

НЕРУБАЦЬКИЙ В. П., канд. техн. наук,  
ПЛАХТІЙ О. А., канд. техн. наук,  
ГОРДІЄНКО Д. А., аспірант,  
ФІЛІП'ЄВА М. В., аспірантка  
(Український державний університет залізничного транспорту),  
БАГАЧ Р. В., аспірант (Харківський національний автомобільно-дорожній університет)

## Підвищення точності моделювання перехідних процесів і розрахунку втрат потужності напівпровідникових перетворювачів у програмному середовищі NI Multisim

У статті наведено дослідження перехідних процесів і результати розрахунків статичних і динамічних втрат потужності в силових IGBT- та MOSFET-транзисторах при моделюванні у програмних середовищах Matlab / Simulink і NI Multisim. Визначено, що моделювання в NI Multisim більш коректне і точно відображує перехідні процеси ввімкнення та вимкнення силових транзисторів і зворотного відновлення діодів, що дає змогу визначати динамічні втрати силових транзисторів і силових діодів. Показано, що модель силових транзисторів у NI Multisim враховує більше сорока семи параметрів, включаючи температурні характеристики, паразитні вхідні та вихідні ємності і індуктивності, нелінійності вольт-амперних характеристик транзисторів тощо. У програмному середовищі NI Multisim розроблено схему транзисторного MOSFET-ключа IRFZ44n, керування здійснює драйвер IR2104PBF. Подано адекватність часів ввімкнення та вимкнення силового транзистора, характер перехідних процесів при резистивному та резистивно-індуктивному навантаженні, залежність сумарних втрат потужності від частоти комутації.

**Ключові слова:** Matlab, NI Multisim, вольт-амперна характеристика, втрати потужності, напівпровідниковий перетворювач, перехідний процес, силовий транзистор.

### Вступ

Одним з важливих напрямів дослідження напівпровідникових перетворювачів є визначення їхнього коефіцієнта корисної дії та складових втрат потужності, а також дослідження шляхів покращення енергетичної ефективності перетворювачів [1, 2]. При цьому комп'ютерне моделювання роботи перетворювачів є важливим етапом у розробленні та дослідженні енергетичних показників напівпровідникових перетворювачів під час їхнього проектування. Одним із найпопулярніших інструментів при моделюванні силових напівпровідникових перетворювачів є програмне середовище Matlab / Simulink [3, 4]. До переваг моделювання напівпровідникових перетворювачів можна віднести [5, 6]:

– універсальність, тобто можливість моделювання будь-яких силових електричних схем з малими струмами та будь-яких систем керування;

– зручний інтерфейс, який за рахунок створення блочних схем дає змогу досить просто без знань мов програмування створювати досить складні системи керування;

– потужний вбудований математичний апарат, що дає змогу проводити дуже багато різних видів аналізу (Фур'є-аналіз, алгоритми синтезу цифрових та аналогових фільтрів, алгоритми синтезу регуляторів і т. п.).

Для отримання адекватних результатів моделювання роботи електричних схем важливим є врахування внутрішніх основних і паразитних параметрів напівпровідників, що необхідно для визначення характеру перехідних процесів при комутації, а також визначення втрат потужності та перегріву силових ключів [7, 8].

**Постановка проблеми, аналіз досліджень і публікацій**

При вирішенні завдання дослідження втрат потужності в силових напівпровідникових перетворювачах базовий функціонал програмного середовища Matlab / Simulink має досить суттєві недоліки [9, 10]: при моделюванні силових перетворювачів некоректно визначаються статичні втрати потужності в силових IGBT-, MOSFET-, GTO-транзисторах, а також повністю не враховуються динамічні втрати потужності. Це пов'язано з тим, що Matlab / Simulink не відображає процеси зростання та спадання струму і напруги в часі при комутації. Через це визначення динамічних втрат потужності в силових транзисторах практично неможливо. І це при тому, що динамічні втрати потужності складають більшу частину відносно статичних втрат потужності.

Одним зі шляхів точного врахування втрат потужності в силових транзисторах у програмному середовищі Matlab / Simulink є створення додаткових субмоделей, що здійснюють розрахунок миттєвих значень статичних і динамічних втрат потужності у функції значення величини миттєвого струму [11, 12]. Ці методи дають змогу визначати втрати потужності в силових транзисторах, проте вимагають попередньої лінійної чи поліноміальної апроксимації характеристик  $U_{ce}(I)$ ,  $E_{on}(I)$ ,  $E_{off}(I)$ ,  $E_{rec}(I)$ . За відсутності цих характеристик у документації наведені методи застосувати неможливо.

У публікації [13] подано методику моделювання перехідних процесів комутації силових транзисторів у програмному середовищі Matlab / Simulink шляхом додавання до моделі паразитних параметрів індуктивності та ємності. Проте цей метод не визначає залежностей перехідного процесу від параметрів опору резистора затвора.

У публікації [14] наведено суттєву різницю результатів моделювання перехідних процесів комутації силових транзисторів у програмному середовищі Matlab / Simulink, Spice-моделюванні та результатів реальних осцилограм.

**Мета та завдання дослідження**

Метою роботи є підвищення точності моделювання перехідних процесів у силових напівпровідникових перетворювачах, що дасть можливість більш коректно визначати динамічні втрати потужності. Для досягнення мети було поставлено такі завдання:

- огляд перехідного процесу в силовому транзисторі під час комутації;
- визначення недоліків моделювання силових транзисторів і діодів у програмному середовищі Matlab / Simulink;

– дослідження деталізації моделювання силових транзисторів і діодів у програмному середовищі NI Multisim;

– подання перехідних процесів комутації струму, напруги і потужності в розробленій моделі напівпровідникового ключа на базі MOSFET-транзистора.

**Викладення основного матеріалу**

**Розрахунок втрат потужності в силових транзисторах і діодах.** Перехідний процес зміни напруги, струму та потужності в силовому транзисторі під час комутації наведено на рис. 1 [15, 16].

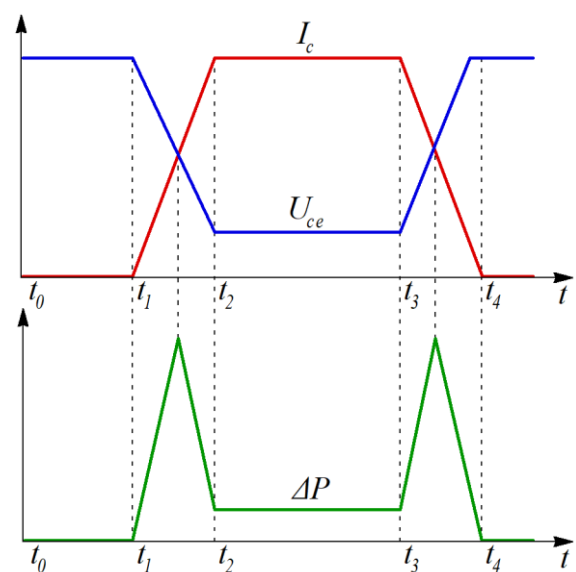


Рис. 1. Перехідний процес у силовому транзисторі під час комутації

На рис. 1 визначено чотири інтервали комутації.

Інтервал  $t_0 - t_1$ . Цим інтервалом часу описано вимкнений стан силового транзистора. На цьому інтервалі часу напруга, прикладена до транзистора, є максимальною, але струм через транзистор не протікає. Відповідно втрати потужності на ньому дорівнюють нулю.

Інтервал  $t_1 - t_2$ . Під час цього інтервалу описано процес комутації силового транзистора після подання на нього сигналу ввімкнення. На цьому інтервалі часу напруга, прикладена до транзистора, зменшується з максимальної до величини прямого падіння напруги  $U_{ce}$  в транзисторі, а струм через транзистор починає зростати з нуля до максимального значення. Відповідно енергія, що відповідає динамічним втратам потужності на інтервалі ввімкнення, визначається як

$$E_{on} = \int_{t_1}^{t_2} I_c \cdot U_{ce} \cdot dt, \quad (1)$$

де  $I_c$ ,  $U_{ce}$  – величини струму та напруги в провідному стані ключа.

Інтервал  $t_2 - t_3$  відповідає провідному стану транзистора. Цей інтервал часу визначає статичні втрати потужності в транзисторі. На цьому інтервалі сигнали ввімкнення або вимкнення на транзистор не подаються. При цьому напруга та струм на транзисторі визначаються схемою, у якій працює транзистор, тобто можуть бути постійними, наприклад у схемі чопера, або змінюватись у часі, наприклад у схемі підвищувального імпульсного перетворювача. Відповідно енергія, розсіювана на транзисторі під час імпульсу ввімкнення, відповідає статичним втратам потужності і аналогічно визначається інтегралом миттєвої потужності як

$$E_{cond} = \int_{t_2}^{t_3} I_c \cdot U_{ce} \cdot dt. \quad (2)$$

Інтервал  $t_3 - t_4$  відповідає інтервалу процесу комутації вимкнення силового транзистора. Цей інтервал часу визначає динамічні втрати потужності вимкнення. Відповідно енергія, розсіювана на транзисторі під час вимкнення, відповідає динамічним втратам потужності вимкнення і визначається як

$$E_{off} = \int_{t_3}^{t_4} I_c \cdot U_{ce} \cdot dt. \quad (3)$$

У режимі широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) при режимі роботи перетворювача з постійним навантаженням та постійною величиною коефіцієнта заповнення в ШІМ статичні та динамічні втрати потужності можна визначити як [17, 18]

$$P_{cond} = I_c \cdot U_{ce} \cdot \gamma, \quad (4)$$

де  $\gamma$  – коефіцієнт заповнення в ШІМ;

$$P_{SW} = f_{PWM} \cdot (E_{on} + E_{off}), \quad (5)$$

де  $f_{PWM}$  – частота комутації.

У силових діодах процес виникнення статичних втрат потужності є аналогічним. Проте динамічні втрати потужності в силових діодах відрізняються.

На рис. 2 наведено один із типових фрагментів електричних схем з діодами та напівпровідниковими ключами. Ця схема визначає жорсткий режим відновлення зворотної провідності діода. На прикладі

цієї схеми пояснено процес відновлення зворотної провідності діода. А часові діаграми струмів і напруг, що описують процеси у схемі, наведено на рис. 3.

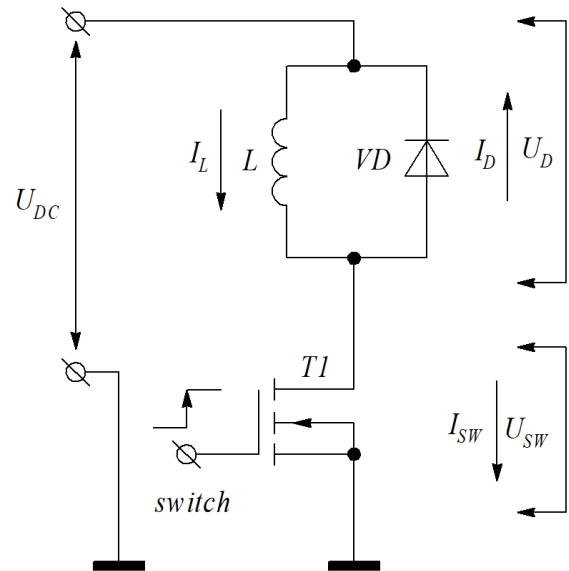


Рис. 2. Електрична схема підключення діода

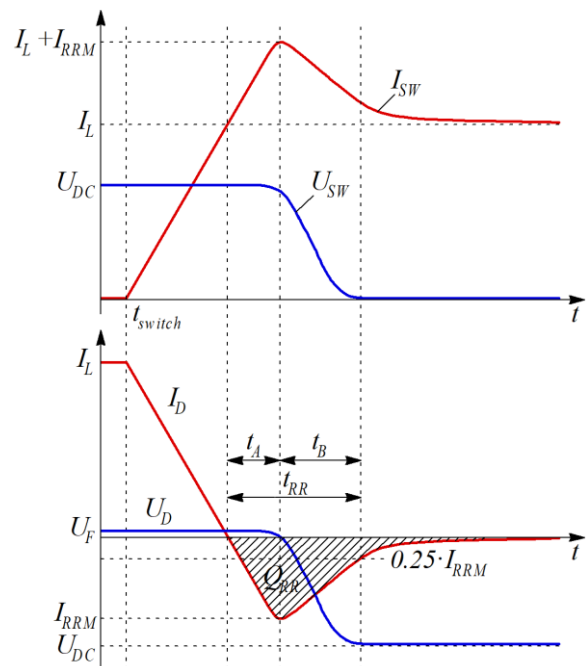


Рис. 3. Процес зворотного відновлення діода

У початковий час напівпровідниковий ключ закритий, і струм індуктивності повністю замикається через діод. Після подачі керуючого імпульсу на затвор транзистора і перевищення ним деякої порогової напруги відбувається поступове зростання струму через ключ  $I_{SW}$ , починаючи з часу  $t_{switch}$ . При цьому

струм, що протікає через діод  $I_D$ , поступово зменшується, оскільки струм індуктивності починає частково витікати через ключ, що відкривається. У деякий момент часу (початок інтервалу  $t_A$ ), коли струм індуктивності повністю замкнеться через ключ ( $I_L = I_{sw}$ ), струм через діод змінить свій напрямок. У першій половині імпульсу реверсного струму (період  $t_A$ ) відбувається розряд ємності  $p-n$ -переходу, при цьому напруга на діоді деякий час залишається позитивною, а зворотний струм досягає максимуму. Далі зворотний струм через діод починає знижуватись (період  $t_B$ ), а зворотна напруга зростає до напруги джерела  $U_{DC}$ .

$$E_{rec} = \int_{t_A}^{t_B} I_D \cdot U_D \cdot dt, \quad (6)$$

де  $E_{rec}$  – енергія зворотного відновлення.

При цьому виробники силових транзисторів наводять у документації на силові транзистори вже визначені залежності енергії відновлення від величини комутованого струму. Залежність енергії зворотного відновлювання від величини комутованого струму силового діода RM1000DC-66F наведено на рис. 4.

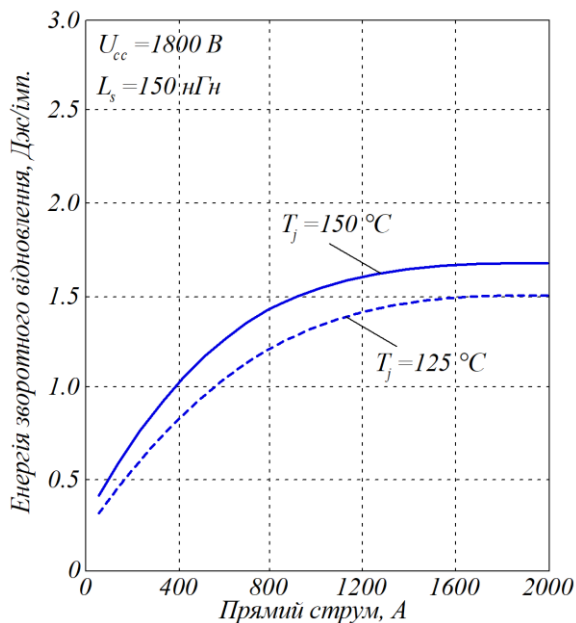


Рис. 4. Залежність енергії зворотного відновлювання від комутованого струму

Знаючи фактичне значення залежності енергії відновлення значення ШІМ при режимі роботи зі сталою частотою енергія зворотного відновлення може бути визначена як

$$P_{rec} = E_{rec} \cdot f_{PWM}. \quad (7)$$

*Деталізація моделей силових транзисторів і діодів у програмному середовищі Matlab / Simulink.* Статичні втрати потужності транзисторів і діодів визначаються значеннями струму та напруги у провідному стані [19, 20]. При цьому напруга на діоді та транзисторі залежить від величини струму, що визначається вольт-амперною характеристикою (ВАХ) ключа. При цьому значення падіння напруги, крім струму, також залежить від величини температури напівпровідника. На рис. 5 наведено реальні вольт-амперні характеристики силового діода RM1000DC-66F з напругою 3,3 кВ і номінальним струмом 1000 А і вольт-амперну характеристику, за якою модулюється робота силового діода та IGBT-транзистора в Matlab / Simulink.

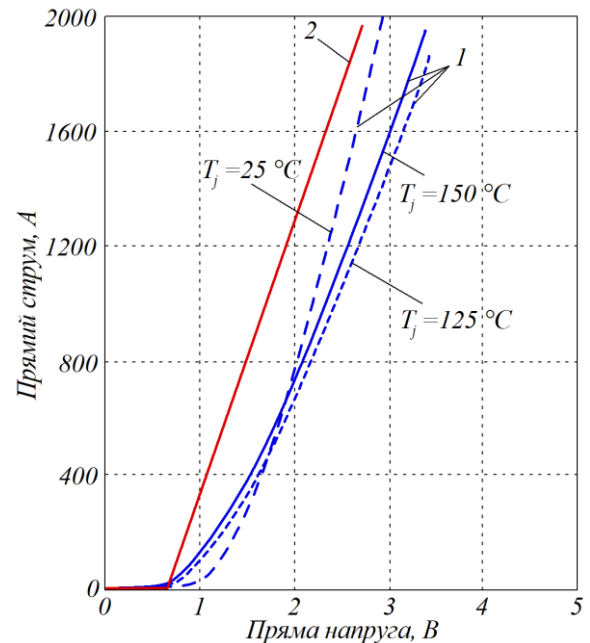


Рис. 5. Вольт-амперна характеристика силового діода RM1000DC-66F:  
1 – реальні; 2 – подання ВАХ у Matlab / Simulink

Як видно з рис. 5, реальні вольт-амперні характеристики діода при температурах 25 °С, 125 °С і 150 °С мають параболічну форму. Червоною лінією наведено ВАХ діода та силового IGBT-транзистора, що моделюється в Matlab / Simulink значеннями за замовчуванням (default settings). Вольт-амперна характеристика силового діода в Matlab / Simulink моделюється як величина прямого падіння напруги  $U_f$  (стандартне значення 0,8 В) з послідовним активним опором  $R_{on} = 1$  мОм. Ці значення можуть бути налаштованими, проте заміна параболи ВАХ діода та IGBT-транзистора прямою так чи інакше в повному

діапазоні струму ключа призводить до похибок у розрахунках статичних втрат потужності.

Суттєвим недоліком моделювання роботи силових транзисторів і діодів є відсутність у моделях паразитних параметрів внутрішніх ємностей та індуктивностей, внаслідок чого комутація силових транзисторів відбувається за один програмний інтервал розрахунку в моделі Matlab / Simulink [21, 22]. Внаслідок цього динаміка, а саме час вмикання і вимикання силових транзисторів у моделі ігноруються, динамічні втрати потужності в силових MOSFET- та IGBT-транзисторах ігноруються. Процес комутації силового IGBT-транзистора, а саме миттєві значення напруги, струму та потужності під час вмикнення та вимкнення, наведено на рис. 6.

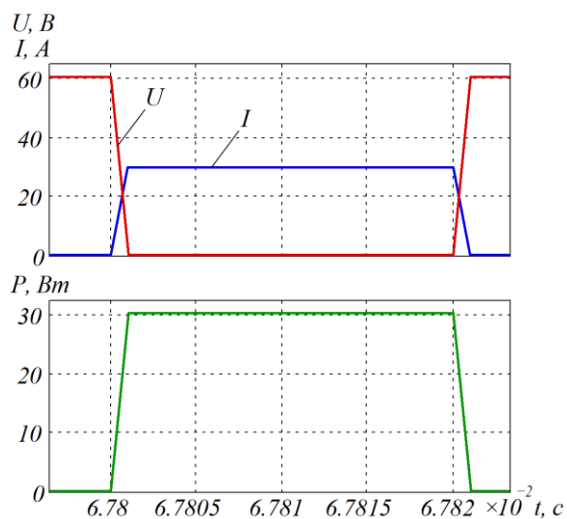


Рис. 6. Результати моделювання перехідних процесів при комутації IGBT-транзистора в Matlab / Simulink

З рис. 6 видно, що час вмикання і вимкнення силового транзистора складає 1 мкс, проте це зумовлено не властивістю моделі транзистора, а загальними налаштуваннями мінімального часу дискретизації моделювання в Matlab / Simulink. Внаслідок цього проміжні точки миттєвих значень струму та напруги знаходяться в межах однієї дискрети часу, тобто миттєвих значеннях струму і напруги між значеннями вимкнення та вмикання ( $t_1 = 0,0678$  с і  $t_2 = 0,067801$  с), і програмою не розраховуються. При цьому форма напруги та струму IGBT-ключа при комутації резистивного чи резистивно-індуктивного навантаження не

відрізняється. Тобто під час комутації (середина процесу), коли миттєве значення струму складає 15 А, значення напруги на транзисторі дорівнює 30 В, миттєве значення потужності має дорівнювати 450 Вт. Проте внаслідок того, що проміжні точки струму та напруги ключа не розраховуються, Matlab / Simulink розраховує лише миттєві значення до та після комутації, внаслідок цього проміжне значення миттєвої потужності під час комутації відображується як 15 Вт. Крім того, Matlab / Simulink не моделює процеси зворотного відновлення силових діодів, внаслідок чого енергія відновлення діодів у моделях не враховується.

Отже, моделювання силових схем у Matlab / Simulink принципово не дає змоги визначати динамічні втрати потужності в силових транзисторах і діодах. Щодо статичних втрат потужності, за рахунок налаштування величини прямого падіння напруги та внутрішнього активного опору ключа в певному діапазоні величин струмів статичні втрати можна моделювати коректно, проте у випадку, коли миттєві значення струму ключа змінюються від нуля до максимуму, розрахунок статичних втрат потужності буде мати похибки. Крім того, Matlab / Simulink не дає змоги визначати ефективність роботи снаберів силових транзисторів, не дозволяє досліджувати силові перетворювачі в режимах роботи zero-voltage switching та zero-current switching, вплив затворного резистору на тривалість перехідного процесу, вплив температурних параметрів і багато інших параметрів [23, 24].

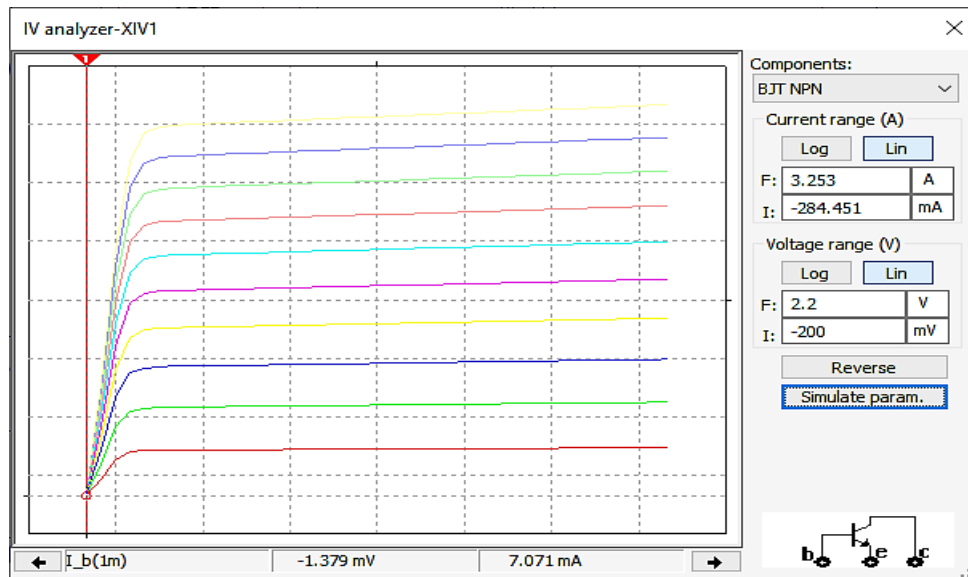
**Деталізація моделей силових транзисторів і діодів у програмному середовищі NI Multisim.** Програмне середовище NI Multisim використовує схожий принцип моделювання електричних схем: створення систем диференціальних рівнянь, що описують електричну схему, і розв'язання цієї системи чисельними методами з заданим часом дискретизації [25, 26]. Проте базові розрахункові моделі силових транзисторів і діодів суттєво відрізняються. Моделі силових діодів і транзисторів у NI Multisim є суттєво складнішими та враховують значно більшу кількість параметрів, а також вплив на параметри ключів температури [27, 28]. Так, наприклад, модель MOSFET враховує 47 параметрів ключа, а модель силового діода враховує 28 параметрів.

Перелік параметрів SPICE-моделі MOSFET-транзистора та їхні значення за замовчуванням (default settings) наведено на рис. 7.

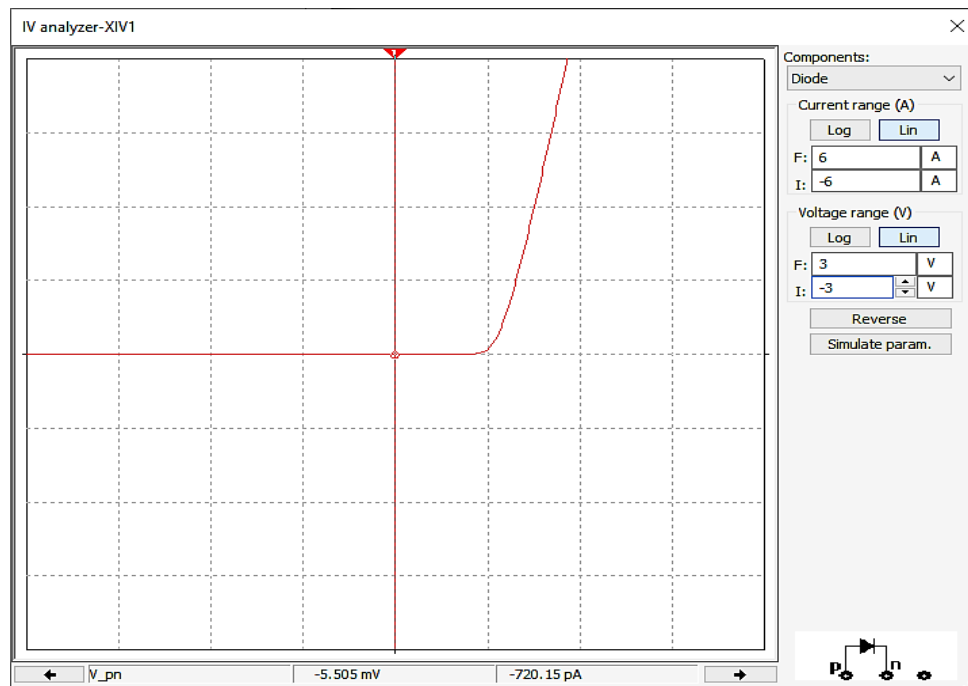
Name	Description	Value	Units	Use default
VTO	Threshold voltage	0	V	<input checked="" type="checkbox"/>
KP	Transconductance parameter	2e-5	A/V <sup>2</sup>	<input checked="" type="checkbox"/>
GAMMA	Bulk threshold parameter	0	V <sup>0.5</sup>	<input checked="" type="checkbox"/>
PHI	Surface potential	0.6	V	<input checked="" type="checkbox"/>
LAMBDA	Channel length modulation	0	1/V	<input checked="" type="checkbox"/>
RD	Drain ohmic resistance	0	Ω	<input checked="" type="checkbox"/>
RS	Source ohmic resistance	0	Ω	<input checked="" type="checkbox"/>
RG	Gate ohmic resistance	0	Ω	<input checked="" type="checkbox"/>
RB	Bulk ohmic resistance	0	Ω	<input checked="" type="checkbox"/>
RDS	Drain source shunt resistance	0	Ω	<input checked="" type="checkbox"/>
CBD	Bulk-drain junction capacitance	0	F	<input checked="" type="checkbox"/>
CBS	Bulk-source junction capacitance	0	F	<input checked="" type="checkbox"/>
IS	Bulk junction saturation current	1e-14	A	<input checked="" type="checkbox"/>
PB	Bulk junction potential	0.8	V	<input checked="" type="checkbox"/>
CGSO	Gate-source overlap capacitance	0	F/m	<input checked="" type="checkbox"/>
CGDO	Gate-drain overlap capacitance	0	F/m	<input checked="" type="checkbox"/>
CGBO	Gate-bulk overlap capacitance	0	F/m	<input checked="" type="checkbox"/>
RSH	Sheet resistance	0	Ω/sq.	<input checked="" type="checkbox"/>
CJ	Bottom junction capacitance per area	0	F/m <sup>2</sup>	<input checked="" type="checkbox"/>
MJ	Bottom grading coefficient	0.5		<input checked="" type="checkbox"/>
CJSW	Side junction capacitance per area	0	F/m	<input checked="" type="checkbox"/>
MJSW	Side grading coefficient	0.33		<input checked="" type="checkbox"/>
JS	Bulk junction saturation current density	0	F/m <sup>2</sup>	<input checked="" type="checkbox"/>
TOX	Oxide thickness	4e-9	m	<input checked="" type="checkbox"/>
LD	Lateral diffusion	0	m	<input checked="" type="checkbox"/>
UD	Surface mobility	600	cm <sup>2</sup> /...	<input checked="" type="checkbox"/>
FC	Forward bias junction fit parameter	0.5		<input checked="" type="checkbox"/>
NSUB	Substrate doping	0	1/cm <sup>3</sup>	<input checked="" type="checkbox"/>
TPG	Gate type	1		<input checked="" type="checkbox"/>
NSS	Surface state density	0	1/cm <sup>2</sup>	<input checked="" type="checkbox"/>
TNQM	Parameter measurement temperature	27	°C	<input checked="" type="checkbox"/>
KF	Flicker noise coefficient	0		<input checked="" type="checkbox"/>
AF	Flicker noise exponent	1		<input checked="" type="checkbox"/>
L	Length	100e-6	m	<input checked="" type="checkbox"/>
W	Width	100e-6	m	<input checked="" type="checkbox"/>
WD	Lateral diffusion (Width)	0	m	<input checked="" type="checkbox"/>
N	Bulk P-N emission coefficient	1		<input checked="" type="checkbox"/>
JSSW	Bulk P-N saturation sidewall current/le...	0	A/m	<input checked="" type="checkbox"/>
PBSW	Bulk P-N sidewall potential	0	V	<input checked="" type="checkbox"/>
TT	Bulk p-n transit time	0	sec	<input checked="" type="checkbox"/>
NLEV	Noise equation selector	2		<input checked="" type="checkbox"/>
GDSNOI	Channel shot noise coefficient (used w...	1		<input checked="" type="checkbox"/>
T_MEASURED	Parameter measurement temperature	27	°C	<input checked="" type="checkbox"/>
T_ABS	Absolute temperature	27	°C	<input checked="" type="checkbox"/>
T_REL_GLOBAL	Relative to current global temperature	0	°C	<input checked="" type="checkbox"/>

Рис. 7. Параметри SPICE-моделі MOSFET-транзистора та їхні значення

Внаслідок досить точної деталізації моделей точно [29, 30]. ВАХ силового діода SURS8340T3G в силових транзисторів вольт-амперні характеристики NI Multisim наведено на рис. 8. силових транзисторів і діодів моделюються досить



а



б

Рис. 8. Моделі BAX напівпровідників в NI Multisim:  
 а – n-p-n транзистора NSS12501UW3T2G; б – силового діода SURS8340T3G

У документації на діод SURS8340T3G зазначено, що при величині струму 3 А величина падіння напруги на ньому буде складати 1,25 В. При моделюванні в NI Multisim величина падіння напруги складає 1,251 В.

**Моделювання перехідних процесів і втрат потужності в MOSFET-транзисторі IRFZ44N.** Для

оцінювання адекватності моделювання перехідних процесів у силових транзисторах у програмному середовищі NI Multisim було розроблено схему силового MOSFET-транзистора IRFZ44N, що керується драйвером IR2104 (рис. 9).



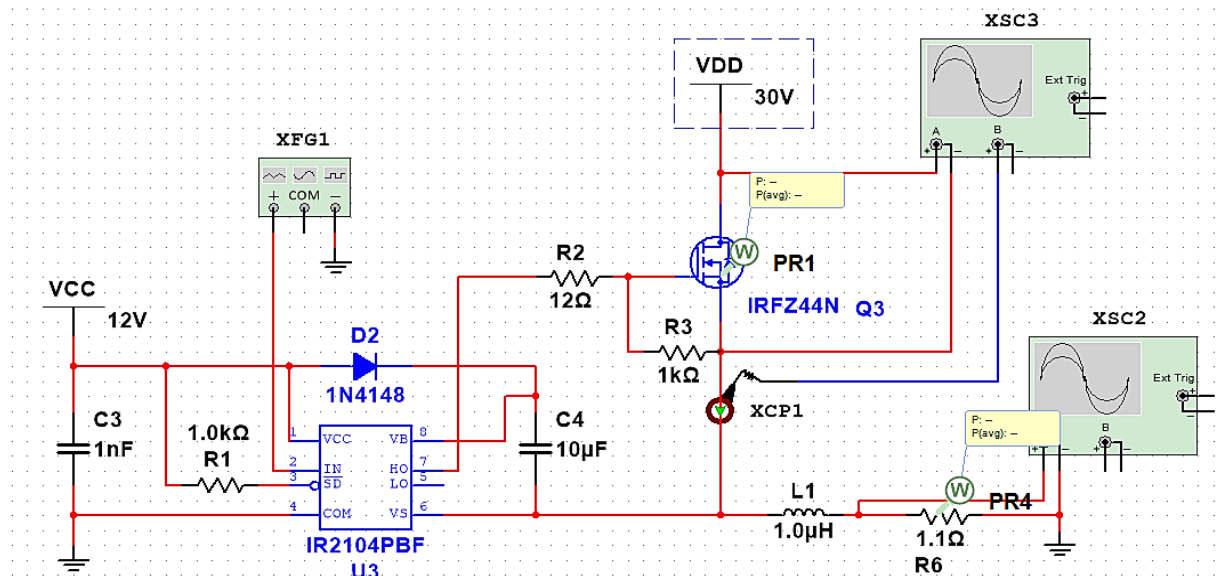
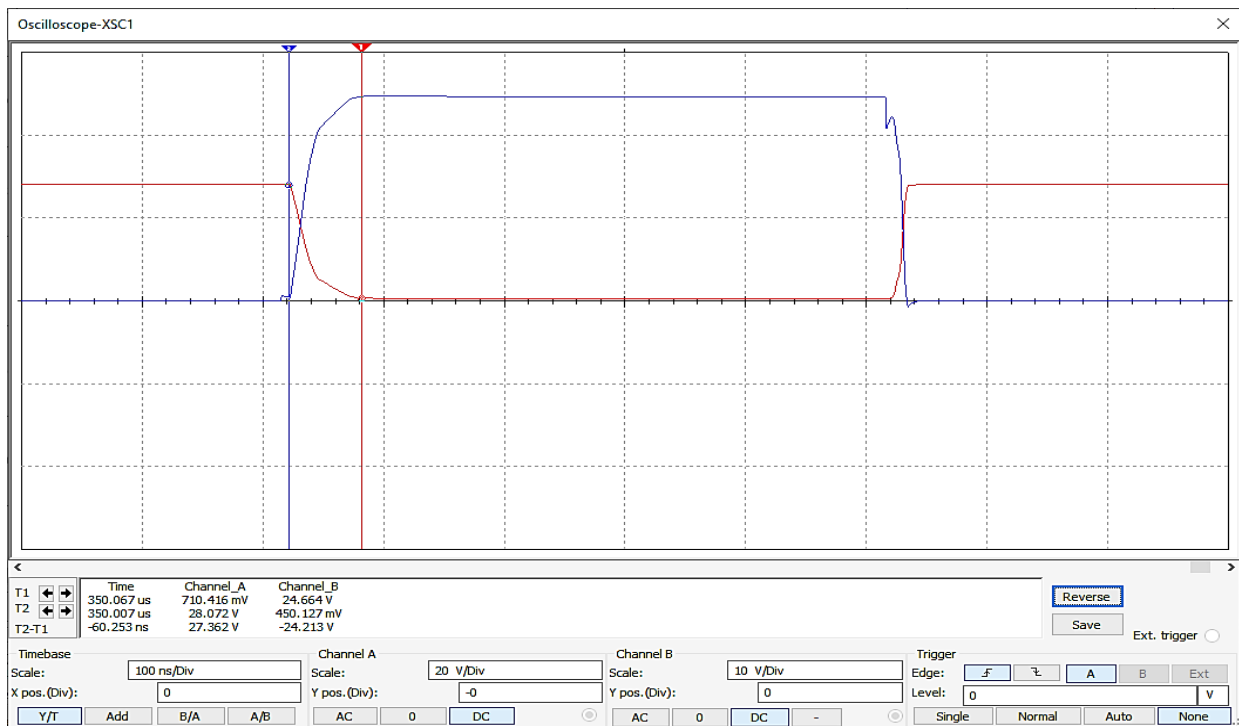


Рис. 9. Дослідна модель визначення параметрів MOSFET-транзистора IRFZ44N з драйвером IR2104

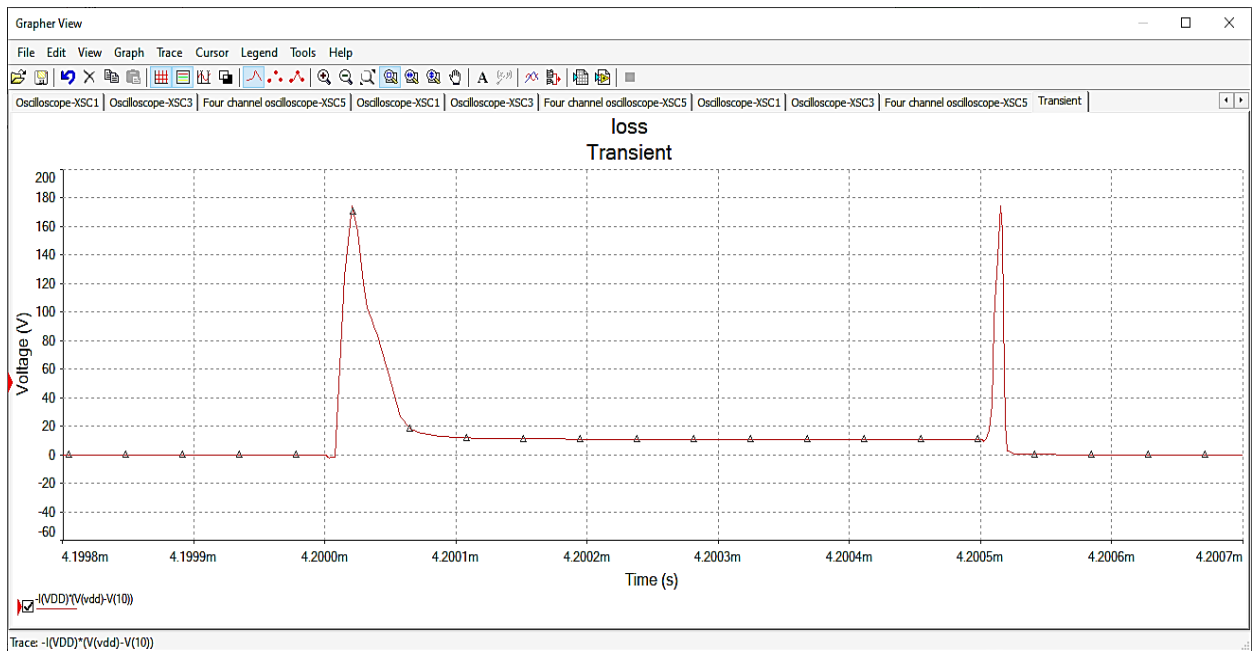
На моделі було визначено:  
 – перехідні процеси напруги і струму на транзисторі;  
 – залежність втрат потужності від частоти комутації;

– вплив RC-смабера на втрати потужності в силовому транзисторі.  
 Перехідний процес комутації струму та напруги в MOSFET-транзисторі IRFZ44N в NI Multisim наведено на рис. 10.



a





б

Рис. 10. Осцилограми комутації силового транзистора IRFZ44N при комутації струму 25А з резистивним навантаженням:  
 а – напруга і струм; б – миттєві значення потужності

Як видно з рис. 10, при резистивному навантаженні час ввімкнення MOSFET-транзистора складає 60,25 нс, а час вимикання - 20 нс, що відповідає величинах часів  $t_{on}$  і  $t_{off}$ , вказаним у документації на транзистор. Максимальне імпульсне значення миттєвої потужності на транзисторі складає 173 Вт.

Середні на періоді значення сумарних втрат потужності, що розсіюються в силовому транзисторі, визначаються як

$$P_{\Sigma} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \Delta P \cdot dt, \quad (8)$$

де  $\Delta P$  – миттєві значення втрат потужності на транзисторі.

Залежність сумарних втрат потужності в силовому MOSFET-транзисторі від частоти комутації при постійній скважності в ШІМ (без снаберної ланки) при номінальному навантаженні транзистора 25 А наведено на рис. 11.

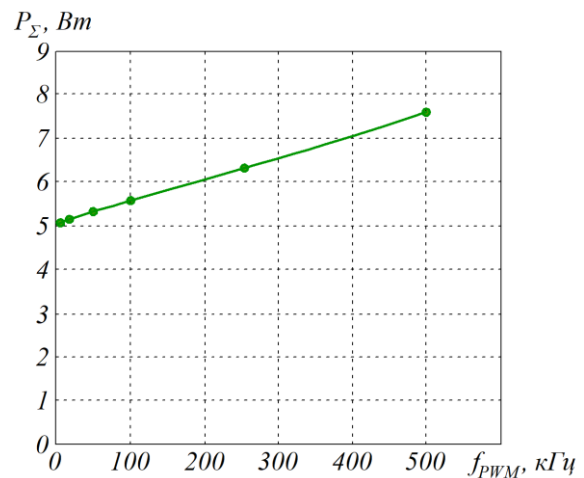
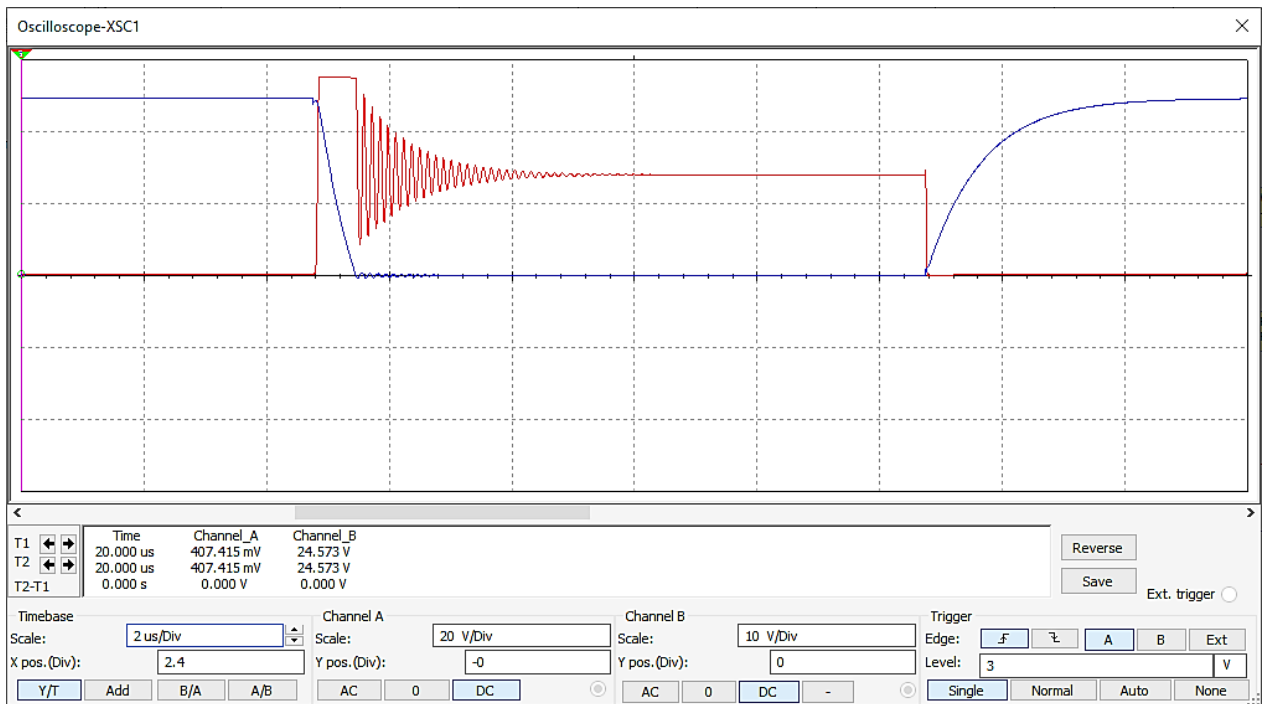
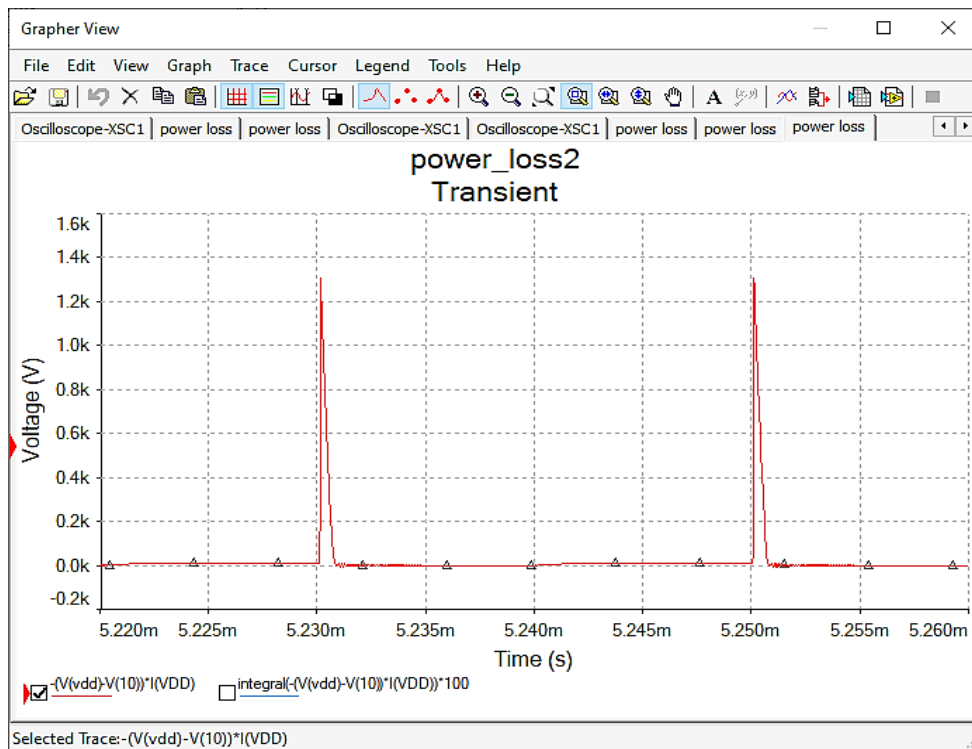


Рис. 11. Залежність сумарних втрат потужності від частоти комутації при резистивному навантаженні

За наявності в колі індуктивного навантаження перехідні процеси струму, напруги та потужності в силовому транзисторі значно змінюються (рис. 12).



*a*



*б*

Рис. 12. Осцилограми комутації силового транзистора IRFZ44N при комутації струму 25 А з резистивно-індуктивним навантаженням (1,12 Ом і 1 мкГн):  
*a* – напруга і струм; *б* – миттєве значення потужності

Як видно з рис. 12, при резистивно-індуктивному навантаженні перехідні процеси в MOSFET-транзисторах суттєво змінюються і набувають коливального характеру напруги на транзисторі при вмиканні. При цьому час ввімкнення та вимкнення MOSFET-транзистора значно збільшується:  $t_{on} = 0,750$  мкс,  $t_{off} = 3,22$  мкс. Імпульсне значення потужності на транзисторі теж зростає та досягає 1,32 кВт, відповідно при цьому зростає і величина динамічних втрат потужності на транзисторі (рис. 13).

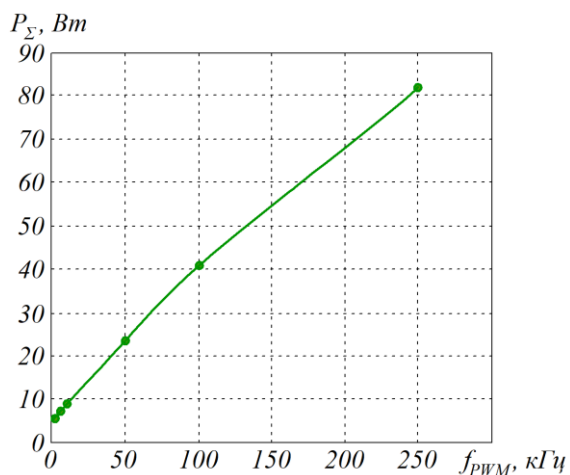


Рис. 13. Залежність сумарних втрат потужності від частоти комутації при резистивно-індуктивному навантаженні

Отже, моделювання в програмному середовищі NI Multisim дає змогу більш точно визначати вплив роботи драйвера, величини опору затвора, роботу снаберів, що впливає на час вмикання та вимкнення транзистора, визначати динамічні втрати, що дозволяє оптимізувати величину втрат потужності. Крім того, суттєвими перевагами NI Multisim є наявність бібліотеки SPICE-моделей досить великої кількості напівпровідникових елементів і мікросхем, таких як силові транзистори, драйвери, ШІМ-контролери та багато інших; можливість задавання температури, що впливає на вольт-амперні характеристики та паразитні параметри ключів.

#### Висновки і рекомендації щодо подальшого використання

На підставі проведених досліджень можна зробити такі висновки:

– розглянуто перехідний процес у силовому транзисторі під час комутації, що складається з чотирьох інтервалів, кожен з яких визначає динамічні втрати потужності;

– визначено, що моделювання перехідних процесів у силових транзисторах і силових діодах у

програмному середовищі Matlab / Simulink зумовлює ряд недоліків, серед яких відсутність у моделі параметрів паразитних ємностей та індуктивностей, а також нелінійностей вольт-амперних характеристик, внаслідок чого перехідні процеси комутації силових транзисторів відображаються некоректно, а тому визначення динамічних втрат потужності в силових транзисторах є неможливим;

– показано, що в моделях силових транзисторів і діодів у програмному середовищі NI Multisim враховується значно більша кількість параметрів, коректно відображаються вольт-амперні характеристики, а також паразитні індуктивності та ємності, внаслідок чого можна визначати як статичні, так і динамічні втрати потужності в силових транзисторах, а також втрати енергії відновлення силових діодів;

– подано перехідні процеси комутації струму, напруги і потужності, залежність втрат потужності від частоти комутації MOSFET-транзистора IRFZ44N при резистивному, а також резистивно-індуктивному навантаженні, при цьому сигнал керування формується мікросхемою драйвера верхнього плеча IR2104.

*Статтю підготовлено в рамках проведення дослідження за держбюджетною темою «Розробка наукових основ підвищення енергетичної ефективності та покращення якості електроенергії в електричних мережах» (державний реєстраційний номер 0121U109440).*

#### Список використаних джерел

1. Plakhtii O., Nerubatskyi V., Hordiienko D., Sushko D., Syniavskiy A., Shelest D. Thermal-powerloss approximation method for determination of efficiency in semiconductor devices. 2022 *IEEE 41st International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. 2022. P. 456–461. DOI: 10.1109/ELNANO54667.2022.9926756.
2. Plakhtii O., Nerubatskyi V., Hordiienko D. Research of Operating Modes and Features of Integration of Renewable Energy Sources into the Electric Power System. 2022 *IEEE 8th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*. 2022. P. 133–138. DOI: 10.1109/ESS57819.2022.9969337.
3. Arhun S., Hnatov A., Dziubenko O., Ponikarovska S. A device for converting kinetic energy of press into electric power as a means of energy saving. *Journal of the Korean Society for Precision Engineering*. 2019. Vol. 36, No. 1. P. 105–110. DOI: 10.7736/KSPE.2019.36.1.105.
4. Bogajevskiy A., Arhun S., Hnatov A., Dvadnenko V., Kunicina N., Patlins A. Selection of Methods for Modernizing the Regulator of the Rotation Frequency of Locomotive Diesels. 2019 *IEEE 60th International Scientific Conference on Power and Electrical*

- Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*. 2019. P. 1–6.  
DOI: 10.1109/RTUCON48111.2019.8982347.
5. Talbi M., Mensia N., Ganouni R., Ezzaouia H. Modeling of Photovoltaic Panel using Matlab/Simulink and application of P & O Algorithm P & O Algorithm. *2020 11th International Renewable Energy Congress (IREC)*. 2020. P. 1–6.  
DOI: 10.1109/IREC48820.2020.9310396.
  6. Al-Azzawi F. F., Al-Azzawi Z. F., Shandal S. A., Abid F. A. Modulation and RS-CC rate specifications in WiMAX IEEE 802.16 Standard with MATLAB Simulink model. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. 2020. Vol. 881. P. 1–10.  
DOI: 10.1088/1757-899X/881/1/012109.
  7. Sauvey C. Mathematical Modeling of Electrical Circuits and Practical Works of Increasing Difficulty with Classical Spreadsheet Software. *Modelling*. 2022. Vol. 3 (4). P. 445–463.  
DOI: 10.3390/modelling3040029.
  8. Nerubatskyi V., Plakhtii O., Hordiienko D., Podnebenna S. Synthesis of a regulator recuperation mode a DC electric drive by creating a process of finite duration. *2021 IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. 2021. P. 272–277.  
DOI: 10.1109/UKRCON53503.2021.9575792.
  9. Hussein A., Hawas M. Power quality analysis based on simulation and MATLAB/Simulink. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*. 2019. Vol. 16. 1144.  
DOI: 10.11591/ijeecs.v16.i3.pp1144-1153.
  10. Fernando A., GanLim L. Velocity analysis of a six wheel modular mobile robot using MATLAB-Simulink. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. 2021. 1109. 012037.  
DOI: 10.1088/1757-899X/1109/1/012037.
  11. Tchorzewski J., Marlega R. The Day-Ahead Market System Simulation Model in the MATLAB and Simulink Environment. *2021 Progress in Applied Electrical Engineering (PAEE)*. 2021. P. 1–8.  
DOI: 10.1109/PAEE53366.2021.9497390.
  12. Nerubatskyi V., Plakhtii O., Hordiienko D. Adaptive Modulation Frequency Selection System in Power Active Filter. *2022 IEEE 8th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*. 2022. P. 341–346.  
DOI: 10.1109/ESS57819.2022.9969261.
  13. Bao H., Zhang W., Yang Y., Chen Y. Calculation and analysis of IGBT power loss in drive system for EV. *2015 IEEE International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices (ASEMD)*. 2015. P. 276–277.  
DOI: 10.1109/asemd.2015.7453571.
  14. Chen H.-J., Kusic G. L., Reed G. F. Comparative PSCAD and Matlab/Simulink simulation models of power losses for SiC MOSFET and Si IGBT devices. *2012 IEEE Power and Energy Conference at Illinois*. 2012. P. 1–5. DOI: 10.1109/PECI.2012.6184589.
  15. Fediv Y., Sivakova O., Lysiak V., Korchak M. Switching overvoltages protection of power electronics converters with gate turn-off thyristors. *Energy Engineering and Control Systems*. 2021. Vol. 7, No. 2. P. 103–110. DOI: 10.23939/jeecs2021.02.103.
  16. Soskov A., Salabaeva N., Forkun Y., Glebova M. Methods of overvoltage limitation in modern dc semiconductor switching apparatus and their calculation. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2016. Vol. 3/8 (81).  
DOI: 10.15587/1729-4061.2016.72533.
  17. Plakhtii O., Nerubatskyi V., Hordiienko D. Efficiency analysis of DC-DC converter with pulse-width and pulse-frequency modulation. *2022 IEEE 41st International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. 2022. P. 571–575.  
DOI: 10.1109/ELNANO54667.2022.9926762.
  18. Plakhtii O., Nerubatskyi V., Mykhalkiv S., Hordiienko D., Shelest D., Khomenko I. Research of energy characteristics of three-phase voltage source inverters with modified pulse width modulation. *2021 IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. 2021. P. 422–427.  
DOI: 10.1109/KhPIWeek53812.2021.9570071.
  19. Johannesson D., Nawaz M., Norrga S., Hallen A., Nee H.-P. Static and Dynamic Performance Prediction of Ultrahigh-Voltage Silicon Carbide Insulated-Gate Bipolar Transistors. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2021. Vol. 36, No. 5. P. 5874–5891.  
DOI: 10.1109/TPEL.2020.3027370.
  20. Kuamar H., Ramavenkateswaran N. Low Power High Speed 15-Transistor Static True Single Phase Flip Flop. *2019 2nd International Conference on Intelligent Computing, Instrumentation and Control Technologies (ICICICT)*. 2019. P. 440–444.  
DOI: 10.1109/ICICICT46008.2019.8993225.
  21. Gastli A., Kiranyaz S., Hamila R., Ellabban O. Matlab/Simulink Modeling and Simulation of Electric Appliances Based on their Actual Current Waveforms. *2019 2nd International Conference on Smart Grid and Renewable Energy (SGRE)*. 2019. P. 1–7.  
DOI: 10.1109/SGRE46976.2019.9020901.
  22. Szemes P. T., Melhem M. Analyzing and modeling PV with «P&O» MPPT Algorithm by MATLAB/SIMULINK. *2020 3rd International Symposium on Small-scale Intelligent Manufacturing Systems (SIMS)*. 2020. P. 1–6.  
DOI: 10.1109/SIMS49386.2020.9121579.
  23. Hardan S. S., Hairik H. A., Thejeel R. Matlab/Simulink-Based Modeling of Typical Inductive Power Transfer (IPT) System. *2020 6th IEEE International Energy Conference (ENERGYCon)*. 2020. P. 86–92.  
DOI: 10.1109/ENERGYCon48941.2020.9236534.

24. Lee W.-C., Kuo S.-A. Simulation and Control of a Robotic Arm Using MATLAB, Simulink and TwinCAT. *2020 International Conference on Advanced Robotics and Intelligent Systems (ARIS)*. 2020. P. 1–5.  
DOI: 10.1109/ARIS50834.2020.9205777.
25. Adsul J., Nair J. M., Vaidya P. P. Design and Simulation of a New Reconfigurable Analog to Digital Converter based on Multisim. *2019 International Conference on Nascent Technologies in Engineering (ICNTE)*. 2019. P. 1–6.  
DOI: 10.1109/ICNTE44896.2019.8946032.
26. Khvitia B., Gheonjian A., Kutchadze Z., Jobava R. Advanced SPICE modeling of large power IGBT modules. *IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*. 2002. Vol. 4. P. 2433–2436. DOI: 10.1109/IAS.2002.1042786.
27. Mirzaee H., Bhattacharya S., Ryu S.-H., Agarwal A. Design comparison of 6.5 kV Si-IGBT, 6.5 kV SiC JBS diode, and 10 kV SiC MOSFETs in megawatt converters for shipboard power system. *2011 IEEE Electric Ship Technologies Symposium*. 2011. P. 248–253. DOI: 10.1109/ESTS.2011.5770876.
28. Sfakianakis G., Nawaz M., Chimento F. A temperature dependent simple spice based modeling platform for power IGBT modules. *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2014. P. 2873–2879. DOI: 10.1109/ECCE.2014.6953788.
29. Khvitia B., Gheonjian A., Kutchadze Z., Jobava R. A SPICE Model for IGBTs and Power MOSFETs Focusing on EMI/EMC in High-Voltage Systems. *Electronics*. 2021. Vol. 10. 2822.  
DOI: 10.3390/electronics10222822.
30. Azar R., Udrea F., DeSilva M., Amaratunga G., Ng W. T., Dawson F., Waind P. Advanced SPICE Modeling of Large Power IGBT Modules. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2004. Vol. 40 (3). P. 710–716.  
DOI: 10.1109/tia.2004.827456.

**Nerubatskyi V. P., Plakhtii O. A., Hordiienko D. A., Philipjeva M. V., Bagach R. V. Improving of simulation accuracy of transient processes and calculation of power losses of semiconductor converters in the NI Multisim program.**

**Abstract.** The article presents a study of the adequacy of modeling transient processes, as well as static and dynamic power losses in power IGBT and MOSFET-transistors in Matlab / Simulink and NI Multisim programs. It is shown that when modeling transient switching processes in power transistors, the Matlab / Simulink does not allow to adequately determine the transient processes of turning on and off power transistors, which leads to the impossibility of determining the energy of turning on the transistor, the energy of turning off the transistor, as well as the recovery energy of power diodes. In addition, the simulation of

static power losses of power diodes and transistors in Matlab / Simulink is carried out with a significant error due to incorrect representation of the current-current characteristics of diodes and IGBT-transistors. It is shown that for more correct and accurate modeling of transient power transistors, including the determination of static and dynamic power losses, it is more expedient to conduct simulations in the Multisim program. Models of power transistors in Multisim take into account more than forty-seven parameters, including temperature characteristics, parasitic input and output capacitances and inductances, nonlinearity of current-voltage characteristics of transistors, and others. In the Multisim, the circuit of the IRFZ44n transistor MOSFET-switch, which is controlled by the IR2104PBF driver, is developed. Adequacy of power transistor turn-on and turn-off times to the data given in the documentation is determined, the nature of transient processes at resistive and resistive-inductive load is given, the dependence of total power losses on the switching frequency is presented. It is shown that the simulation in the Multisim program correctly reflects the transient processes of turning on and off power transistors and the reverse recovery of diodes, which allows determining the dynamic losses of power transistors and power diodes.

**Keywords:** Matlab, NI Multisim, volt-ampere characteristic, power losses, semiconductor converter, transition process, power transistor.

Надійшла 14.03.2023 р.

**Нерубацький Володимир Павлович**, кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри електроенергетики, електротехніки та електромеханіки, Український державний університет залізничного транспорту, м. Харків, Україна. E-mail: [NVP9@i.ua](mailto:NVP9@i.ua).  
ORCID: <http://orcid.org/0000-0002-4309-601X>.

**Плахтій Олександр Андрійович**, кандидат технічних наук, доцент кафедри електроенергетики, електротехніки та електромеханіки, Український державний університет залізничного транспорту, м. Харків, Україна. E-mail: [a.plakhtiy1989@gmail.com](mailto:a.plakhtiy1989@gmail.com).  
ORCID: <http://orcid.org/0000-0002-1535-8991>.

**Гордієнко Денис Анатолійович**, аспірант кафедри електроенергетики, електротехніки та електромеханіки, Український державний університет залізничного транспорту, м. Харків, Україна. E-mail: [D.Hordiienko@i.ua](mailto:D.Hordiienko@i.ua).  
ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-0347-5656>.

**Філін'єва Марина Віталіївна**, аспірантка кафедри електроенергетики, електротехніки та електромеханіки, Український державний університет залізничного транспорту.

E-mail: [marifil2603@gmail.com](mailto:marifil2603@gmail.com).

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-6499-7493>.

**Багач Руслан Володимирович**, аспірант кафедри автомобільної електроніки, Харківський національний автомобільно-дорожній університет, м. Харків, Україна. E-mail: [bagach.ruslan@yandex.ua](mailto:bagach.ruslan@yandex.ua).

ORCID: <https://orcid.org/0009-0004-5319-3683>.

**Nerubatskyi Volodymyr**, PhD, Associate Professor, Associate Professor of Department of Electrical Energetics, Electrical Engineering and Electromechanics, Ukrainian State University of Railway Transport, Kharkiv, Ukraine. E-mail: [NVP9@i.ua](mailto:NVP9@i.ua).

ORCID: <http://orcid.org/0000-0002-4309-601X>.

**Plakhtii Olexandr**, PhD, Associate Professor of Department of Electrical Energetics, Electrical Engineering and Electromechanics, Ukrainian State University of Railway Transport, Kharkiv, Ukraine.

E-mail: [a.plakhtiy1989@gmail.com](mailto:a.plakhtiy1989@gmail.com).

ORCID: <http://orcid.org/0000-0002-1535-8991>.

**Hordiienko Denys**, postgraduate of Department of Electrical Energetics, Electrical Engineering and Electromechanics, Ukrainian State University of Railway Transport, Kharkiv, Ukraine. E-mail: [D.Hordiienko@i.ua](mailto:D.Hordiienko@i.ua).

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-0347-5656>.

**Philipjeva Maryna**, Postgraduate, Department of Electrical Energetics, Electrical Engineering and Electromechanics, Ukrainian State University of Railway Transport. E-mail: [marifil2603@gmail.com](mailto:marifil2603@gmail.com).

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-6499-7493>.

**Bagach Ruslan**, postgraduate of Department of Vehicle Electronics, Kharkiv National Automobile and Highway University, Kharkiv, Ukraine.

E-mail: [bagach.ruslan@yandex.ua](mailto:bagach.ruslan@yandex.ua).

ORCID: <https://orcid.org/0009-0004-5319-3683>.