості. SiC і GaN мають суттєві переваги щодо теплопровідності та температури плавлення порівняно з кремнієм. При цьому SiC займає особливо вигідну позицію. Комерційно-доступні пристрої на основі кремнію вже досягли межі, що визначається електричними та фізичними властивостями матеріалу, але деякі архітектури, такі як MOSFET, на основі супер-переходу (Super-Junction MOSFET) навіть перевершують межу матеріалу. Транзистори на основі карбіду кремнію наближаються до межі можливостей матеріалу, проте все ще мають потенціал для вдосконалення. У випадку з нітридом галію ситуація інша: комерційно-доступні силові пристрої на основі GaN вже є конкурентоспроможними, вони не досягли ліміту матеріалу, проте це викликано скоріше тим, що технологія їхньої виробництва все ще розвивається та не досягла своєї зрілості.

Таблиця 1 – Порівняння основних властивостей напівпровідникових матеріалів

Властивість	Кремній (Si)	Карбід кремнію (SiC)	Нітрид галію (GaN)
Ширина забороненої зони, eV	1.12	3.2	3.4
Допустима напруженість електричного поля, (кВ/см)	300	3500	3300
Швидкість електронів, (10^7 см/с)	1	2	2.2
Мобільність електронів, ($\text{см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$)	1300	950	1500
Мобільність дірок, ($\text{см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$)	600	115	850
Теплопровідність, (Вт/см·К)	1.5	3.8	1.3
Температура плавлення, (К)	1412	3103	2500
Основні переваги технології	Високий рівень розвитку технології виготовлення транзисторів на базі кремнію та надійність. Високе відношення вартість – продуктивність.	Високі робочі температури (до 500°C). Висока робоча напруга (до 10кВ.)	Висока частота комутації. Придатність для інтеграції у склад систем на кристалі.
Основні бар'єри для впровадження	Обмеження робочої напруги транзисторів на рівні до приблизно 6.5кВ	Низька рухливість електронів у каналі затвора. Складність вирощування кристала з малою кількістю дефектів.	Складність створення нормально-закритого транзистора (необхідність використання каскодної схеми). Необхідна велика площа кристала для досягнення високої робочої напруги.

Кремнієві силові MOSFET зазвичай працюють на частотах до 500 кГц і у відносно низькому діапазоні напруг (нижче 1 кВ) та перебивають діапазон потужності 10-20 кВт. Роботи з поліпшення показників Si-MOSFET тривають. Наприклад, задля більш повного використання властивостей кремнію ще у 1999 році компанія Infineon Technologies представила серію MOSFET CoolMOS™ Superjunction. Ці транзистори добре підходять задля застосування в імпульсних джерелах живлення, активних коректорах коефіцієнта потужності та топологіях, де відбувається жорстке перемикання ключів.

IGBT транзистори, як правило, працюють на нижчій частоті (в більшості до 30 кГц), але за порівняно високої напруги (діапазон приблизно від 600 В до декількох кіловольт), забезпечуючи при цьому найвищі рівні потужності від одиниць кВт до 1 МВт. IGBT широко використовуються у

силових схемах частотних перетворювачів для електроприводу, активних фільтрів, імпульсних перетворювачів постійної напруги тощо. IGBT транзистори випускаються на напругу до 6,5 кВ (наприклад, IGBT-модуль типу 5SNA 0750G650300 компанії ABB) та струм до 3,6 кА (5SNA 3600E170300).

SiC-MOSFET витісняють кремнієві MOSFET у високочастотних (80 кГц – 10 МГц) та водночас високовольтних застосуваннях. Одним із прикладів сучасних SiC MOSFET є сімейство Infineon CoolSiC з транзисторами, що доступні в класах 650 В, 1200 В і 1700 В.

Сучасні GaN транзистори працюють на частотах, що можуть сягати декількох десятків мегагерц. При цьому практично доступний клас напруги у більшості світових виробників пристроїв на основі GaN напівпровідників (наприклад, Infineon, Panasonic, ST, GaN Systems, Transphorm Inc. та ін.) не перевищує 650 В. Разом з цим заявлено, що виробником Transphorm Inc. був розроблений перший в індустрії GaN транзистор з допустимою напругою 1200 В. Наразі зусилля виробників спрямовані на подолання недоліків, характерних для даних транзисторів. На рис. 1 наведено робочі діапазони частот та напруг для кожного з розглянутих типів транзисторів.

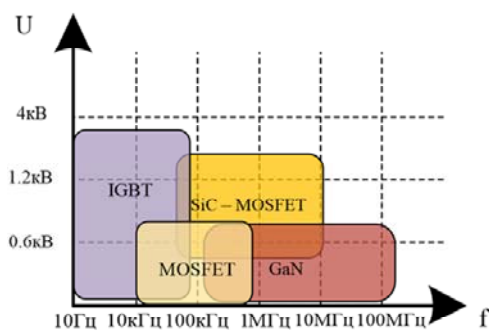


Рис. 1 Робочі діапазони частот та напруг

Хоча напівпровідникові прилади на основі GaN є перспективними конкурентами вже добре розвиненим приладам на основі кремнію та карбіду кремнію, їхнє практичне використання викликає труднощі, пов'язані з обмеженим діапазоном робочої напруги (практично до 650 В), а також особливостями керування. Надалі в цій роботі прилади на основі GaN не будуть розглядатися в практичній площині.

Мета роботи – порівняння швидкодії Si-MOSFET, SiC-MOSFET та Si-IGBT під час роботи на активно-індуктивне навантаження шляхом аналізу їхніх динамічних характеристик, отриманих в ході експериментальних досліджень.

Виклад основного матеріалу. Через складність математичної моделі, яка могла б враховувати особливості комутації транзисторів у складі реального перетворювача, задля визначення динамічних показників можна використати практичний підхід, зокрема метод тесту подвійним імпульсом (Double-Pulse Test, DPT), який є поширеним методом задля експериментального визначення динамічних характеристик силових електронних пристроїв, таких як MOSFET і IGBT.

Зазвичай у технічній документації надається детальна інформація про напівпровідниковий пристрій, яка отримана за певних, попередньо визначених тестових умов. Однак режим роботи пристрою в конкретному застосуванні може значно відрізнятися від тестових умов, наведених у документації. Метод DPT дає можливість визначити динамічні характеристики силового напівпровідника в умовах, які є специфічними для конкретного застосування. Крім того, цей метод дає змогу експериментально оцінити характер перехідних процесів в колі драйвера затвора та у силових колах, що особливо важливо під час розробки та налагодженні силових перетворювачів, що побудовані на базі високошвидкісних ключів. DPT також дає можливість оцінити характеристики відновлення вбудованого діода (Body Diode).

Схему задля визначення динамічних характеристик транзисторів за методом DPT, що використана у даному дослідженні, наведено на рис. 2. Вона складається з низьковольтного джерела

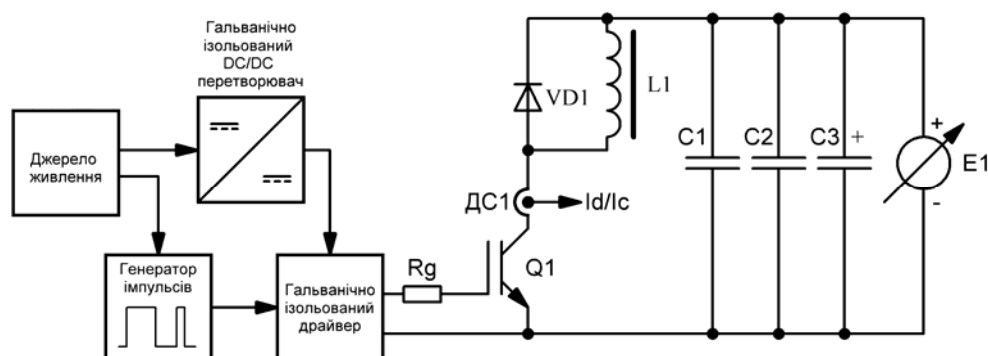


Рис. 2 Структурна схема експериментальної установки

живлення (призначене для живлення генератора імпульсів та драйвера через ізолюваний DC/DC перетворювач), генератора імпульсів, ізолюваного DC/DC перетворювача, що необхідний для організації гальванічно-розв'язаної двополярної напруги живлення драйвера, а також гальванічно розв'язаного драйвера затвора. Дану схему можна розглядати як частковий випадок фазної стійки, в якій замість верхнього ключа (транзистора) використовується діод.

Як давач струму ДС1 для вимірювання струму колектора IGBT (струму стоку MOSFET) використовується трансформатор струму типу PAS6322.100NLT. Оскільки комутація відбувається лише двічі за час тесту, підвищення температури через комутаційні втрати є нехтувано малим, тому можна обійтися без встановлення тестованого транзистора на радіатор.

Під час тесту два імпульси подаються один за одним на затвор тестованого транзистора Q1. При цьому транзистор навантажений на індуктивність L1, яка обмежує швидкість наростання струму, та фактично робить цей процес контрольованим. Регулюючи напругу ланки постійного струму (за допомогою регульованого джерела напруги E1) та тривалість першого імпульсу (за допомогою генератора імпульсів), можна зафіксувати перехідні процеси комутації за бажаних рівнів напруги та струму в кінці першого імпульсу та на початку другого. Зворотний діод VD1 забезпечує шлях протікання струму на етапі паузи між імпульсами.

Енергії, що була запасена в індуктивності L1 за час першого імпульсу, має бути достатньо, щоб забезпечити підтримання струму майже постійним під час паузи між імпульсами, що забезпечується виконанням умови

$$L \geq \frac{V_{dc}}{\Delta I_L} t_{sw} = \frac{V_{dc}}{k_i \cdot I_L} t_{sw}, \quad (1)$$

де t_{sw} – час наростання струму до тестового значення; k_i – коефіцієнт пульсації струму, який зазвичай вибирають у межах 1~5%; V_{dc} та I_L – робоча напруга та струм відповідно.

Через високу швидкість комутації сучасних напівпровідникових пристроїв паразитні параметри схеми мають значний вплив на характери перехідних процесів. Тому задля мінімізації еквівалентної паралельної ємності бажано конструктивно виконувати індуктивність L1 шляхом послідовного з'єднання кількох невеликих індуктивностей, кожна з яких має одношарову обмотку.

Іншим важливим елементом схеми є батарея конденсаторів ланки постійного струму C1-C3, основною задачею якої є підтримання сталого рівня напруги під час тесту, особливо під час першого імпульсу, коли відбувається наростання струму індуктивності до тестового значення. Задля зменшення еквівалентного послідовного опору конденсаторів (Equivalent Series Resistance, ESR) батарею конденсаторів доцільно набирати шляхом паралельного з'єднання декількох окремих конденсаторів. При цьому разом з електролітичним конденсатором (C3) обов'язково необхідно використовувати плівкові конденсатори (C1, C2), тому що вони мають здатність швидко віддавати великі струми.

Ємність конденсаторної батареї обирається так, щоб обмежити просадку напруги шини ΔV_{DC} , коли енергія переходить від конденсаторів до L1 під час першого імпульсу, тобто ємність конденсатора повинна задовольняти умові

$$C \geq \frac{L \cdot I_L^2}{2 \cdot k_v \cdot V_{DC}^2}, \quad (2)$$

де k_v – коефіцієнт пульсації напруги, який зазвичай вибирають у межах 1~5%.

Також під час проектування друкованої плати задля придушення короткочасних коливальних перехідних процесів по напрузі та струму необхідно розміщувати керамічні блокувальні конденсатори в безпосередній близькості до ланки із послідовно з'єднаних Q1 та VD1. Практично сума ємності блокувальних конденсаторів може бути розрахована як

$$C_{dec} \geq 100 \cdot C_{oss}, \quad (3)$$

де C_{dec} – ємність розв'язуючого конденсатора; C_{oss} – вихідна ємність тестованого транзистора.

Подальше збільшення ємності блокувальних конденсаторів, коли $C_{dec} / C_{oss} \gg 100$, є недоцільним, тому що воно не призводить до очікуваного ще більш відчутного придушення коливальних процесів.

Драйвер затвора є ще одним важливим компонентом, ретельний вибір якого дає змогу повною мірою використовувати високу швидкість перемикання WBG транзисторів. У процесі його вибору

слід звернути особливу увагу на піковий струм, який може бути забезпечений мікросхемою-драйвером, час наростання/спаду, стійкість до синфазних завад (Common Mode Transient Immunity, CMTI), а також рівня напруги, який може витримати ізоляційний бар'єр драйвера.

Загальний вигляд експериментальної установки наведено на рис. 3. За регульоване джерело живлення E1 використовувався лабораторний автотрансформатор разом із трансформатором гальванічної розв'язки та випрямлячем. Сумарна ємність конденсаторів ланки постійного струму складає 415 мкФ, що забезпечує виконання умови (2), індуктивність дроселя L1 складає 330 мкГн, що забезпечує виконання умови (1).

Як драйвер затвора використовується спеціалізована мікросхема-драйвер UCC5390ECDR], сумарний опір R_g в колі затвора (з врахуванням внутрішнього опору затвора) для кожного з тестованих транзисторів складає 10 Ом, напруга відкриття транзистора стабілізована на рівні +15 В, напруга закриття стабілізована на рівні -3 В. Параметри схеми драйвера затвора наведено у табл. 2.

Таблиця 2

Транзистор	Si-MOSFET IXFK52N100X	SiC-MOSFET IMZ120R030M1H	Si-IGBT NGTB50N120FL2WAG
Внутрішній опір затвора $R_{g.int}$, Ом	0.5	3	Інформація відсутня
Опір зовнішнього затворного резистора $R_{g.ext}$, Ом	9.5	7	10
Напруга керування $V_{g.on} / V_{g.off}$, В	$V_{g.on} / V_{g.off} = +15 / -3$		
Сумарний опір резистора в колі затвора, Ом	$R_g = R_{g.int} + R_{g.ext} = 10$		

Для реєстрації перехідних процесів використовувався цифровий осцилограф Siglent SDS1104X-U] зі смугою пропускання 100 МГц та частотою дискретизації 1 ГВиб/с.

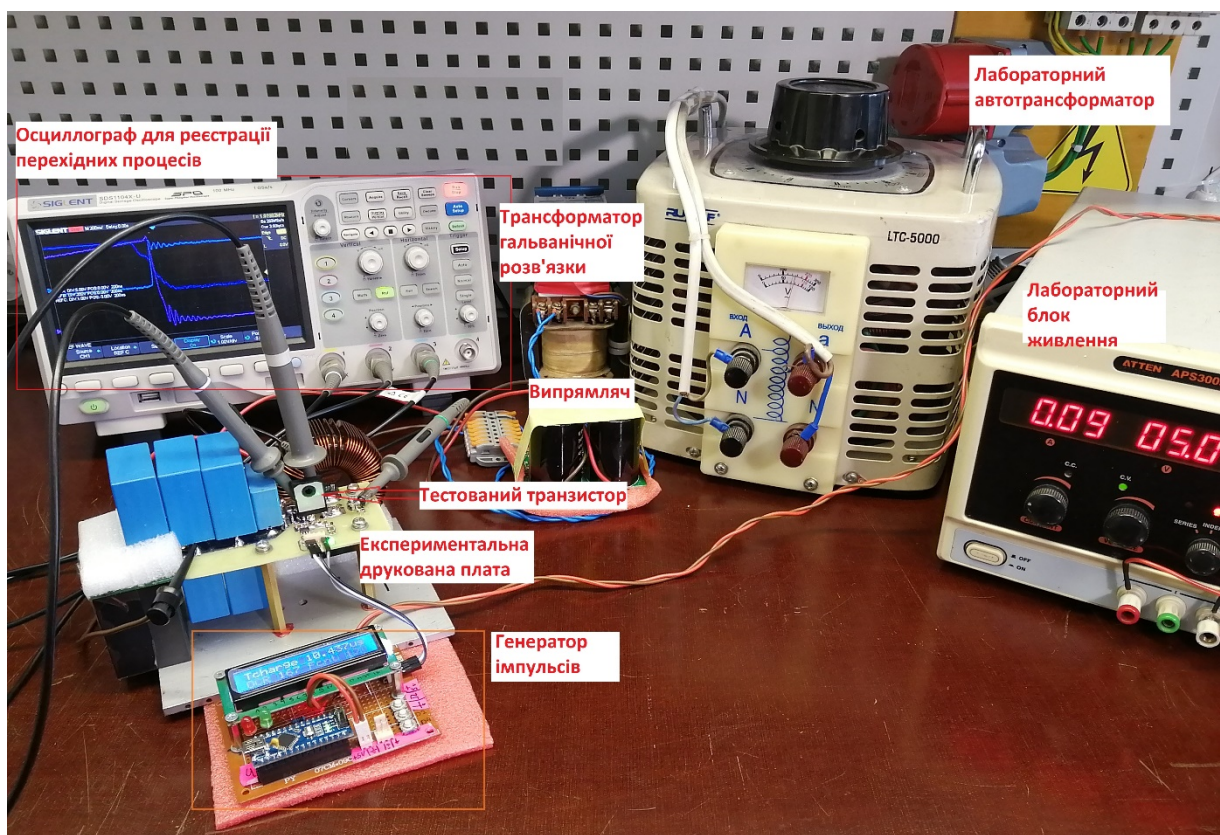


Рис. 3 – Загальний вигляд експериментальної установки

Методика тестування. На рис. 4 наведено типову форму напруги колектор-емітер (або стік-витік) та форму струму колектора (стоку) під час тестування IGBT або MOSFET за методом DPT.

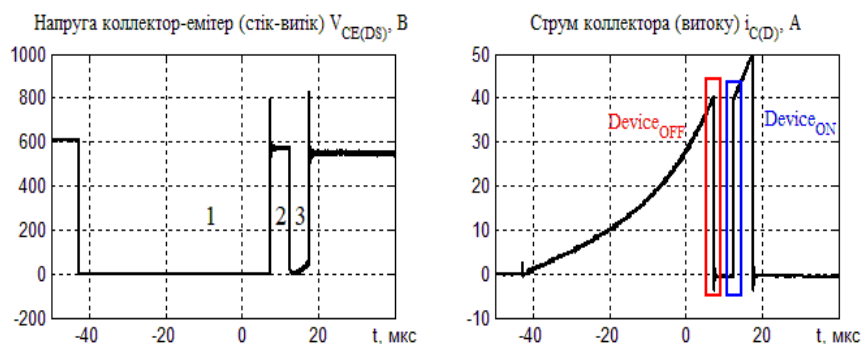


Рис. 4 Форма напруги колектор-емітер (або стік-витік) та форма струму колектора (стоку) при тестуванні транзистора

Тест складається з трьох етапів: на першому етапі на затвор подається імпульс з певною початковою шириною, починається наростання струму в індуктивності, а отже і наростання струму колектора (стоку). Змінюючи ширину цього імпульсу налаштовується величина тестового струму. У випадку, показаному на рис. 4, величина тестового струму складає 40 А.

На другому етапі формується пауза між імпульсами, її тривалість повинна забезпечувати закінчення перехідного процесу відключення транзистора, але разом з цим не бути занадто великою, щоб струм, який на цьому етапі підтримується за рахунок енергії в індуктивності, до початку другого імпульсу залишився майже сталим.

На третьому етапі на затвор знову подається імпульс увімкнення. Його тривалість повинна бути достатньою для завершення перехідного процесу ввімкнення транзистора.

На рис. 5 наведено графіки експериментальних перехідних процесів включення та відключення IGBT транзистора за тестового струму 40 А та напрузі 540 В. Ці ж значення приймалися за базові для переходу до відносних величин.

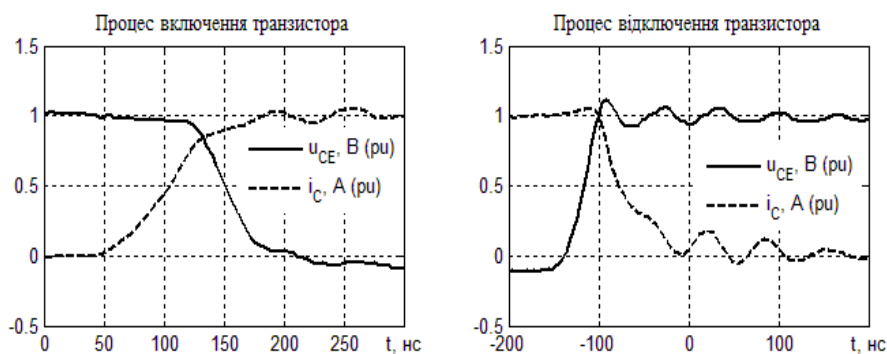


Рис. 5 Графіки перехідних процесів включення та відключення IGBT транзистора

Задля порівняння динамічних властивостей були обрані наступні транзистори: Si-MOSFET типу IXFK52N100X, IGBT типу NGTB50N120FL2WAG] та SiC-MOSFET типу IMZ120R030M1H. Статичні характеристики порівнюваних транзисторів зведено до табл. 3. Як зворотній діод VD1 використовується SiC діод типу IDWD15G120C5. Вибір транзисторів обумовлений тим, що вони мають приблизно однаковий допустимий робочий струм та напругу, що робить їхнє порівняння між собою доцільним.

Всі тести транзисторів проведено за напруги 540 В, тому що цей рівень напруги є номінальним для ланки постійного струму приводів та статичних перетворювачів, які живляться від промислової трифазної мережі 380 В.

Визначення основних динамічних параметрів транзисторів. В результаті проведення тесту визначаються наступні параметри перемикання.

- Параметри ввімкнення: затримка ввімкнення $t_{d(on)}$, час наростання t_r , час вмикання t_{on} , енергія втрат на вмикання E_{on} .

• Параметри вимкнення: затримка вимкнення $t_{d(off)}$, час спадання t_f , час вимкнення t_{off} , енергія втрат на вмикання E_{on} .

Таблиця 3

Транзистор	Si-MOSFET IXFK52N100 X	SiC-MOSFET IMZ120R030M1H	Si-IGBT NGTB50N120FL2WAG
Виробник	IXYS	Infineon	ON Semiconductor
Максимальна робоча напруга, В	1000	1200	1200
Максимальний струм, А за $T_c = 25^\circ\text{C}$	52	56	200
Максимальний струм, А за $T_c = 100^\circ\text{C}$	36	45	50
Максимальний імпульсний струм, А	100	150	200
Максимальний опір каналу у відкритому стані, мОм	125	42	-
Напруга насичення колектор-емітер, В	-	-	2,6
Допустима напруга керування, В	± 30	0...18	± 20

Спосіб визначення часових параметрів перемикання з графіків перехідних процесів наведено на рис. 6: варіант а – стосується MOSFET, б – IGBT. Основна різниця полягає у тому, що задля визначення часових параметрів перемикання MOSFET використовуються виміряні залежності напруги затвор-витік та стік-витік, а для IGBT – виміряні залежності напруги база-емітер та струму колектора.

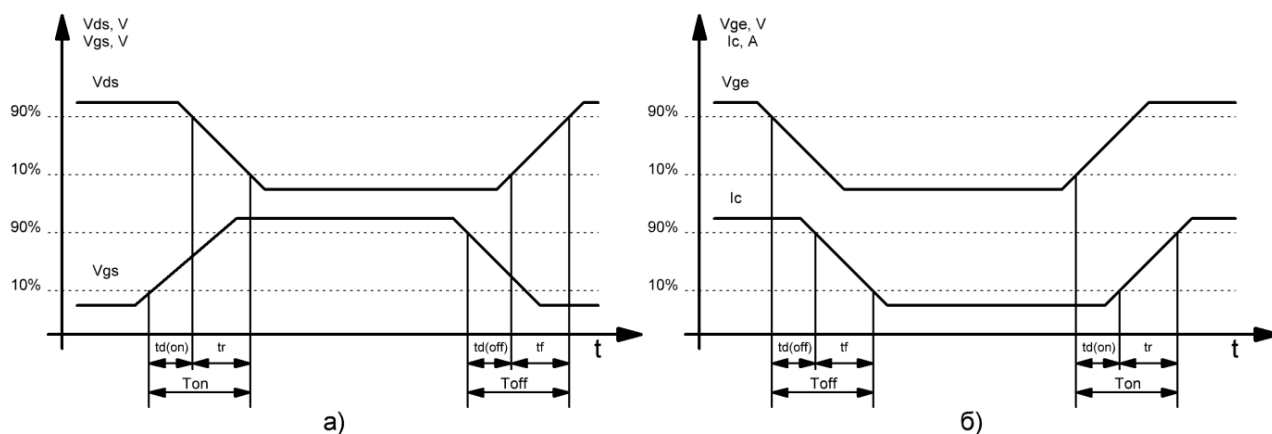


Рис. 6 Визначення часових параметрів перемикання транзисторів

На рис. 6 позначено: V_{ds} – напруга стік-витік, V_{gs} – напруга затвор-витік, V_{ge} – напруга затвор-емітер, I_c – струм колектора.

Енергія втрат на вмикання E_{on} та енергія втрат на вимикання E_{off} визначаються за наступними формулами:

$$E_{on} = \int_{t_{on}} u_{ds}(t) i_d(t) dt, \quad E_{off} = \int_{t_{off}} u_{ds}(t) i_d(t) dt, \quad (4, 5)$$

де $u_{ds}(t)$ – залежність напруги колектор-емітер (стік-витік), В; $i_d(t)$ – залежність струму колектора (стоку) від часу, А.

Результати дослідження. Тести транзисторів проведено за однакової напруги (540 В) для одного ряду струмів комутації. При цьому для різних значень комутуваного струму були отримані залежності струму стоку (колектора) $i_{d(c)} = f(t)$, напруги стік-витік (колектор-емітер) $u_{d-s(c-e)} = f(t)$, напруги затвор-витік (база-емітер) $u_{g-s(b-e)} = f(t)$.

В результаті подальшої обробки результатів вимірювань за методикою, наведеною на рис. 6, було визначено затримки вимкнення $t_{d(off)} = f(i_d)$ та ввімкнення $t_{d(on)} = f(i_d)$, що далі буде потрібно задля розрахунку значення мертвого часу. Для загальної оцінки швидкодії та енергетичних

показників процесу переключення було визначено час вмикання $t_{on} = f(i_d)$, енергію втрат на вмикання $E_{on} = f(i_d)$, час вимикання $t_{off} = f(i_d)$, енергію втрат на вимикання $E_{off} = f(i_d)$, максимальне значення миттєвої потужності під час вмикання $P_{on(max)} = f(i_d)$, максимальне значення миттєвої потужності у разі вимикання $P_{off(max)} = f(i_d)$. Графіки відповідних залежностей наведено на рис. 7 – рис. 13.

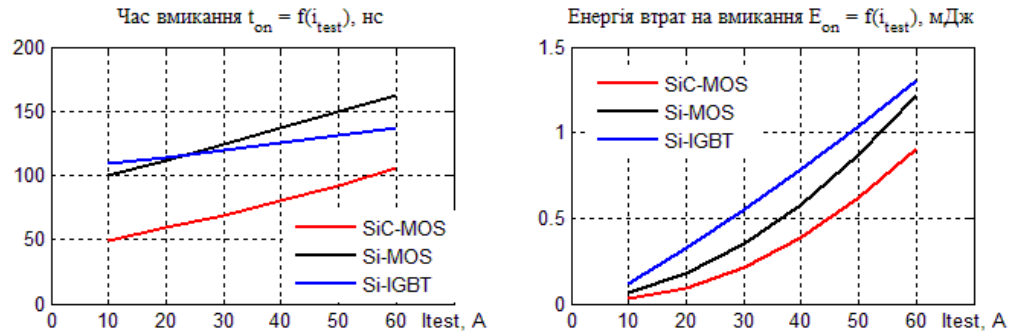


Рис. 7 Графік залежності часу вмикання та енергій втрат на вмикання від комутованого струму

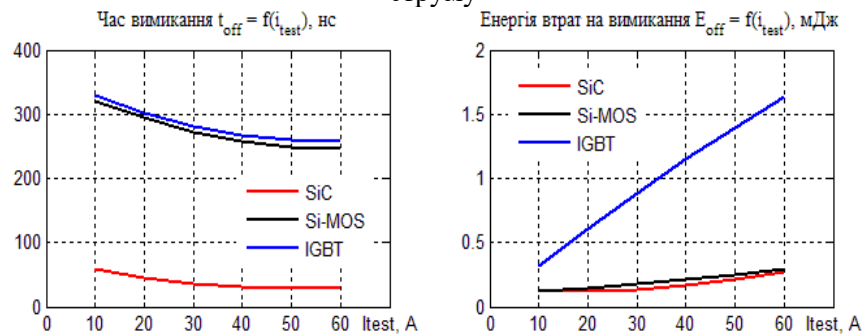


Рис. 8 Графік залежності часу вимикання та енергій втрат на вимикання від комутованого струму

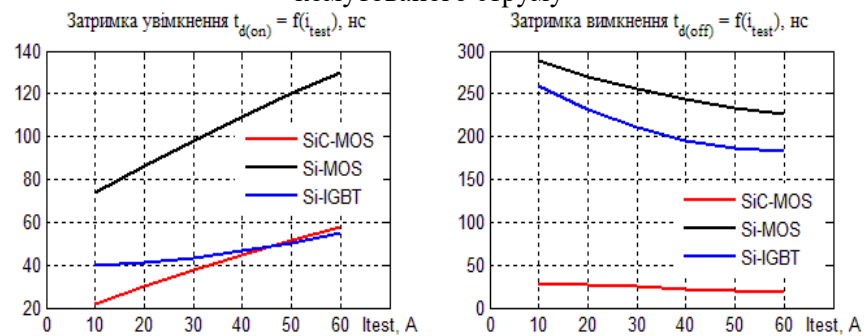


Рис. 9 Графік залежності затримок вимкнення та увімкнення від комутованого струму

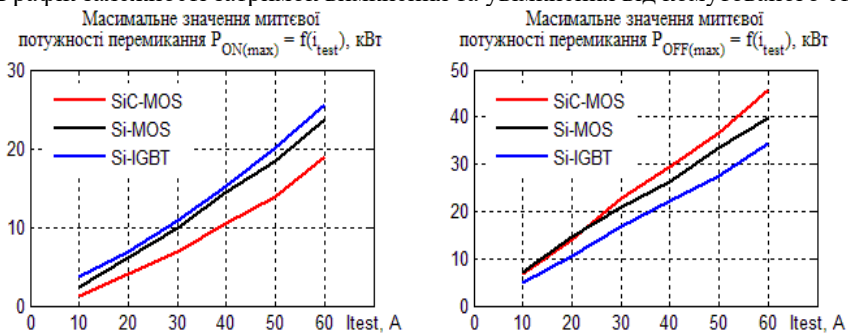


Рис. 10 Графік залежності максимального значення миттєвої потужності включення та відключення від комутованого струму

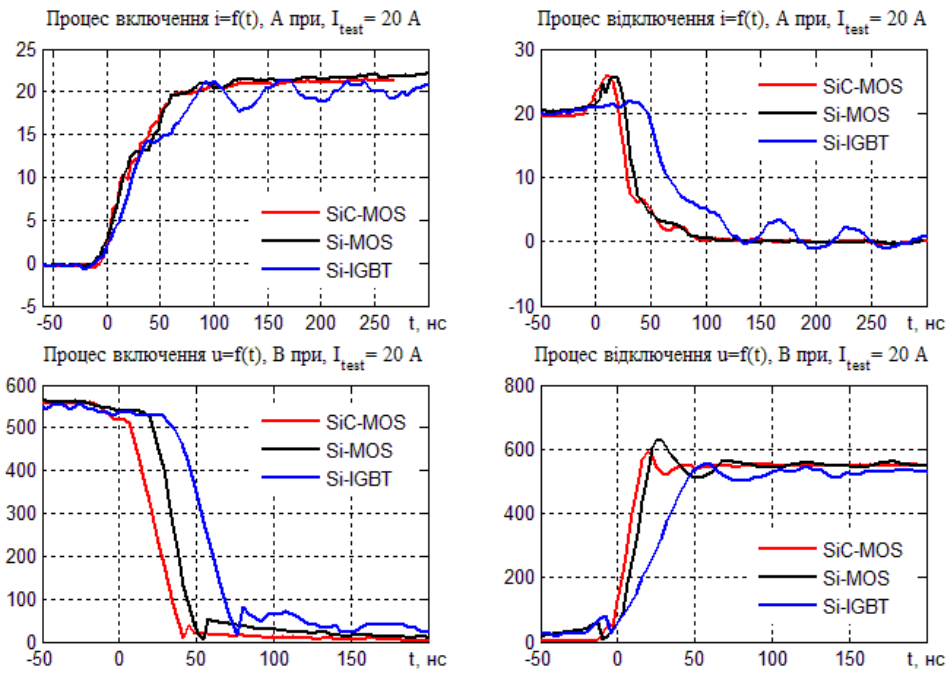


Рис. 11 Перехідні процеси включення/відключення транзисторів при струмі 20 А

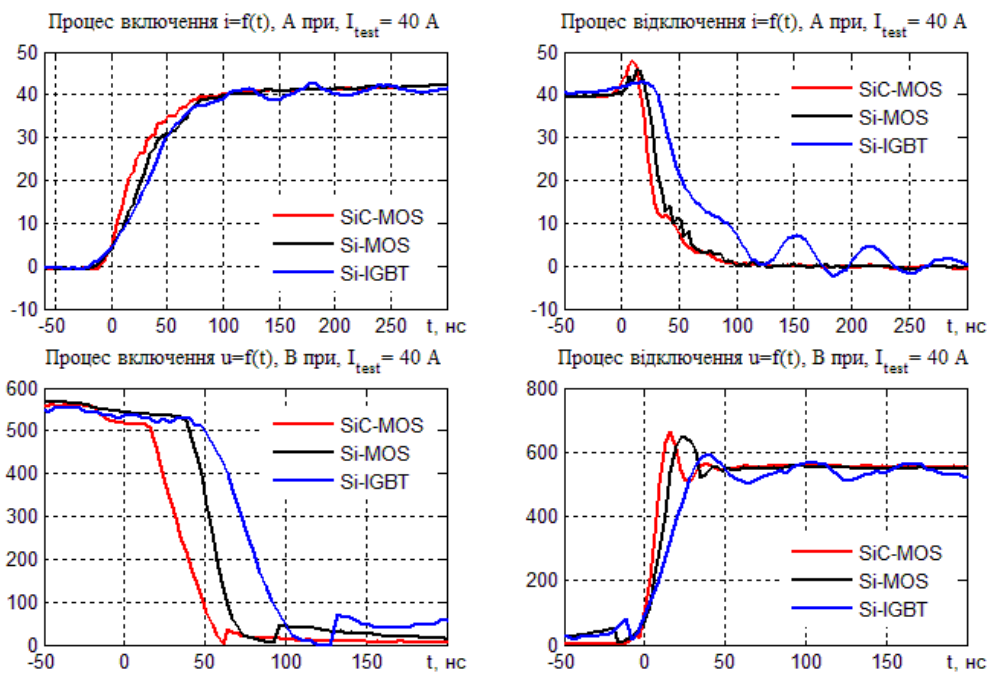


Рис. 12 Перехідні процеси включення/відключення транзисторів при струмі 40 А

З порівняння графіків на рис. 7 – 13 встановлюємо, що за інших рівних умов тесту SiC-MOSFET забезпечує найшвидше вимикання та вмикання.

Також не дивлячись на те, що максимальне значення миттєвої потужності перемикання у разі відключення у SiC-MOSFET більше, завдяки меншому сумарному часу вимикання, при цьому забезпечуються найменші втрати на вмикання та вимикання. SiC-MOSFET має найменші затримки ввімкнення та вимкнення, що дає можливість значно зменшити мертвий час в фазній стійці інвертора.

Слід відмітити коливальний характер перехідних процесів перемикання. При чому чим більш швидкодіючий транзистор, тим більше виражена коливальність (збільшення швидкодії перемикання збільшує частоту та амплітуду коливальних перехідних процесів).

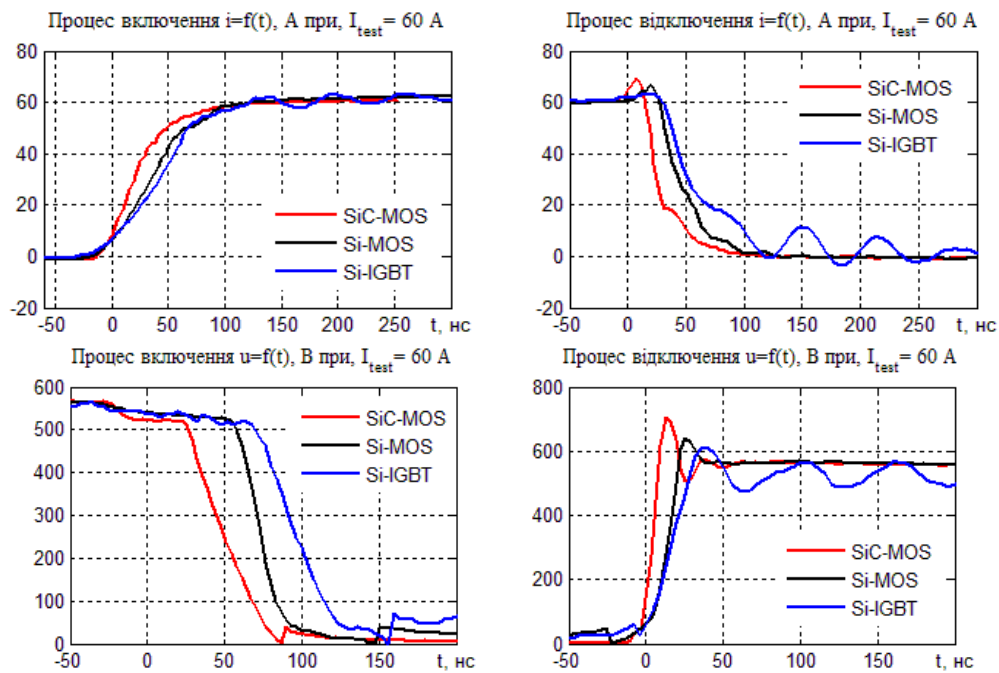


Рис. 13 Перехідні процеси включення/відключення транзисторів при струмі 60 А

Також велике значення di/dt разом з паразитними індуктивностями спричиняє викид напруги під час вимикання ключа як це видно на рис. 11 – рис. 13. Цей факт необхідно враховувати у процесі проектування друкованої плати з використанням високошвидкісних ключів (необхідно максимально знижувати паразитні індуктивності), а також застосовувати снаберні кола задля обмеження перенапруг. Додатково слід відмітити, що час вимикання зменшується разом зі збільшенням комутованого струму. Це пояснюється швидшим виведенням носіїв заряду з активної області (це особливо важливо для IGBT, де розсмоктування носіїв у дрейфовому шарі визначає час вимикання), прискореним розрядом паразитних ємностей у SiC-MOSFET та Si-MOSFET, що в свою чергу пришвидшує проходження транзистором так званого плато Міллера під час вимикання транзистора.

Висновки. Використовуючи метод тесту подвійним імпульсом, проведено експериментальне тестування динамічних властивостей транзисторів трьох типів: Si-MOSFET типу IXFK52N100X, SiC-MOSFET типу IMZ120R030M1H та Si-IGBT типу NGTB50N120FL2WAG.

За результатами аналізу експериментальних даних показано, що SiC-MOSFET у порівнянні з кремнієвими MOSFET та IGBT має менші втрати на включення та відключення, що свою чергу робить цей тип транзисторів найбільш придатним для використання у застосуваннях з високою частотою комутації ключів. При цьому завдяки найменшим значенням затримок вимкнення та увімкнення з'являється можливість зменшити значення мертвого часу у фазній стійці інвертора.

З аналізу графіків перехідних процесів комутації струму навантаження встановлено, що у разі використання SiC-MOSFET вони мають найбільш коливальний характер, особливо перехідний процес напруги стік-витік, який під час відключення має викид, що є тим більшим, чим більше комутований струм.

Показана висока швидкодія SiC-MOSFET надає можливості зменшити мертвий час у порівнянні з Si-IGBT, що дає змогу підвищити точність відпрацювання вихідної напруги автономних інверторів напруги (можна спростити або відмовитися від алгоритму компенсації мертвого часу), а також показники якості систем векторного керування двигунами змінного струму, побудованих на їх основі.

Результати виконаних досліджень підтверджують доцільність використання SiC-MOSFET в силовій частині сучасних електроприводів різних типів та статичних перетворювачів параметрів електричної енергії, що працюють з підвищеною частотою комутації.

COMPARATIVE ANALYSIS OF DYNAMIC CHARACTERISTICS OF SI-MOSFET, SiC-MOSFET AND Si-IGBT TRANSISTORS

S.M. Kovbasa, Yu.V. Verbovyi, Ye.V. Kolomiichuk

National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»,
Beresteyskyi Ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine.

E-mail: skovbasa@ukr.net, yurii.verbovyi@gmail.com, kolomijchyk@hotmail.com.

This work is dedicated to the practical determination and comparison of the dynamic characteristics of silicon (Si) MOSFET, silicon carbide (SiC) MOSFET, and silicon IGBT when switching an active-inductive load, which is the most used mode of operation in electric drives and power converters. The main advantages and challenges associated with the use of high-speed switches in real applications are discussed. The methodology of the Double-Pulse Test (DPT), a widely used method for experimental determining the dynamic characteristics of MOSFET and IGBT is presented. An experimental setup for conducting this test was designed and manufactured. The transistors were tested under identical voltage conditions for different switching currents. The analysis of the experimental data has demonstrated that, under equal conditions, SiC-MOSFET provides the lowest switching losses, making it the most suitable for applications which demand high-frequency PWM. It is shown that due to the lowest turn-on and turn-off delays (compared to other types of transistors considered) SiC-MOSFET can potentially reduce the converter's dead-time, this fact, in turn, improves the inverter's dynamic performance and simplifies or even eliminates the need for dead-time compensation algorithms. References 27, figures 13, tables 3.

Keywords: wide bandgap semiconductors, double pulse test, power electronics, Si-MOSFET, SiC-MOSFET, Si-IGBT, switching losses, electric drive, high-frequency PWM.

1. Liu X., Hofmann M., Streit F. and Maerz M. Digital Twin for Intelligent and SiC-based Drive Systems. 11th International Electric Drives Production Conference (EDPC), Erlangen, Germany, 07-09 December 2021. Pp. 1-8. DOI: <https://doi.org/10.1109/EDPC53547.2021.9684201>.
2. Buffolo M., Favero D., Marcuzzi A., De Santi C., Meneghesso G., Zanoni E. Review and Outlook on GaN and SiC Power Devices: Industrial State-of-the-Art, Applications, and Perspectives. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 2024. Vol. 71. No 3. Pp. 1344-1355. DOI: <https://doi.org/10.1109/TED.2023.3346369>.
3. Taha W., Azer P., Callegaro A.D., Emadi A. Multiphase Traction Inverters: State-of-the-Art Review and Future Trends. *IEEE Access*. 2022. Vol. 10. Pp. 4580-4599. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3141542>.
4. Deng X., Mohamed M.A.S., Lambert S., Mecrow B. Development of a High-Speed, Permanent Magnet, SiC Based Drive With Integrated Input Filters. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2020. Vol. 35. No 2. Pp. 863-874. DOI: <https://doi.org/10.1109/TEC.2020.2973449>.
5. Yuan X., Laird I. and Walder S. Opportunities, Challenges, and Potential Solutions in the Application of Fast-Switching SiC Power Devices and Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2021. Vol. 36. No 4. Pp. 3925-3945. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3024862>.
6. Ciechonski Rafal. Growth and characterization of SiC and GaN. URL: <https://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:17053/FULLTEXT01.pdf> (accessed at 03.02.2025).
7. Iannaccone G., Sbrana C., Morelli I., Strangio S. Power Electronics Based on Wide-Bandgap Semiconductors: Opportunities and Challenges. *IEEE Access*. 2021. Vol. 9. Pp. 139446-139456. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3118897>.
8. CoolMOS™ SJ MOSFETs benefits in hard and soft switching SMPS topologies. Semiconductor & System Solutions Infineon Technologies. URL: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Product-Brochure-CoolMOS-Benefits-in-Hard-Soft-Switching-ProductBrochure-v07_01-EN.pdf?fileId=db3a3043338c8ac80133aca62ba63047 (accessed at 03.02.2025).
9. 500V-950V CoolMOS™ N-Channel Power MOSFET Infineon Technologies. Semiconductor & System Solutions Infineon Technologies. URL: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/mosfet/n-channel/500v-950v/> (accessed at 03.02.2025).
10. Khanna V.K. The Insulated gate bipolar transistor (IGBT): theory and design. Hoboken, NJ, USA: Wiley-IEEE Press, 2003. 627 p.
11. Technology Details Infineon Technologies. Semiconductor & System Solutions Infineon Technologies. URL: <https://www.infineon.com/cms/en/product/technology/silicon-carbide-sic/technology-details/> (accessed at 03.02.2025).
12. Transphorm Releases Industry's First 1200V Sapphire-Based GaN Device Simulation Model. EverGreat Technology. EverGreat Technology. URL: <https://www.evgreat.com/news/transphorm-releases-industrys-first-1200v-sapphire-based-gan-device-simulation-model/> (accessed at 03.02.2025).

13. Longobardi G. GaN for power devices: Benefits, applications, and normally-off technologies. *International Semiconductor Conference (CAS)*, Sinaia, Romania, 11-14 October 2017. Pp. 11-18. DOI: <https://doi.org/10.1109/SMICND.2017.8101144>.
14. Vasilets S., Vasilets K. Improvement of the mathematical model of the IGBT transistor with respect to the nonlinearity of transition capacities. *Newsletter of the KrNU named after Mykhailo Ostrogradsky*. 2018. No 1. P. 9–14.
15. Mondal B., Pogulaguntla R.T., Arun Karuppaswamy B. Double Pulse Test Set-up: Hardware Design and Measurement Guidelines. *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, Jaipur, India, 14-17 December 2022. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDES56012.2022.10080339>.
16. Zhang Q., Wang R., Chen Y. Design of a Double Pulse Test Platform for Switching Devices. *IEEE 3rd China International Youth Conference on Electrical Engineering (CIYCEE)*, Wuhan, China, 03-05 November 2022. Pp. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/CIYCEE55749.2022.9959070>.
17. Zhang Z., Guo B., Wang F.F., Jones E.A., Tolbert L.M., Blalock B.J. Methodology for Wide Band-Gap Device Dynamic Characterization. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2017. Vol. 32. No 12. Pp. 9307-9318. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2655491>.
18. Zheng C., Boroyevich D., Mattavelli P., Ngo K. A frequency domain study on the effect of DC-link decoupling capacitors. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Denver, CO, USA, 15-19 September 2013. Pp.1886-1893. DOI: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2013.6646938>.
19. Zhang Z., Wang F., Tolbert L.M., Blalock B.J., Costinett D.J. Understanding the limitations and impact factors of wide bandgap devices' high switching-speed capability in a voltage source converter. *Proc. IEEE Wide Bandgap Power Devices and Applications*, Oct. 2014. Pp. 7-12.
20. UCC53x0 Single-Channel Isolated Gate Drivers. Analog | Embedded processing | Semiconductor company. TI.com. URL: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc5390.pdf?ts=1735096761485> (accessed at 03.02.2025).
21. Digital oscilloscope SIGLENT SDS1104X-U. SIGLENT. URL: <https://siglentua.com/uk/catalog/digital-oscilloscopes/digital-oscilloscope-siglent-sds1104x-u/> (accessed at 03.02.2025).
22. Double Pulse Testing Power Semiconductor Devices with Oscilloscope & AFG. Test- und Messgeräte. Tektronix. URL: <https://www.tek.com/en/documents/application-note/double-pulse-test-tektronix-afg31000-arbitrary-function-generator> (accessed at 03.02.2025).
23. Circuit Protection, Fuses, Power Control & Sensing Solutions. URL: <https://www.littelfuse.com/assetdocs/littelfuse-discrete-mosfets-ixf-52n100x-datasheet?assetguid=dc55a3c4-8c68-427d-a26d-524403f41306> (accessed at 03.02.2025).
24. NGTB50N120FL2WAG IGBT - Field Stop II/4 Lead. URL: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/ngtb50n120fl2wa-d.pdf> (accessed at 25.01.2025).
25. IMZ120R030M1H CoolSiC™ 1200V SiC Trench MOSFET Silicon Carbide MOSFET. Semiconductor & System Solutions - Infineon Technologies. URL: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IMZ120R030M1H-DataSheet-v02_02-EN.pdf?fileId=5546d46269e1c019016a92fdcc776696 (accessed at 03.02.2025).
26. IDWD15G120C5 CoolSiCTM 1200V Schottky Diode DataSheet. Semiconductor & System Solutions. Infineon Technologies. URL: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IDWD15G120C5-DataSheet-v02_01-EN.pdf?fileId=5546d462689a790c016933d54d2b5489 (accessed at 03.02.2025).
27. Badawi N., Knieling P., Dieckerhoff S. High-speed gate driver design for testing and characterizing WBG power transistors. 15th International *Power Electronics and Motion Control* Conference (EPE/PEMC), Novi Sad, Serbia, 04-06 September 2012. Pp. LS6d.4-1-LS6d.4-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/EPEPEMC.2012.6397499>.

Надійшла 26.02.2025
Остаточний варіант 26.05.2025