

Національний технічний університет України  
Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського  
Міністерство освіти і науки України  
Національний технічний університет України  
Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського  
Міністерство освіти і науки України

Кваліфікаційна наукова  
праця на правах рукопису

**Бурковський Ярослав Юрійович**

УДК 621.314.1; 004.94

**ДИСЕРТАЦІЯ**  
**ВИСОКОЕФЕКТИВНІ ІМПУЛЬСНІ НІТРИД-ГАЛІЄВІ**  
**ЕНЕРГОПЕРЕТВОРЮВАЧІ РУХОМИХ БЕЗПІЛОТНИХ**  
**РАДІОСИСТЕМ**

172 – Телекомунікації та радіотехніка

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

\_\_\_\_\_ Я. Ю. Бурковський

Науковий керівник: Зінковський Юрій Францевич, професор, доктор  
технічних наук, академік ПАН України

Київ — 2025

## АНОТАЦІЯ

*Бурковський Я. Ю.* «Високоєфективні імпульсні нітрид – галієві енергоперетворювачі рухомих безпілотних радіосистем» – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка». – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, 2025.

Представлена дисертація присвячена розробці, удосконаленню та комплексній оптимізації сучасних методів аналізу, моделювання, проектування та впровадження енергоперетворювачів, створених на основі напівпровідникових структур із широкою забороненою зоною (WBG), зокрема нітриду галію (GaN) та карбіду кремнію (SiC). У цьому дослідженні значна увага приділена практичним аспектам застосування WBG-напівпровідників у бортових системах (у тому числі системах живлення) для радіоелектронного обладнання, що функціонує у безпілотних літальних апаратах (БПЛА) та на наземних безпілотних автономних платформах (БПА). Дане дослідження є відповіддю на зростаючу потребу у більш ефективних, компактних, масштабованих і надійних рішеннях, де особливе значення мають енергетична ефективність, термічна стабільність, надійність, електромагнітна сумісність (ЕМС), рівень завади, адаптивність параметрів системи до складних умов експлуатації, властивих безпілотним системам.

У роботі було теоретично та експериментально доведено, що напівпровідники з широкою забороненою зоною, такі як GaN та SiC, мають низку визначних переваг порівняно з традиційними кремнієвими приладами силової електроніки. Ці переваги включають підвищену енергоефективність, можливість стабільної роботи за ширшого діапазону температур, значно вищі

граничні частоти комутації, а також здатність пропускати більші струми та витримувати вищі напруги. Було виявлено пряму квадратичну залежність мінімально можливого опору каналу від максимально допустимої зворотної напруги та обернену кубічну залежність від критично допустимої напруженості електричного поля у напівпровіднику, що дозволило аналітично обґрунтувати вибір напівпровідникової основи силового елемента для застосувань у системі енергоперетворення БПЛА / БПА, а саме нітриду галію.

Важливою складовою роботи стало створення комплексного підходу до аналізу та оптимізації енергоперетворювачів на основі нітриду галію. У межах цього підходу було розроблено лінійку теоретичних та комп'ютерних моделей у середовищах MATLAB/SIMULINK та SPICE, що враховують статичні та динамічні складові паразитних параметрів, температурних ефектів, динамічних та статичних втрат, а також особливості драйверів затворів. Завдяки цим моделям стало можливим підбирати структурні компоненти та прогнозувати характеристики систем у різноманітних режимах роботи, детально дослідити перехідні процеси, динаміку вмикання та вимикання напівпровідникових пристроїв, виявити та оцінити вплив паразитних явищ на енергоперетворювачі, а також підібрати оптимальні параметри для забезпечення максимальної енергоефективності. У процесі моделювання була отримана вольт-амперна характеристика обраного GaN транзистору та її температурна залежність.

Запропонований підхід включає детальне дослідження факторів, що впливають на роботу імпульсних перетворювачів, побудованих на GaN та SiC. Зокрема, було проаналізовано вплив паразитних ефектів, таких як ємності затвора, динамічні та статичні втрати при високочастотному комутуванні, а також аналітично доведено переваги моделювання проектних параметрів енергоперетворювача, спрямованого на мінімізацію цих факторів. Доведено, що відсутність паразитних діодів у GaN транзисторах суттєво знижує втрати

зворотного відновлення у таких топологіях, як синхронний понижувальний перетворювач і дає змогу стабільно працювати на високих частотах комутації з мінімальними втратами.

Проведена оптимізація параметрів та отримана фазочастотна характеристика вихідних фільтрів перетворювача (враховуючи різні режими роботи електроенергетичних систем), а саме режимів безперервної (CCM) і переривчастої (DCM) провідності, а також сценаріїв примусової провідності (FCM). Було досліджено вплив паразитних втрат, конструкційних обмежень та параметрів перетворювача, що у сукупності дозволило забезпечити стабільність і ефективність системи при наявності реальних технічних обмежень. У результаті вдалося зберегти високі показники ККД та стабільність вихідних параметрів за мінімальних пульсацій напруги й струму. Застосування методики зниження паразитних параметрів топології дало змогу досягнути частоти перемикання силової частини перетворювача близько 1,1 МГц. Це позитивно вплинуло на мінімізацію розмірів та маси реактивних компонентів вхідного і вихідного каскадів, підвищивши компактність конструкції та збільшивши питому потужність системи.

Окрему увагу приділено впровадженню цифрових методів керування на основі методів обробки сигналів, зокрема системам керування з цифровими компенсаторами ланки зворотного зв'язку на базі фільтрів з нескінченною імпульсною характеристикою. Такий підхід забезпечив високий ступінь адаптивності, точність встановлення вихідних параметрів та стабільність роботи перетворювача при зміні навантаження або зовнішніх умов. Цифрова система керування дала змогу досягти поєднання гнучкості, масштабованості та програмованості, підвищуючи нечутливість контурів керування і компенсаторів до зовнішніх впливів та змін у вибраній елементній базі, усуваючи необхідність розробки аналогових кіл компенсації. Моделювання у MATLAB/SIMULINK підтвердило правильність розробленої керуючої моделі

та оптимальне налаштування коефіцієнтів компенсації. Результати показали, що при зміні заданої напруги відсутні суттєві перерегулювання й пульсації, що свідчить про загальну стабільність та коректну роботу регулятора системи. Це відкриває можливості застосування таких підходів у високонавантажених середовищах, де гнучкість та адаптивність системи живлення є критично важливими.

SPICE-симуляції підкріпили отримані теоретичні висновки та модельні результати. При максимальному навантаженні було зафіксовано коефіцієнт корисної дії на рівні 97,5%, що майже дорівнює розрахунковому значенню, отриманому за допомогою запропонованої методики теоретичного аналізу. Крім того, SPICE-симуляції підтвердили стабільну роботу перетворювача у широкому діапазоні навантажень та відповідність вихідних характеристик встановленим технічним вимогам. Це засвідчує вірність обраних проектних рішень, коректність застосованих методів моделювання та розрахунків, а також правильність підбору елементів системи.

Під час експериментальних практичних досліджень та апробацій комплексної методики розрахунків, моделювання і керування енергоперетворювачем на основі широкозонних напівпровідників, отримані результати показали практичну застосовність та ефективність цих підходів. Зокрема, було продемонстровано зменшення статичних та динамічних втрат, можливість функціонування на високих частотах комутації, зростання надійності завдяки зменшенню тепловиділення. Практичні випробування підтвердили похибку встановлення вихідної напруги на рівні  $11,97 \text{ В} \pm 0,27\%$  та рівнем пульсацій 33мВ, що суттєво перевершує початкові технічні вимоги. Завдяки впровадженим рішенням, у ході тестування було продемонстровано підвищення ККД перетворювача на 5%, зниження показників маси у 1,9 рази, зменшення об'єму у 2 рази, зниження пульсацій вихідної напруги у 2,3 рази та підвищення допустимого вихідного струму у 1,5 рази порівняно із раніше

використаним серійно доступним рішенням. Отримані експериментальні результати фактично формують підґрунтя для подальшого можливого впровадження напівпровідників із широкою забороненою зоною у високочастотні імпульсні перетворювачі, що мають критичні вимоги до масогабаритних та енергоефективних параметрів.

Розроблені енергоперетворювальні системи пройшли успішні випробування на реальних наземних та повітряних дронах, які зараз активно застосовуються у різноманітних сферах, у тому числі у оборонній сфері. На практиці підтверджено, що модульність і масштабованість конструкцій систем живлення на основі GaN-технологій дає змогу адаптувати такі енергоперетворювачі до різних вимог, узгоджуючи їх із характеристиками бортового радіоелектронного обладнання конкретних безпілотних платформ. В ході експлуатаційних випробувань розроблені конструкції підтвердили стійкість до екстремальних температур, вібрацій та інших складних умов, зберігаючи при цьому високу надійність, стабільність вихідних характеристик та ефективність. Також експериментально підтверджено, що за рахунок підвищення ККД, зниження показників маси та зменшення об'єму, дальність дії тестового зразка БПЛА зросла на 17%.

Загалом, результати цього дослідження доповнюють науково-технічне підґрунтя для більш широкого впровадження напівпровідників із широкою забороненою зоною в енергоперетворювальні системи різного призначення. Запропоновані теоретичні, методичні та інженерні рішення можуть бути використані для розробки нових високоефективних, масштабованих та надійних систем енергоперетворення, що відповідатимуть зростаючим вимогам сучасної радіоелектронної апаратури та забезпечуватимуть нижчі втрати електричної енергії, включно із вимогами до живлення бортових систем БПЛА та БПА. Інтеграція WBG-напівпровідників дозволяє підвищити питому потужність, зменшити масогабаритні та економічні показники, дозволяє

покращити та розширити діапазони робочих параметрів та забезпечити стабільну роботу за екстремальних умов. Отримані результати можуть стати основою для подальших комплексних теоретичних і експериментальних досліджень, спрямованих на глибше розуміння і вдосконалення технології енергоперетворення на основі WBG-напівпровідників.

**Ключові слова:** нітрид галію (GaN), імпульс керування, фазочастотна характеристика, вольт-амперна характеристика, ланки зворотного зв'язку, коефіцієнт корисної дії, обробка сигналів, електромагнітна сумісність (ЕМС), завади, програмоване посилення, втрати електричної енергії, режими роботи електроенергетичних систем, економічні показники, MATLAB Simulink, моделювання.

## ANNOTATION

*Burkovskiy Ya. Yu. " High-efficiency switch-mode GaN energy converters for mobile unmanned radio systems."*

Dissertation for the degree of Doctor of Philosophy in the specialty 172 Telecommunications and Radio Engineering. – National Technical University of Ukraine "Ihor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Kiev, 2025.

This dissertation focuses on developing, refining, and comprehensively optimizing contemporary methods of analysis, modeling, design, and implementation of energy converters based on wide band gap (WBG) semiconductor structures, particularly gallium nitride (GaN) and silicon carbide (SiC). The study devotes special attention to practical applications of these semiconductors in on-board systems (including power subsystems) of radio-electronic equipment operating in unmanned aerial vehicles (UAVs) and ground-based unmanned autonomous platforms (UAPs). It addresses the growing demand for more efficient, compact, flexible, and reliable solutions, where energy efficiency, thermal stability, reliability, electromagnetic compatibility (EMC), interference mitigation, and the capacity to adapt system parameters under complex operating conditions are crucial for unmanned systems.

The research demonstrates, both theoretically and experimentally, that WBG semiconductors like GaN and SiC offer several notable advantages over conventional silicon-based power electronics. These benefits include higher energy efficiency, stable function over wider temperature ranges, much higher switching frequency ceilings, and the ability to handle larger currents and voltages. A direct quadratic dependence of the minimal possible channel resistance on the maximum allowable reverse voltage was identified, along with an inverse cubic dependence on the critical electric field strength in the semiconductor. These relationships guided the analytical selection of semiconductor materials for UAV/UAP energy conversion, leading to the use of gallium nitride in particular.



A major aspect of the work involves a comprehensive approach to analyzing and optimizing GaN-based energy converters. The dissertation describes theoretical and computer models developed in MATLAB/SIMULINK and SPICE, incorporating static and dynamic parasitic parameters, temperature effects, switching losses, and gate driver behavior. These models make it possible to select the converter's structural elements, predict system characteristics in multiple operating modes, evaluate transient processes, and identify parasitic effects that influence power converters. They also help determine appropriate parameters to maximize energy efficiency. During the modeling process, the current-voltage characteristic of the selected GaN transistor and its temperature dependence were obtained.

The proposed approach studies in detail the factors influencing pulse converters built on GaN and SiC. It covers parasitic phenomena, such as gate capacitances and switching losses, and provides an analytical rationale for refining power converter designs to reduce these effects. The absence of parasitic diodes in GaN transistors proves to significantly lower reverse recovery losses in synchronous step-down converter topologies, enabling stable high-frequency switching with minimal energy losses.

Filter parameters were optimized and corresponding frequency response analysis were made for the converter's output stage under different modes of operation of electric power systems, specifically continuous (CCM), discontinuous (DCM), and forced conduction (FCM) modes. This analysis considered parasitic losses, design constraints, and converter specifications, leading to both system stability and high efficiency despite practical limitations. By systematically reducing parasitic elements in the topology, switching frequencies of around 1.1 MHz were achieved in the power stage, which reduced the size and weight of the reactive components. This also increased the system's power density and overall compactness.

The work dedicates additional attention to digital control methods based on signal processing, particularly systems featuring digital feedback links compensators based on infinite impulse response filters. Such solutions enable precise adaptation of initial parameters and stable operation under varying load and external conditions. They also eliminate the need for analog compensation circuits. MATLAB/SIMULINK simulations confirm the accuracy of the digital control model and the correct choice of compensation coefficients. Minimal overshoot and ripple are observed during changes to the set voltage, indicating effective regulation and overall system stability. This approach is advantageous in high-load environments where the power system's flexibility and adaptability must remain reliable.

SPICE simulations further validate the theoretical findings and modeling data. Under maximum load conditions, the converter's efficiency reached approximately 97.5%, closely matching analytical predictions. These simulations also confirm stable performance across a wide load range and verify that the output parameters align with stated technical requirements. Such correlation between theoretical analysis and simulations underscores the suitability of the selected design strategies and the accuracy of the element base and calculation methods.

Laboratory tests and practical experiments with the proposed methods for calculation, modeling, and control of WBG-based energy converters support their practical viability. The study reveals minimized static and dynamic losses, higher switching frequencies, and improved reliability through reduced heat generation. In particular, the converter prototype demonstrated an output voltage of  $11,97 \text{ V} \pm 0.27\%$ , with a ripple of 33 mV, which exceeded initial design goals. As a result of the implemented solutions, the converter's efficiency rose by 5%, its mass decreased by a factor of 1,9, its volume was cut in half, its output ripple was reduced by a factor of 2,3, and its permissible output current increased by 1,5 times compared to a previously used off-the-shelf design. These advancements highlight the potential

for more extensive implementation of WBG semiconductors in high-frequency converters that face stringent requirements for weight, volume, and energy efficiency.

The developed power conversion systems were successfully tested on real ground and aerial drones, which are now widely used in various areas, including the defense sector. During practical trials, these designs remained functional under extreme temperatures, vibrations, and other demanding environments, sustaining their initial characteristics and high efficiency. The tests also showed that the lower weight and higher efficiency led to a 17% increase in the range of one UAV sample.

Overall, this research expands the scientific and technical foundation for adopting WBG semiconductors in a wide range of energy conversion systems. The proposed theoretical, methodological, and engineering solutions may be applied to creating new high-performance, flexible, and reliable converters that meet ever-increasing requirements for modern radio-electronic equipment, including powering UAV and UAP onboard systems. The integration of WBG semiconductors raises power density, improves economic indicators, reduces weight and size, and enhances operating parameter ranges, and improves power loss characterization, even in extreme conditions. These findings can guide further theoretical and experimental investigations aimed at deepening and refining WBG-based energy conversion technologies.

**Keywords:** Gallium Nitride (GaN), pulse control, frequency response analysis, current–voltage characteristic, feedback links, efficiency, signal processing, electromagnetic compatibility (EMC), interference, programmable gain, power loss characterization, modes of operation of electric power systems, economic indicators, MATLAB Simulink, modeling.

**Список публікацій здобувача за темою дисертації**

## Наукові праці, в яких опубліковані основні наукові результати

1. Бурковський Я., Зінковський Ю. Моделювання мережевого коректора коефіцієнта потужності (PFC) з використанням напівпровідників з широкою забороненою зоною. *Вісник Хмельницького національного університету. Серія: Технічні науки*. 2023. Т. 327, № 5(2). С. 30–35. URL: <https://doi.org/10.31891/2307-5732-2023-327-5-30-35>.
2. Burkovskiy Y., Zinkovskiy Y. Power loss characterization in compact GaN transistor-based synchronous buck converters for aerial drone applications. *Herald of Khmelnytskyi National University. Technical sciences*. 2023. Vol. 329, no. 6. P. 28–32. URL: <https://doi.org/10.31891/2307-5732-2023-329-6-28-32>.
3. Burkovskiy Y. Y., Zinkovsky Y. F. Digital potentiometer-controlled programmable instrumentation amplifier. *Scientific notes of Taurida National V.I. Vernadsky University. Series: Technical Sciences*. 2023. Vol. 34 (73), no. 6. P. 12–18. URL: <https://doi.org/10.32782/2663-5941/2023.6/03>.
4. Burkovskiy Y. Y., Zinkovsky Y. F. Gallium nitride semiconductors: transforming the telecommunication systems power supply performance. *Scientific notes of Taurida National V.I. Vernadsky University. Series: Technical Sciences*. 2024. Vol. 35 (74), no. 1, part 2. P. 211–215. URL: <https://doi.org/10.32782/2663-5941/2024.1.2/33>.
5. Burkovskiy Y. Y., Zinkovsky Y. F. Simplified shunt bandwidth characterization generator for wide bandgap power converters. *Scientific notes of Taurida National V.I. Vernadsky University. Series: Technical Sciences*. 2024. Vol. 35 (74), no. 4. P. 359–365. URL: <https://doi.org/10.32782/2663-5941/2024.4/56>.

6. Програмований диференційний підсилювач : пат. 144848 Україна : H03F3/45, H03G3/00. № u202003477 ; заявл. 09.06.2020 ; опубл. 26.10.2020, Бюл. № 20/2020. 4 с. URL: <https://sis.nipo.gov.ua/uk/search/detail/1460754/>.

## Наукові праці апробаційного характеру

7. Бурковський Я. Ю., Зінченко М. В. Моделювання пасивного імітатора закладних пристроїв з флуктуючими параметрами. *«Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи» : матеріали конференції* : Міжнар. науково-техн. конф., м. Київ, 14–20 берез. 2016 р. Київ, 2016. С. 216–218.
8. Burkovskiy Y. Gallium nitride electronics. *"Science and Technology of the XXI Century"* : The XVIII All-Ukrainian Students R&D Conference Proceeding, Kyiv, 7 December 2017. Kyiv, 2017. P. 6–7.
9. Бурковський Я. Ю., Арсенюк Д. О. Застосування галій-нітридних транзисторів (GaN FET) у системах живлення сучасної РЕА. *«Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи» : матеріали конференції* : Міжнар. науково-техн. конф., м. Київ, 18–24 листоп. 2019 р. Київ, 2019. С. 79–81.
10. Арсенюк Д. О., Бурковський Я. Ю. Зворотноходовий перетворювач (flyback) з галійнітридовим (GaN) транзистором. *«Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи» : матеріали конференції* : Міжнар. науково-техн. конф., м. Київ, 18–24 листоп. 2019 р. Київ, 2019. С. 76–78.
11. Бурковський Я. Ю. Двофазний мережевий коректор коефіцієнта потужності (PFC) з використанням карбід-кремнієвих (SiC) силових транзисторів. *Том 1. Конференція «Електронна, лазерна та біотехнічна інженерія»* : XXV Міжнар. молодіж. форум «Радіоелектроніка та молодь у XXI столітті, м. Харків, 20–22 квіт. 2021 р. Харків, 2021. С. 9–10.
12. Бурковський Я. Ю., Зінковський Ю. Ф. Моделювання мережевого коректора коефіцієнта потужності (PFC) з використанням карбід кремнієвих (SiC) силових транзисторів. *«Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи» : матеріали конференції* : Міжнар. науково-техн. конф., м. Київ, 16–22 листоп. 2020 р. Київ, 2020. С. 151–153.

## **ЗМІСТ**

<b>ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ</b>	<b>17</b>
<b>ВСТУП</b>	<b>18</b>
<b>РОЗДІЛ 1. СУЧАСНИЙ СТАН ІМПУЛЬСНИХ ДЖЕРЕЛ ЖИВЛЕННЯ З ВИСОКИМ КОЕФІЦІЄНТОМ КОРИСНОЇ ДІЇ ТА ПЕРСПЕКТИВИ ЗАСТОСУВАННЯ НАПІВПРОВІДНИКІВ З ШИРОКОЮ ЗАБОРОНЕНОЮ ЗОНОЮ</b>	<b>27</b>
1.1. Сучасні тенденції та обмеження джерел живлення електронних систем.	27
1.2. Аналіз перспектив та переваг застосування напівпровідників з широкою забороненою зоною.	36
Висновки до Розділу 1	48
<b>РОЗДІЛ 2. КОМП'ЮТЕРНА МОДЕЛЬ ЕНЕРГЕТИЧНИХ ВТРАТ У НАПІВПРОВІДНИКАХ З ШИРОКОЮ ЗАБОРОНЕНОЮ ЗОНОЮ.</b>	<b>50</b>
2.1. Структура та основні джерела паразитних параметрів і втрат у транзисторах на основі нітриду галію.	50
2.2. Розробка комп'ютерної моделі транзистора на основі нітриду галію.	62
2.3. Розробка методів аналізу втрат у перетворювачі з транзистором на основі нітриду галію.	73
Висновки до Розділу 2	84
<b>РОЗДІЛ 3. АНАЛІЗ ТА РОЗРОБКА КОМП'ЮТЕРНО-МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ АНАЛОГОВОЇ ТА ЦИФРОВОЇ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ ЕНЕРГІЇ НА ОСНОВІ НАПІВПРОВІДНИКІВ З ШИРОКОЮ ЗАБОРОНЕНОЮ ЗОНОЮ</b>	<b>86</b>
3.1. Принцип побудови системи керування імпульсним перетворювачем енергії.	86
3.2. Аналіз систем управління імпульсним перетворювачем із зворотним зв'язком.	90
3.3. Розробка комп'ютерно-математичної моделі системи керування роботою перетворювача.	108

Висновки до Розділу 3	113
<b>РОЗДІЛ 4. РОЗРОБКА ТА ПРАКТИЧНЕ ЗАСТОСУВАННЯ ОПТИМІЗОВАНОГО ІМПУЛЬСНОГО ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ НА НІТРИД-ГАЛІЄВІЙ ОСНОВІ</b>	<b>114</b>
4.1 Схемотехнічне проектування перетворювача та аналіз експериментальної комп'ютерної моделі.	114
4.2 Топологічне проектування перетворювача.	127
4.3 Експериментальна перевірка розробленого перетворювача.	128
Висновки до Розділу 4	135
<b>ВИСНОВКИ</b>	<b>137</b>
<b>ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ</b>	<b>140</b>
<b>ДОДАТОК А</b>	<b>151</b>
<b>ДОДАТОК Б</b>	<b>153</b>
<b>ДОДАТОК В</b>	<b>159</b>



## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

БПА – безпілотна автономна платформа;

БПЛА – безпілотний літальний апарат;

ККД – коефіцієнт корисної дії;

AC/DC – Alternating Current/Direct Current converter;

CAN – Controller Area Network;

CCM – режим безперервної провідності;

DC/DC – Direct Current to Direct Current converter;

DCM – режим переривчатої провідності;

ESR – Equivalent Series Resistance;

GaN – нітрид галію;

HEMT – транзистор з високою мобільністю електронів;

IGBT – біполярний транзистор з ізолюваним затвором;

IIR – Infinite impulse response;

MODBUS – Modicon Bus;

MOCVD – металоорганічне хімічне осадження з парової фази;

MOSFET – транзистор метал-діелектрик-напівпровідник;

SPICE – Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis ;

## **ВСТУП**

### **Обґрунтування вибору теми дослідження**

Сучасний розвиток телекомунікацій та радіоінженерії, а також стрімке поширення безпілотних літальних апаратів (БПЛА) та безпілотних наземних автономних платформ (БПА), що широко застосовуються у військовій, промисловій, дослідницькій та цивільній сферах, постійно підвищує вимоги до систем електроживлення. Надійні, високоефективні та компактні енергоперетворювачі з можливістю стабільної роботи при різноманітних навантаженнях, частотних режимах та екстремальних температурах набувають визначального значення для підвищення ефективності і функціональності сучасних безпілотних систем. Традиційні кремнієві напівпровідникові елементи досягають своїх меж за робочою напругою, частотою, енергоефективністю та рівнем теплових втрат, що створює потребу в інноваційних підходах до створення силових електроніки.

На цьому тлі напівпровідники з широкою забороненою зоною та їх впровадження відкриває можливості створення більш енергоефективних, керованих і компактних імпульсних перетворювачів енергії. Врахування специфічних вимог до бортових систем живлення БПЛА/БПА, де критично важливі масогабаритні показники, гнучкість у налаштуванні робочих параметрів та стійкість до зовнішніх впливів, визначає актуальність даного дослідження. Вдосконалення теоретично-обґрунтованих підходів до моделювання, оптимізації та практичного впровадження GaN-транзисторів у складі імпульсних джерел живлення надає можливість створювати новітні електронні системи, здатні ефективно функціонувати у складних умовах експлуатації.

### **Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами**

Робота виконувалася згідно з планами НДР на кафедрі прикладної радіоелектроніки радіотехнічного факультету Національного технічного

університету України “Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського” згідно з затвердженим рішенням Вченої ради радіотехнічного факультету (протокол №11/2020 від “30” листопада 2020 року), напрямку досліджень «Конструювання радіоелектронної апаратури нового покоління» згідно зі звітом відповідності наукової складової ОНП доктор філософії науковим школам, напрямам наукової діяльності кафедр та наукових керівників аспірантів радіотехнічного факультету та закону України «Про пріоритетні напрямки розвитку науки і техніки та інноваційної діяльності» України відповідно до пріоритетного напрямку «Енергетика та енергоефективність».

### **Мета і завдання дослідження**

Метою роботи є розробка та обґрунтування методів теоретичного аналізу, математичного та комп’ютерного моделювання, а також практичної оптимізації та підвищення ККД високочастотних імпульсних перетворювачів енергії у бортових радіосистемах рухомих безпілотних платформ, у тому числі із застосуванням широкозонних напівпровідників.

Для досягнення заданої мети були поставлені такі завдання:

1. Розробити аналітичну методику оцінки фізичних обмежень кремнієвих MOSFET-транзисторів та транзисторів на основі напівпровідників з широкою забороненою зоною. На основі отриманої оцінки виявити оптимальний варіант для обраного застосування у системі енергоперетворення.
2. Розробити комп’ютерну еквівалентну модель обраного GaN – транзистора, з врахуванням статичної та динамічної складової паразитних параметрів, гранично допустимих режимів та з можливістю оцінки показників при застосуванні у системі енергоперетворення.

3. Створити методику оцінки втрат та оптимізації параметрів енергоперетворювача на основі широкозонних напівпровідників.
4. Створити та змодельовати для включення в конструкцію енергоперетворювача цифрову систему керування на основі цифрового регулятора та компенсатора ланки зворотного зв'язку. Така система має забезпечити працездатність перетворювача на високих частотах, можливість адаптації, налаштування та переналаштування параметрів без фізичної зміни зовнішніх компонентів перетворювача та коректний імпульс керування енергоперетворювачем.
5. Отримати теоретичну оцінку та розподіл втрат у понижувальному енергоперетворювачі бортової системи живлення БПЛА відповідно до заданих вхідних параметрів, оцінити залежність ККД перетворювача від струму навантаження.
6. Створити комп'ютерну модель запропонованого перетворювача, по результатам моделювання підтвердити співпадіння результатів з теоретично розробленою методикою оцінки втрат.
7. Створити експериментальний прототип перетворювача, дослідити його параметри та порівняти з розрахованими та змодельованими значеннями.
8. Порівняти отримані параметри розробленого, енергоперетворювача із комерційно доступними аналогами, оцінити досягнені покращення отриманих параметрів.

### **Об'єкт дослідження**

Системи енергоперетворення на основі широкозонних напівпровідників для рухомих радіосистем, їх математичні та комп'ютерні моделі.

### **Предмет дослідження**

Енергетичні, теплофізичні, частотні, масогабаритні характеристики енергоперетворювачів на основі широкозонних напівпровідників для рухомих радіосистем у т. ч. БПЛА/БПА., та методи їх покращення.

### **Методи дослідження**

У роботі застосовується комплексний підхід, що включає поєднання декількох методів дослідження, а саме:

1. Математичне моделювання процесів у широкозонних та класичних кремнієвих силових напівпровідниках, у середовищах MATLAB, MATHCAD, Python (Numpy, Scipy, Matplotlib, Seaborn)
2. Симуляція та верифікація роботи цифрового регулятора, компенсатора та енергоперетворювача на його основі у середовищі SIMULINK
3. Симуляція та аналіз перехідних процесів та електричних характеристик розробленого енергоперетворювача у пакетах внутрішньосхемного моделювання (SPICE).
4. Аналіз відповідності стандарту IPC (IPC-2221B) розробленого прототипу енергоперетворювача у програмному пакеті Altium Designer.
5. Стендові випробування для верифікації отриманих параметрів проводилися за допомогою лабораторного джерела живлення Siglent SPS5082X, активного навантаження, мультиметрів Keithley DMM6500 та Brymen BM-869s. Динамічні параметри перетворювача і коректність керуючих сигналів були перевірені осцилографом Siglent SDS1202X. Термограми були отримані за допомогою ІЧ камери InfiRay. Верифікація значень внутрішніх змінних та відлагодження мікропрограми проводилося за допомогою відлагоджувального стенду на основі гальванічно-розв'язаного адаптера J-Link PRO.

6. Полігонні (натурні) випробування енергоперетворювача проводились на БПЛА- та БПА- платформах власної розробки.
7. Оформлення та представлення результатів здійснено засобами програмного пакету Microsoft Office.

### **Наукова новизна отриманих результатів**

1. Розроблено аналітичну методику оцінки фізичних обмежень кремнієвих MOSFET та транзисторів на широкозонних напівпровідниках. Виявлено квадратичну залежність мінімального опору каналу від максимальної зворотної напруги та кубічну обернену залежність від критичної напруженості електричного поля у діапазоні 10 В – 10 кВ та діапазоні опорів 0,1 мОм – 10 Ом. На основі цих результатів створено еквівалентну модель GaN транзистора, що враховує паразитні параметри (ємності, струми витоку, опір каналу), їх температурні залежності та граничні режими роботи в системах енергоперетворення.
2. Створено та впроваджено теоретичну методику оцінки втрат параметричної оптимізації параметрів понижуючого енергоперетворювача системи живлення БПЛА/БПА на нітрид-галієвій основі. Дана методика дозволила отримати розподіл статичних і динамічних втрат 1:3 та провести оптимізацію параметрів, що дозволило досягнути розрахункового значення ККД у 97,8% при повному навантаженні. Отримано та доведено аналітичну залежність ККД від вихідного навантаження що апроксимується експоненційною функцією насичення та описує вплив динамічних втрат на ефективність роботи перетворювача.
3. Створено та змодельовано цифрову систему керування, що включає в себе цифровий регулятор та компенсатор ланки зворотного зв'язку на основі цифрового фільтру. Отримана

система забезпечує працездатність перетворювача на частотах  $>1\text{МГц}$ , адаптацію режимів роботи та переналаштування без фізичної зміни компонентів. Експериментально підтверджені отримані теоретичні результати. Виявлено, що максимальне значення ККД досягається при 100% навантаженні, що пояснюється значним внеском динамічних втрат порівняно зі статичними втратами. Досягнуто експериментальний ККД перетворювача 97,6%. Покращено ККД на 5%, зменшено масу в 1,9 рази, об'єм у 2 рази, рівень пульсацій напруги в 2,3 рази, допустимий вихідний струм зріс у 1,5 рази порівняно із раніше використаним серійно доступним рішенням. Підвищення ККД та зменшення масогабаритних характеристик забезпечило зростання дальності польоту тестового зразка БПЛА на 17%.

#### **Особистий внесок здобувача.**

Безпосередньо автором здійснено: 1) літературний пошук та аналіз літератури за темою дисертації та обґрунтовано доцільність використання GaN-транзисторів у системах живлення безпілотних рухомих платформ; 2) розроблено аналітичну методику оцінки фізичних обмежень кремнієвих MOSFET-транзисторів та транзисторів на основі напівпровідників з широкою забороненою зоною; 3) розроблено математичну модель GaN транзистора, що враховує статичні та динамічні складові паразитних параметрів транзистора та їх температурну залежність; 4) створено та впроваджено теоретичну методику оцінки енергетичних втрат та оптимізації параметрів понижуючого енергоперетворювача на основі широкозонних напівпровідників; 5) отримано розподіл статичних і динамічних втрат та виявлено залежність ККД від вихідного навантаження у цільовому енергоперетворювачі та проведена оптимізація його параметрів; 6) Запропоновано та змодельовано у середовищі SIMULINK цифрову систему керування, що включає в себе цифровий

регулятор та компенсатор ланки зворотного зв'язку на основі цифрового ПР фільтру, завдяки чому підвищується адаптивність та забезпечується коректний імпульс керування енергоперетворювачем; 7) розроблено комп'ютерну модель силової частини енергоперетворювача; 8) Розроблено та впроваджено у практичне застосування експериментальний прототип перетворювача, проведені його стендові та полігонні (натурні) випробування та вимірювання параметрів, що дозволило оцінити ступінь відповідності практичних результатів теоретичним розрахункам та дозволяє охарактеризувати перетворювач як більш відповідний для БПЛА / БПА (згідно до сформованих технічних вимог). Наукові роботи опубліковані у співавторстві з Зінковським Ю. Ф. (науковим керівником). У наукових працях, опублікованих у співавторстві, дисертанту належать експериментальні дані і основний творчий доробок.

### **Практичне значення отриманих результатів.**

Отримані результати надають можливість ефективної розробки новітніх імпульсних енергоперетворювачів, що поєднують високий ККД, визначні масогабаритні показники та адаптивність до змін умов роботи. Застосування розроблених методів моделювання, оптимізації та цифрового керування дозволяє скоротити обсяг випробувань, підвищити точність теоретичних розрахунків та моделей, спростити оптимізацію параметрів, мінімізувати втрати та забезпечити стабільну роботу перетворювачів на основі GaN-транзисторів. Це дозволяє створювати високоефективні бортові системи живлення безпілотних платформ, в яких висуваються суворі вимоги до маси, розмірів та енергоефективності. Розроблені у ході дослідження прототипи перетворювачів, були впроваджені у практично застосовуваних БПЛА та БПА у сфері оборонної та гуманітарної діяльності. Створений енергоперетворювач можна рекомендувати для застосування в галузях, які потребують високої



енергоефективності та керованості в умовах обмеження допустимих габаритів та маси.

**Апробація матеріалів дисертації.** За результатами досліджень були опубліковані наступні праці апробаційного характеру та проведено доповіді на міжнародних науково-технічних конференціях:

Burkovskiy Y. Gallium nitride electronics. *"Science and Technology of the XXI Century"* : The XVIII All-Ukrainian Students R&D Conference Proceeding, Kyiv, 7 December 2017. Kyiv, 2017. P. 6–7.

Бурковський Я. Ю., Арсенюк Д. О. Застосування галій-нітридних транзисторів (GaN FET) у системах живлення сучасної РЕА. *«Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи» : матеріали конференції : Міжнар. науково-техн. конф., м. Київ, 18–24 листоп. 2019 р. Київ, 2019. С. 79–81.*

Арсенюк Д. О., Бурковський Я. Ю. Зворотноходовий перетворювач (flyback) з галійнітридовим (GaN) транзистором. *«Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи» : матеріали конференції : Міжнар. науково-техн. конф., м. Київ, 18–24 листоп. 2019 р. Київ, 2019. С. 76–78.*

Бурковський Я. Ю. Двофазний мережевий коректор коефіцієнта потужності (PFC) з використанням карбід-кремнієвих (SiC) силових транзисторів. *Том 1. Конференція «Електронна, лазерна та біотехнічна інженерія» : XXV Міжнар. молодіж. форум «Радіоелектроніка та молодь у XXI столітті, м. Харків, 20–22 квіт. 2021 р. Харків, 2021. С. 9–10.*

Бурковський Я. Ю., Зінковський Ю. Ф. Моделювання мережевого коректора коефіцієнта потужності (PFC) з використанням карбід кремнієвих (SiC) силових транзисторів. *«Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи» : матеріали конференції : Міжнар. науково-техн. конф., м. Київ, 16–22 листоп. 2020 р. Київ, 2020. С. 151–153.*

Бурковський Я. Ю., Зінченко М. В. Моделювання пасивного імітатора закладних пристроїв з флуктуючими параметрами. *«Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи» : матеріали конференції* : Міжнар. науково-техн. конф., м. Київ, 14–20 берез. 2016 р. Київ, 2016. С. 216–218.

**Структура і зміст роботи.** Робота складається з вступу, чотирьох розділів, загальних висновків, переліку використаних джерел та трьох додатків. Дисертація викладена на 162 сторінках машинописного тексту, та містить 57 рисунків і 10 таблиць. Перелік використаних джерел складається зі 84 найменувань.

# **РОЗДІЛ 1. СУЧАСНИЙ СТАН ІМПУЛЬСНИХ ДЖЕРЕЛ ЖИВЛЕННЯ З ВИСОКИМ КОЕФІЦІЄНТОМ КОРИСНОЇ ДІЇ ТА ПЕРСПЕКТИВИ ЗАСТОСУВАННЯ НАПІВПРОВІДНИКІВ З ШИРОКОЮ ЗАБОРОНЕНОЮ ЗОНОЮ**

## **1.1. Сучасні тенденції та обмеження джерел живлення електронних систем.**

Стрімке підвищення енергетичної та економічної ефективності систем живлення відбувалося завдяки прогресу у виготовленні польових транзисторів на основі оксиду кремнію (MOSFET, МОН–транзисторів), нових рішень та технологій в області силової електроніки та нових топологій джерел живлення. Ці розробки відбуваються паралельно з постійно зростаючим попитом на компактні та ефективні джерела живлення. Однак, на початку 2000–х років темпи цих удосконалень почали сповільнюватися, оскільки параметри силових МОН–транзисторів на основі кремнію наблизилися до своїх властивих теоретичних меж [1]. Силові MOSFET на основі кремнію, вперше представлені як альтернатива біполярним транзисторам, значно підвищили ефективність вже існуючих імпульсних перетворювачів. МОН–транзистори продемонстрували вищу швидкодію, надійність і коефіцієнт посилення струму при менших втратах, порівняно з їх біполярними аналогами [2].

Поява силового MOSFET транзистора зробила створення високоефективних імпульсних перетворювачів енергії комерційно можливим. Перші широко розповсюджені застосування включали AC/DC та DC/DC джерела живлення для електроніки військового призначення, настільних комп'ютерів та перших ноутбуків, а потім і для частотних перетворювачів, систем освітлення, контролерів електричних двигунів, доступних DC/DC перетворювачів та широкого спектру інших пристроїв, які тепер є невід'ємною частиною сучасної електроніки [3].

Швидке поширення електронних пристроїв і систем різко підвищило глобальне споживання енергії. Імпульсні блоки живлення є критично важливими компонентами в усіх електронних системах, функціонуючи як інтерфейс між електричною мережею та цільовими пристроями, перетворюючи та регулюючи електричні параметри для задоволення конкретних експлуатаційних вимог. По мірі зростання попиту на енергію потреба у покращенні ефективності систем живлення стає все більш актуальною, що пов'язано з необхідністю зменшити втрати енергії, знизити експлуатаційні витрати та задовольнити сучасні вимоги до ваги і габаритів електронних систем. Це спонукало до встановлення нових стандартів енергоефективності та галузевих стандартів, розроблених для підвищення ефективності блоків живлення [4]. Крім того, прогрес у технологіях перетворювачів став критично важливим для відповідності цим стандартам, що стають все більш вимогливими.

У відповідь на попит на створення більш компактної та енергоефективної електроніки, що стало можливим завдяки появі нових напівпровідникових технологій, з'явилося кілька галузевих стандартів, які визначають вимоги та проводять оцінку сучасних систем живлення:

**Сертифікація 80 PLUS:** сертифікація 80 PLUS, яка є добровільною програмою просування енергоефективних блоків живлення, встановлює рівні ефективності – із особливими вимогами до кожного рівня при різних рівнях навантаження (20%, 50% і 100%). Наприклад, блок живлення із сертифікацією 80 PLUS Gold повинен досягати принаймні 87% ефективності при 20% і 100% навантаження та 90% ефективності при 50% навантаження [5].

**Energy Star:** цей міжнародно визнаний стандарт, що вимагає підвищення енергоефективності у електронних системах. У випадку імпульсних блоків живлення, Energy Star встановлюються максимальні обмеження споживання енергії, що мотивує виробників розробляти пристрої,

які споживають менше енергії, як під час активного використання, так і в режимах очікування.

**Європейська директива з екодизайну:** європейська директива з екодизайну встановлює обов'язкові екологічні стандарти для продуктів, пов'язаних з енергоперетворенням у Європейському Союзі. Ця директива визначає мінімальні вимоги до ефективності та зобов'язує виробників враховувати вплив на навколишнє середовище протягом життєвого циклу продукту [7].

**Стандарти ІЕС:** міжнародна електротехнічна комісія (ІЕС) встановлює вказівки та процедури тестування, які забезпечують безпеку і сумісність електричного обладнання. Для блоків живлення такі стандарти, як ІЕС 62301, стосуються енергоспоживання в режимі очікування, тоді як серія стандартів ІЕС 61000 зосереджена на електромагнітній сумісності (ЕМС), що важливо для імпульсних джерел живлення, що працюють на високих частотах [8].

Ефективність систем живлення визначається відношенням вихідної потужності ( $P_{out}$ ) до вхідної потужності ( $P_{in}$ ), виражена у відсотках:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100\%. \quad (1.1)$$

Ефективність 100% являє собою ідеальну систему без втрат, але така досконалість є недосяжною на практиці через внутрішні втрати, такі як омичні втрати, втрати на комутацію та паразитні втрати у пасивних елементах. Ці втрати не тільки знижують ефективність, але й спричиняють нагрів, що вимагає додаткових рішень для охолодження та розсіювання тепла [9].

Одним із основних факторів, що впливає на ефективність блоку живлення, є використана технологія перетворення. Традиційні лінійні стабілізатори, незважаючи на те, що вони прості та забезпечують вихідну напругу з мінімальною кількістю завад та високим коефіцієнтом подавлення

синфазної завади, є дуже неефективними, особливо коли різниця напруги між входом і виходом стабілізатора є значною [10]. Втрата потужності в лінійному регуляторі визначається як:

$$P_{loss,linear} = I_{out}(V_{in} - V_{out}), \quad (1.2)$$

де  $P_{loss,linear}$  – втрати потужності у лінійному регуляторі,  $I_{out}$  – вихідний струм регулятора,  $V_{in}$  – вхідна напруга регулятора,  $V_{out}$  – вихідна напруга регулятора.

Щоб подолати обмеження лінійних регуляторів, імпульсні джерела живлення стали застосовуватись у сучасних блоках живлення завдяки їх вищій ефективності та універсальності. Імпульсне джерело працює шляхом швидкого вмикання та вимикання силового транзистора, контролюючи передачу енергії через індуктивні та ємнісні компоненти. Основний принцип базується на широтно–імпульсній модуляції (ШІМ) для регулювання вихідної напруги.

У базовому buck – перетворювачі, який знижує напругу, співвідношення між вхідною напругою ( $V_{in}$ ), вихідної напругою ( $V_{out}$ ), та коефіцієнтом заповнення ( $D$ ) становить:

$$V_{out} = DV_{in}. \quad (1.3)$$

Коефіцієнт заповнення  $D$  визначається як:

$$D = \frac{T}{t_{on}}, \quad (1.4)$$

де  $t_{on}$  – це час, який перемикач увімкнено протягом кожного періоду перемикання  $T$ . ККД ідеального понижувального перетворювача теоретично становить 100%, але практичні обмеження вносять втрати.

Омічні втрати ( $P_{cond}$ ) у силовому транзисторі (наприклад, MOSFET) через його опір у відкритому стані ( $R_{DS(on)}$ ) визначаються як:

$$P_{\text{cond}} = I_{\text{rms}}^2 R_{DS(on)}, \quad (1.5)$$

де  $I_{\text{rms}}$  – це середньоквадратичний струм через транзистор.

Комутаційні втрати відбуваються під час переходів між увімкненим і вимкненим станами і безпосередньо залежать від загального заряду затвора ( $Q_g$ ). У спрощеній моделі роботи в режимі перемикавання, транзистор або повністю увімкнено, або повністю вимкнено. Однак, більш реалістична модель повинна враховувати, що перехід між двома станами не є миттєвим. Транзистор короткочасно працює в лінійному режимі з високим розсіюванням потужності кожного разу, коли він перемикається. Це призводить до другого типу втрат, відомих як комутаційні втрати. Розрахунок комутаційних втрат являє собою нетривіальну задачу, оскільки перехід між увімкненим і вимкненим станами є динамічним процесом, під час якого опір каналу постійно змінюється. Наступну формулу пропонують ROHM Semiconductor у [11].

Енергія, втрачена на перемикавання ( $E_{\text{switch}}$ ), становить:

$$E_{\text{switch}} = \frac{V_{DS} I_D (t_{\text{on}} + t_{\text{off}})}{2}, \quad (1.6)$$

де  $V_{DS}$  – напруга стік–витік,  $I_D$  – струм стоку,  $t_{\text{on}}$  і  $t_{\text{off}}$  – час наростання та спаду при перемиканні транзистора. Загальні втрати на комутацію за одиницю часу:

$$P_{\text{switch}} = E_{\text{switch}} f_{\text{sw}}, \quad (1.7)$$

де  $f_{\text{sw}}$  – це частота перемикавання.

Втрати заряду затвору є ще одним фактором, який викликає зростання загальних втрат в МОН–транзисторі. Дані транзистори мають ізолюючий шар затвора, який перешкоджає проходженню постійного струму через коло затвора і формує конденсатор певної ємності. Однак, під час перемикавання

струм протікає, оскільки ємність затвора заряджається та розряджається. Цей перехідний струм створює розсіювання потужності в ланцюзі затвора. Це явище є ще одним джерелом дисипативних втрат для імпульсних режимів роботи. Увімкнення та вимикання польового транзистора вимагає зміни напруги на затворі, а розсіювання потужності відбувається в разі, коли результуючі перехідні струми протікають через паразитні опори кола затвору:

$$P_g = Q_g V_{gs} f_{sw}, \quad (1.8)$$

де  $V_{gs}$  – напруга затвор–витік,  $Q_g$  – загальний заряд затвору.

Базуючись на запропонованих формулах розрахунку втрат MOSFET–транзисторів, одним із найважливіших орієнтирів польового транзистору є його figure of merit (*FOM*, добротність):

$$FOM = R_{DS(on)} Q_g, \quad (1.9)$$

де  $R_{DS(on)}$  – номінальний опір MOSFET у відкритому стані та  $Q_g$  – загальний заряд затвора.

Figure of merit забезпечує комбіновану оцінку статичних і динамічних втрат, охоплюючи як опір каналу, так і загальний заряд затвора, що робить його ключовим параметром для визначення загальної ефективності MOSFET [12].

Однією з найвідоміших серій MOSFET була серія IRF від корпорації International Rectifier та її представник IRF150, який мав напругу пробою стік–витік 100 В і опір каналу 0,055 Ом – галузевий еталон того часу [13]. Однак, через високу ціну він не відразу витіснив біполярні транзистори, які добре зарекомендували себе на той час. За цей період кілька виробників розробили нові покоління потужних МОН–транзисторів, встановлюючи нові стандарти.

На даний момент, серед MOSFET з робочою напругою 100 В, в разі проведення оцінки по показнику FOM, модель ISZ080N10NM6 виробництва Infineon займає перше місце [14]. Порівнюючи добротність (FOM) IRF150 і



ISZ080N10NM6, можна відзначити, що останній демонструє значний прогрес. IRF150, з FOM розрахованим на рівні 8,125 Ом·нКл, значно поступається ISZ080N10NM6 з FOM 0,135 Ом·нКл, який демонструє 60–кратне покращення (Рис. 1.1).

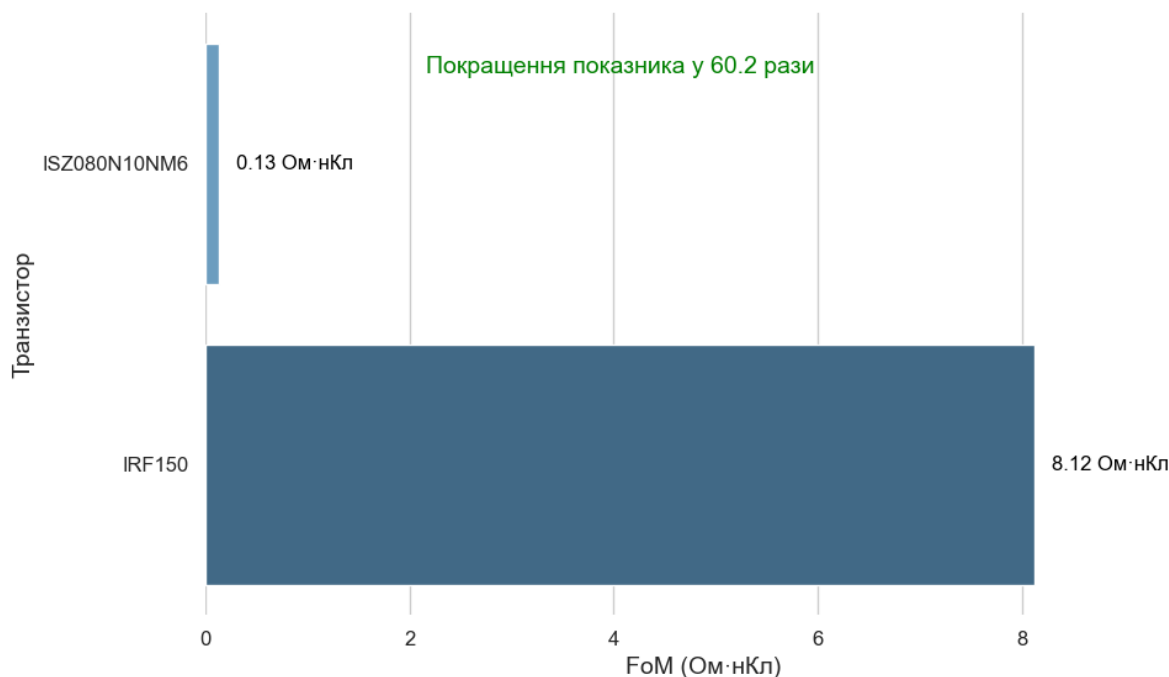


Рисунок 1.1 Гістограма порівняння Figure of Merit (добротності) для MOSFET транзисторів

Це покращення наближає транзистор до теоретичної межі можливого для кремнієвих MOSFET. Тим не менш, розвиток кремнієвих силових транзисторів продовжується. Наприклад, *superjunction* MOSFET і біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT) перевершили теоретичні межі простих вертикальних МОН–транзисторів з точки зору опору провідності [15]. Такі інновації можуть з’являтися ще певний час, використовуючи відносно недорогу в виготовленні структуру силових МОН – транзисторів, а також значний накопичений досвід розробки елементної бази та систем перетворення енергії на основі кремнію, що дозволяє поступово покращувати характеристики вказаних пристроїв.

Поява напівпровідників з широкою забороненою зоною (WBG), таких як нітрид галію (GaN) і карбід кремнію (SiC), змінило технологію виготовлення та застосування силових транзисторів. Ці матеріали вирізняються великою енергією атомних зв'язків, завдяки чому силові елементи на їх основі ефективно працюють при високих температурах [16]. Нітрид галію став перспективним варіантом для силових транзисторів, демонструючи значні переваги перед кремнієм [17].

Спочатку нітрид галію отримав визнання за його використання в синіх світлодіодах (LED). Згодом, нітрид галію почав застосовуватися у силових пристроях у зв'язку з появою транзисторів з високою рухливістю електронів (HEMT). Структура HEMT була запропонована Мімурою [18] і далі розвинута в наукових дослідженнях [19]. У даних транзисторах основним механізмом формування провідності є двовимірний електронний газ з надзвичайно високою рухливістю електронів на межі гетероструктури AlGaN/GaN. Цей прорив дозволив досягти значного приросту потужності в частотному діапазоні одиниць ГГц, позиціонуючи HEMT на основі нітриду галію як нове можливе рішення для створення транзисторів для НВЧ застосувань [20].

У подальшому було представлено depletion mode HEMT НВЧ транзистор, що використовує нітрид галію, вирощений на кремнієвих пластинах, на основі технології, описаної в патенті [21]. Відтоді НВЧ GaN транзистори набули популярності в радіочастотних застосуваннях, хоча їх ширшому впровадженню перешкоджали висока вартість і проблеми, пов'язані з роботою в режимі depletion mode. Ця технологія вимагає від'ємної напруги на затворі, щоб транзистор залишався у вимкненому стані.

Значний розвиток цього напрямку було досягнуто з представленням нового покоління транзисторів, отриманого шляхом вирощування шару нітрида галію на буферному шарі нітриду алюмінію (AlN) поверх стандартних кремнієвих пластин. Цей процес, що став можливим завдяки

металоорганічному хімічному осадженню з парової фази (MOCVD) зробив можливим виробництво GaN транзисторів з використанням вже існуючої інфраструктури виготовлення кремнієвих напівпровідників [22]. Ця розробка подолати розрив між новими напівпровідниковими матеріалами та традиційними методами виробництва, при цьому забезпечуючи економічну ефективність і використовуючи сформовану виробничу інфраструктуру [23].

Завдяки цим досягненням було представлено GaN транзистори з індукованим каналом (enhancement mode GaN HEMT), які були спеціально розроблені для заміни силових MOSFET [24]. На відміну від транзисторів з вбудованим каналом (depletion mode), польові транзистори з індукованим каналом (enhancement mode) не вимагають негативної напруги для вимкнення, що робить їх більш практичною альтернативою для виготовлення силових імпульсних перетворювачів. На початку розвитку, GaN HEMT вироблялися у великих обсягах з використанням стандартної технології виготовлення кремнієвих напівпровідників (завдяки низькій собівартості виробництва). Згодом з'явилися і інші методики виробництва, розроблені спеціально для виготовлення GaN транзисторів призначених для імпульсних перетворювачів.

Щоб нова структура напівпровідникового пристрою була економічно життєздатною, вона повинна відповідати певним критеріям, включаючи ефективність, надійність, керованість і економічну доцільність. Незважаючи на впровадження багатьох нових матеріалів і структур протягом років досліджень, лише деякі з них досягли широкого економічного успіху, тоді як інші залишалися в вузьких ринкових нішах, через специфічні технічні характеристики та складності у виробництві [25].

У наступному підрозділі проводиться порівняння між кремнієм, карбідом кремнію і нітридом галію, досліджуючи перспективи застосування цих матеріалів у наступному поколінні силових транзисторів.

## **1.2. Аналіз перспектив та переваг застосування напівпровідників з широкою забороненою зоною.**

З кінця 1950-х років кремній був домінуючим матеріалом для створення напівпровідникових пристроїв завдяки своїм фізичним властивостям, а також значним інвестиціям у виробничу інфраструктуру та техніку виробництва кремнію. Кремній мав кілька переваг перед попередніми матеріалами, такими як германій і селен, що зробило його основним матеріалом для виготовлення напівпровідникових пристроїв. Однак із появою напівпровідників з широкою забороненою зоною, таких як нітрид галію і карбід кремнію, стає важливим порівняння їх основних електричних властивостей з кремнієм для оцінки їх можливостей та потенціалу у імпульсних системах живлення.

Таблиця 1.1 демонструє п'ять ключових електричних властивостей наступних сполук: кремнію, карбіду кремнію, нітриду галію, арсеніду галію та фосфіду індію, підкреслюючи сильні та слабкі сторони кожного матеріалу.

Таблиця 1.1

## Параметри напівпровідникових матеріалів

Характеристика	Од.	Кремній (Si)	Арсенід галію (GaAs)	Фосфід індію (InP)	Карбід кремнію (SiC)	Нітрид галію (GaN)
Ширина забороненої зони	еВ	1,12	1,42	1,35	3,26	3,49
Рухливість електронів при 300 К	см <sup>2</sup> /(В·с)	1500	8500	5400	900	1000- 2000
Критична напруженість електричного поля	МВ/см	0,3	0,4	0,5	3	3,3
Теплопровідність	Вт/(см·К)	1,5	0,5	0,7	4,5	>1,5
Діелектрична постійна ( $\epsilon_r$ )	—	11,8	12,8	12,5	10	9

Одним із можливих методів порівняння основних параметрів напівпровідникового матеріалу є оцінка теоретичного ліміту, якого може досягти кожна із п'яти сполук – кремній (Si), арсенід галію (GaAs), фосфід індію (InP), карбід кремнію (SiC) та нітрид галію (GaN). У системах живлення виділяють декілька характеристик, які можуть бути критично важливими в залежності від умов роботи перетворювача. Однак ключовими є п'ять факторів: опір при включенні, напруга пробою, розміри, втрати на перемикання та вартість.

В контексті даної роботи, проаналізовано характеристики матеріалів, які впливають на ці фактори, і доведено, що такі напівпровідники з широкою забороненою зоною як карбід кремнію, так і нітрид галію є вдалою основою силових елементів для створення енеогпреретворювачів з меншими втратами, з вищими напругами пробою та меншим загальним розміром, і, як наслідок, – зі значно вищою питомою потужністю, порівняно з кремнієвими аналогами [26].

Критичною властивістю, яка впливає на характеристики напівпровідникових матеріалів, є ширина забороненої зони, яка безпосередньо пов'язана з їх електропровідністю. Ширина забороненої зони представляє різницю енергій між валентною зоною та зоною провідності в матеріалі. Вона значною мірою визначається міцністю хімічних зв'язків між атомами в кристалічній решітці. Міцніші атомні зв'язки, такі як у карбіді кремнію і нітриду галію, створюють ширшу заборонену зону, що ускладнює переміщення електронів з одного атомного рівня на інший.

Ця широка заборонена зона забезпечує значні переваги, такі як менші власні струми витоку та можливість працювати при більш високих температурах та напругах. На основі даних з Таблиці 1.1 нітрид галію має ширину забороненої зони 3,49 eV, а SiC займає друге місце зі значенням 3,26 eV. Це значно більше значення, ніж у кремнію (1,12 eV). Більша ширина забороненої зони дозволяє нітриду галію і карбіді кремнію працювати з вищими напругами і витримувати більш високі робочі температури порівняно з традиційними кремнієвими MOSFET, що робить їх перспективними для застосування в потужних радіочастотних та імпульсних силових пристроях. Крім того, вдалим рішенням виявилось використання таких матеріалів у оптоелектронних системах, де напівпровідники з широкою забороненою зоною отримали розповсюдження завдяки своїм властивостям [27].

Іншим важливим наслідком більш широкої забороненої зони є вище значення критичного електричного поля, необхідного для ініціювання ударної іонізації, механізму лавинного пробоя. Напругу пробоя  $V_{BR}$  пристрою можна наближено визначити за допомогою наступної формули [28]:

$$V_{BR} = \frac{w_{drift} E_{crit}}{2}, \quad (1.10)$$

де  $w_{drift}$  – це ширина області дрейфу,  $E_{crit}$  – критична напруженість електричного поля.

Напруга пробоя пристрою ( $V_{BR}$ ) прямо пропорційна ширині його області дрейфу ( $w_{drift}$ ). Для матеріалів із широкою забороненою зоною, таких як карбід кремнію і нітрид галію, область дрейфу може бути в десять разів тоншою, ніж у кремнію, при збереженні тієї ж напруги пробоя. Це є ключова перевага, оскільки вона дозволяє створювати більш компактні конструкції без зменшення робочої напруги. Здатність зменшувати дрейфову область, водночас витримуючи високі напруги, забезпечує значний приріст ефективності для напівпровідників із вищими значеннями критичної напруженості електричного поля.

Кількість носіїв заряду, зокрема електронів (у випадку напівпровідника  $n$  – типу), між двома електричними контактами можна визначити за допомогою рівняння:

$$qN_D = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{E_{crit}}{w_{drift}}, \quad (1.11)$$

де  $q$  – заряд електрона ( $1,6 \cdot 10^{-19}$  Кл),  $N_D$  – загальна концентрація електронів в області дрейфу,  $\varepsilon_0$  – діелектрична проникність вакууму, що дорівнює  $8.854 \cdot 10^{-12}$  Ф/м,  $\varepsilon_r$  – відносна діелектрична проникність матеріалу порівняно з вакуумом,  $E_{crit}$  – критична напруженість електричного поля,  $w_{drift}$  – ширина області дрейфу.

Теоретичний опір увімкненого транзистору з електронами в якості основних носіїв (N– channel MOSFET) можна оцінити формулою:

$$R_{DS(on)} = \frac{w_{\text{drift}}}{q\mu_n N_D}, \quad (1.12)$$

де  $\mu_n$  – рухливість електронів.

Шляхом комбінування рівнянь (1.10), (1.11) і (1.12), ми отримуємо залежність між напругою пробою та опором увімкнення.

З рівняння 1.10:

$$w_{\text{drift}} = \frac{2V_{BR}}{E_{\text{crit}}}. \quad (1.13)$$

З рівняння 1.11:

$$N_D = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r E_{\text{crit}}}{qw_{\text{drift}}}. \quad (1.14)$$

Поєднання рівнянь 1.13 і 1.14 дає:

$$N_D = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r E_{\text{crit}}^2}{2V_{br} q}. \quad (1.15)$$

Поєднавши рівняння (1.12) з рівнянням (1.15) і рівнянням (1.13), було отримано наступне:

$$R_{DS(on)} = \frac{2V_{BR}}{E_{\text{crit}} q \mu_n \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r E_{\text{crit}}^2}{2V_{BR} q}}. \quad (1.16)$$

Спрощення рівняння 1.16 призведе до рівняння 1.17:

$$R_{DS(on)} = \frac{4V_{BR}^2}{\varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_n E_{\text{crit}}^3}. \quad (1.17)$$



Отриманий вираз демонструє компроміс між напругою пробою та опором увімкнення в силових пристроях. Це пояснює як властивості таких матеріалів як нітрид галію і карбід кремнію дозволяють їм досягти нижчого опору при вищих напругах пробою порівняно з традиційними кремнієвими транзисторами.

Маючи всі необхідні дані, можемо візуалізувати теоретичні обмеження структур польових транзисторів, створених на основі кремнію, арсеніда галію, фосфіду індію, карбіда кремнію і нітрида галію. Таблиця 1.1 надає основні параметри для цього. Напруга пробою вибрана у діапазоні комерційних джерел живлення, що охоплює значення від 10 В до 10 кВ.

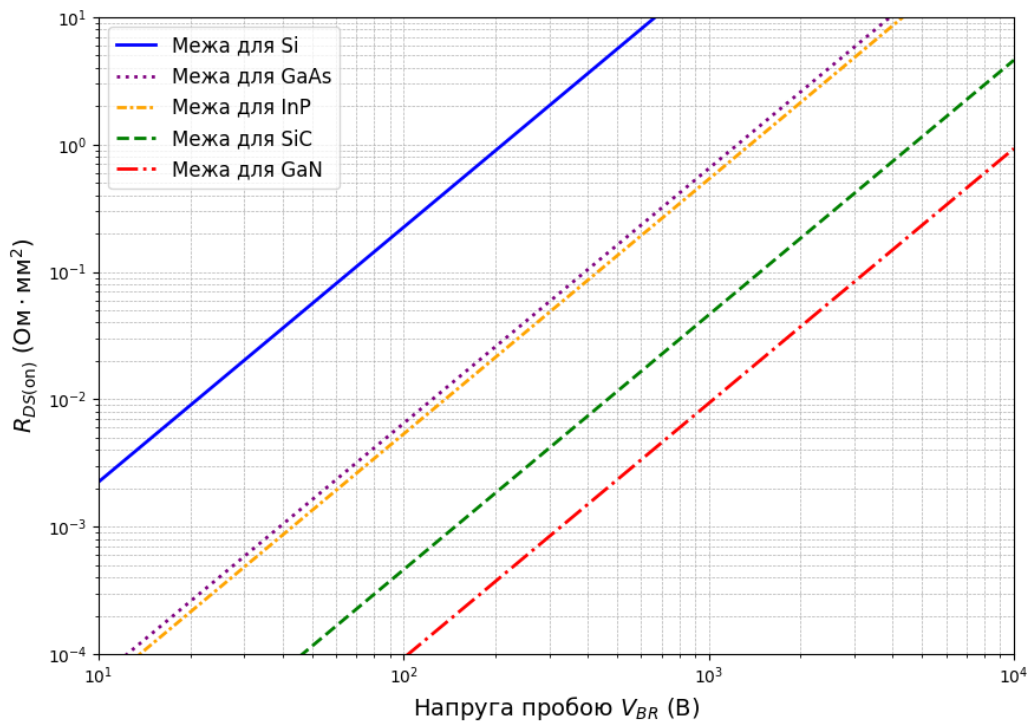


Рисунок 1.2 Залежність теоретичного ліміту питомого опору від максимальної напруги пробою

Рис. 1.2 показує мінімальне теоретичне значення питомого опору у ввімкненому стані ( $R_{DS(ON)}$ ) для 1 мм² кристалу силових напівпровідникових пристроїв в залежності від максимальної напруги пробою для кремнію,

арсеніду галію, фосфіду індію, карбіду кремнію та нітриду галію. Графік демонструє чітке візуальне порівняння цих матеріалів з точки зору втрат провідності в широкому діапазоні напруги.

Кремній (суцільна синя лінія) традиційний матеріал для силових пристроїв, демонструє значно вищий опір при нижчих напругах порівняно з арсенідом галію, фосфідом індію, карбідом кремнію і нітридом галію. Крім того, його опір у включеному стані різко зростає зі збільшенням напруги, що вказує на більші втрати при підвищеній напрузі. Таке різке збільшення опору робить кремній менш привабливим для застосувань у пристроях з високою напругою живлення. Кремній залишається конкурентоспроможним у бюджетних застосуваннях із низькою та середньою напругою, але його втрати значно зростають зі збільшенням напруги, що робить його менш придатним для систем з високою робочою напругою.

Фосфід індію та арсенід галію мають гірші параметри для застосування у силовій електроніці у порівнянні з нітридом галію та карбідом кремнію при вищій вартості виробництва та не знайшли широкого застосування у цій сфері. На сьогоднішній день, ці матеріали переважно застосовуються в оптоелектронній техніці та сигнальних радіочастотних системах на надвисоких частотах [29].

Карбід кремнію (пунктирна зелена лінія) і нітрид галію (пунктирна червона лінія) демонструють набагато кращі параметри ніж усі вищезгадані напівпровідники. Їх опір у включеному стані зростає набагато повільніше з напругою, демонструючи значно нижчі втрати, особливо при високих напругах. Ця характеристика робить обидва матеріали дуже привабливими для застосувань, які вимагають високої робочої напруги та ККД, де вони забезпечують значно менші втрати енергії порівняно з кремнієм.

Існують приклади кремнієвих пристроїв, що перевищують цю теоретичну межу. Наприклад, *superjunction* MOSFET, біполярні транзистори з

ізолюваним затвором (IGBT) перевершили теоретичні межі простих вертикальних МОН–транзисторів з точки зору провідності, ці вдосконалені конструкції досягають покращеної провідності лише за рахунок збільшення складності конструкції, вищих втрат при комутації, і, як наслідок, підвищення вартості виробництва та експлуатації [30]. Ці інновації можуть вивести кремній за межі його традиційної продуктивності, але вони не досягають ефективності карбіда кремнію і нітрида галію у високовольтних застосуваннях.

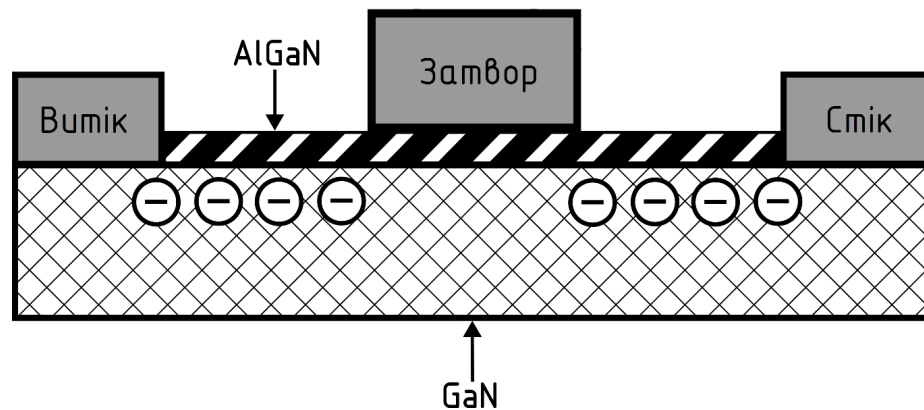


Рисунок 1.3 Базова структура GaN транзистора з вбудованим каналом

Базова структура GaN транзистора з вбудованим каналом зображена на рис. 1.3. Подібно до будь-якого силового польового транзистора (FET), він складається з електродів затвора, витоку та стоку. У цій конструкції електроди витоку та стоку проникають у верхній шар AlGaN (нітрид галію – алюмінію), щоб утворити омичний контакт із нижньою областю, що має критичне значення для роботи гетероструктури AlGaN/GaN та використання п’єзоелектричних властивостей кристалів нітрида галію. Цей спеціальний шар утворює двовимірний електронний газ, який відіграє ключову роль у функціональності транзистора.

П’єзоелектричний ефект у нітриді галію виникає, коли деформація викликає зміщення заряджених частинок у кристалічній решітці. Коли решітка

деформується, невеликий зсув заряджених частин створює електричне поле. Вирощуючи тонкий шар нітрид галію – алюмінію, поверх кристала нітрида галію, на межі розділу між цими двома матеріалами створюється деформація, що призводить до виникнення двовимірної області електронного газу з надзвичайно високою провідністю. Електрони в цій області обмежені вузькою областю поблизу межі розділу, що створює високопровідний зазор між витоком і стоком [31].

Однак, без належного контролю ця структура створить пряме коротке замикання між витоком і стоком. Щоб запобігти цьому, електрод затвора розміщується поверх шару нітрид галію – алюмінію для контролю потоку струму. Коли негативна напруга прикладається до затвора відносно витоку та стоку, концентрація електронів у зоні біля затвору різко спадає, що дозволяє напівізолюючому кристалу нітрида галію блокувати потік струму. Цей тип транзистора відомий, як транзистор з високою мобільністю електронів з вбудованим каналом (HEMT depletion mode transistor), у якому постійно присутній канал між витоком та стоком, якщо на затвор не подана достатня негативна напруга.

У перших GaN транзисторах використовувався затвор Шотткі. Цей затвор був створений шляхом нанесення металевого шару золота на нікелі або платини безпосередньо на шар нітрид галію – алюмінію, утворюючи бар'єр Шотткі. Новіші пристрої з вбудованим каналом включали ізоляційні шари та металеві затвори, більш схожі на структури затворів сучасних МОН – транзисторів.

Хоча транзистори з вбудованим каналом були корисними (і досі знаходять своє застосування у НВЧ техніці), вони створюють значні проблеми в імпульсних джерелах живлення. Під час запуску силового перетворювача необхідно подавати негативну напругу на затвор, щоб вимкнути силові ключі перетворювача. Невиконання цього правила перед увімкненням може

призвести до короткого замикання, що призведе до катастрофічної несправності та, при високих рівнях потужності – до rapid self-disassembly (катастрофічного самознищення) імпульсного джерела живлення.

Транзистори з індукованим каналом (enhancement mode), навпаки, не мають цього обмеження. Enhancement mode транзистор залишається вимкненим навіть із нульовим зміщенням на затворі, забезпечуючи значно безпечніше та ефективніше рішення для імпульсних джерел живлення.

Найбільш поширений комерційний транзистор з індукованим каналом (enhancement mode), містить позитивно заряджений шар нітрида галію р-типу (pGaN), вирощений поверх бар'єру нітрид галію – алюмінію, як показано на рис. 1.4. Позитивні заряди в цьому шарі pGaN “автоматично” генерують певну негативну напругу зміщення, “вбудовану” в структуру транзистора, яка перевищує напругу, викликану п'єзоелектричним ефектом, таким чином витісняючи електрони з каналу, створеного шаром електронного газу. Це перетворює транзистор з вбудованим каналом у транзистор з індукованим каналом, який залишається вимкненим, доки до затвора не буде прикладено достатню напругу, долаючи “вбудоване” зміщення та вмикаючи пристрій [32].

Поява нітрид-галієвих транзисторів з індукованим каналом ознаменувала визначний прогрес для імпульсних джерел живлення. Ці транзистори виготовляються шляхом нарощування шару нітрида галію на буферному шарі нітриду алюмінію, нанесеному на стандартні кремнієві пластини. Цей процес, який виконується за допомогою металоорганічного хімічного осадження з парової фази, дозволяє виготовляти GaN транзистори з використанням тієї ж інфраструктури, що й напівпровідникові пристрої на основі кремнію.

Сумісність із існуючими процесами виробництва кремнію забезпечує економічну ефективність і підвищує продуктивність. Цей підхід усуває розрив між новими напівпровідниковими матеріалами, такими як нітрид галію, і

традиційними методами виробництва, забезпечуючи більш плавну інтеграцію в усталені виробничі лінії [33].

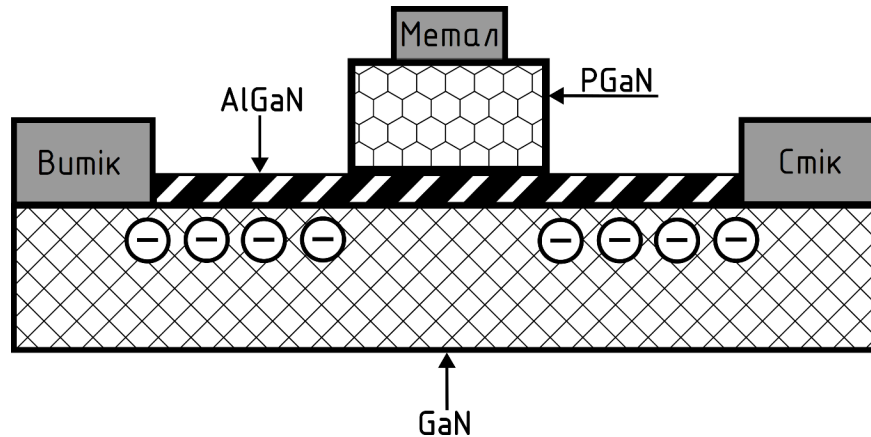


Рисунок 1.4 Базова структура GaN транзистора з індукованим каналом

Переваги нітрид галію GaN та карбіда кремнію SiC як матеріалів для силових транзисторів виходять за межі їх визначених параметрів питомої провідності. Однією з їх найбільш помітних переваг є здатність до швидкого перемикання, яка дозволяє значно підвищити частоти перемикання у імпульсних джерелах живлення порівняно з традиційними кремнієвими пристроями завдяки меншим значенням повного заряду затвору ( $Q_{g\_total}$ ). Ця більш висока швидкість перемикання зменшує потребу у великих пасивних компонентах і, у деяких випадках, усуває потребу в механічному радіаторі охолодження. У результаті можна значно зменшити загальний розмір і габарити імпульсних перетворювачів, що побудовані на основі нітрид галієвих та карбід кремнієвих напівпровідників. Це забезпечує безпрецедентну питому потужність та енергоефективність, змінюючи підхід до дизайну кінцевих продуктів для багатьох застосувань шляхом досягнення мініатюризації при збереженні високих значень ККД.

Важливим моментом у роботі пристрою є розсіювання тепла. GaN і SiC транзистори демонструють значно кращі теплові характеристики, навіть з

меншою активною площею кристалу, ніж МОН–транзистори з еквівалентними значеннями  $R_{DS(ON)}$ . Для нітрид галієвих та карбід кремнієвих транзисторів термічний опір від переходу до корпусу ( $R_{\theta JC}$ ) нижчий, ніж у кремнієвих аналогів, а робочі температури вищі, що призводить до більш ефективної теплопровідності та розсіювання тепла [34]. Ця здатність має вирішальне значення для забезпечення надійності та тривалої роботи пристроїв на основі GaN та SiC транзисторів, особливо в застосування із високою потужністю.

Однак, повноцінне використання унікальних характеристик силових елементів на основі напівпровідників з широкою забороненою зоною вимагає нового та обґрунтованого підходу до їх застосування. Основні міркування включають контроль над динамікою вмикання та вимикання, спеціальні вимоги до драйверів затвора, оптимальний вибір швидкості наростання напруги та струму, вибір робочих та пікових значень струму стоку, детальний аналіз електромагнітної сумісності та виконання специфічних вимог до топології друкованих плат, які стають ближчими до вимог, що висувуються для високошвидкісної цифрової техніки та НВЧ пристроїв, ніж до традиційних вимог у силовій електроніці [35]. Інтеграція технології напівпровідників з широкою забороненою зоною у імпульсні джерела живлення вимагає складного комплексного наукового підходу, щоб повністю розкрити їх потенціал. Цей процес інтеграції має важливе значення для того, щоб подібні системи забезпечували максимальну ефективність, одночасно уникаючи проблем, пов'язаних з використанням цих пристроїв. Проектуючи імпульсні джерела живлення з урахуванням унікальних властивостей нітрида галію та карбіда кремнію, можна повною мірою використовувати їх переваги в самих різноманітних застосуваннях.

## Висновки до Розділу 1

1. Глобальний попит на високу енергоефективність, викликаний широким впровадженням електронних пристроїв і дедалі суворішими галузевими стандартами, підкреслює зростаючу важливість напівпровідників з широкою забороненою зоною. Такі матеріали, як нітрид галію і карбід кремнію пропонують значні переваги порівняно з традиційними технологіями на основі кремнію, зокрема з точки зору енергоефективності, тепловиділення та ККД у імпульсних джерелах живлення. Їх здатність перевершувати сучасні вимоги енергетичних стандартів, таких як 80 PLUS та IEC, позиціонує їх як ключові технології для систем живлення наступного покоління, здатних задовольнити енергетичні потреби в майбутньому.
2. Досліджено, що оскільки польові транзистори (MOSFET) на основі кремнію наближаються до своїх теоретичних меж, особливо у високовольтних і високочастотних застосуваннях, перехід до напівпровідників з широкою забороненою зоною стає критичним. Нітрид галію і карбід кремнію пропонують перспективну альтернативу, забезпечуючи нижчий опір увімкнення, вищу напругу пробою та кращі теплові характеристики. Цей перехід має важливе значення для таких галузей, як електричні транспортні засоби, військова техніка, системи зв'язку та радіoeлектронні системи, де компактні, енергоефективні та надійні рішення для живлення стають все більш необхідними для задоволення зростаючих споживчих і нормативних вимог.
3. Інтеграція нітриду галію і карбіду кремнію в системи перетворення енергії знаменує значні технологічні переваги. Ці напівпровідники забезпечують більш компактні конструкції, вищі частоти перемикання та знижені втрати енергії, що робить їх незамінними для створення ефективних мініатюрних рішень для живлення в широкому діапазоні застосувань. У міру того, як промисловість розвивається, щоб



відповідати вищим стандартам енергоефективності та зменшувати як виробничі, так і експлуатаційні витрати, напівпровідники з широкою забороненою зоною відіграватимуть ключову роль у формуванні майбутнього імпульсних систем живлення, завдяки чому нітрид галію і карбід кремнію стануть важливими компонентами в розробці силовій електроніки нового покоління.

4. Розроблена аналітична методика оцінки фізичних обмежень кремнієвих MOSFET-транзисторів та транзисторів на основі напівпровідників з широкою забороненою зоною виявила пряму квадратичну залежність мінімально можливого опору каналу від максимально допустимої зворотної напруги та обернену кубічну залежність від критично допустимої напруженості електричного поля у напівпровіднику у розглянутому діапазоні напруг  $10\text{ В} - 10\text{ кВ}$  та діапазоні опорів  $0,1\text{ мОм} - 10\text{ Ом}$ . Розроблений метод оцінки дозволив аналітично обґрунтувати вибір напівпровідникової основи силового елемента для застосувань у системі енергоперетворення БПЛА / БПА, а саме нітриду галію.
5. Силові пристрої на основі широкозонних напівпровідників вимагають комплексного наукового підходу, який включає в себе теоретичний розрахунок, практичний аналіз та значний елемент комп'ютерного моделювання, щоб повністю розкрити їх потенціал та врахувати такі параметри як динаміка вмикання та вимикання, вимоги до драйверів затвора, оптимальний вибір швидкості наростання напруги та струму, вибір робочих та пікових значень струму стоку, детальний аналіз електромагнітної сумісності та виконання специфічних вимог до топології друкованих плат.

## РОЗДІЛ 2. КОМП'ЮТЕРНА МОДЕЛЬ ЕНЕРГЕТИЧНИХ ВТРАТ У НАПІВПРОВІДНИКАХ З ШИРОКОЮ ЗАБОРОНЕНОЮ ЗОНОЮ.

### 2.1. Структура та основні джерела паразитних параметрів і втрат у транзисторах на основі нітриду галію.

У цьому розділі фундаментальні фізичні властивості нітрид галієвих транзисторів, які розглянуті в Розділі 1, пов'язуються з ключовими електричними характеристиками, важливими для імпульсних джерел живлення та забезпечення їх стабільної роботи. Порівняємо ці характеристики з характеристиками найсучасніших кремнієвих силових МОН–транзисторів, щоб підкреслити як схожість, так і відмінності. Розуміння цих подібностей і відмінностей має вирішальне значення для оцінки того, як технології на основі нітрида галію можуть покращити поточні системи перетворення електроенергії.

Напруга пробою ( $V_{DSBR}$ ) між електродами витоку та стоку нітрид галієвого транзистору залежить від кількох факторів, включаючи фундаментальне значення критичного електричного поля ( $E_{crit}$ ) нітриду галію, специфіки внутрішньої будови транзистору та властивостей матеріалу підкладки [36]. Коли критичне електричне поле будь – якого матеріалу в транзисторі перевищено, пристрій перейде в стан пробою, що призведе до неконтрольованого проведення великої кількості струму. Це часто призводить до катастрофічної поломки і швидкого самознищення як транзистора, так і перетворювача системи живлення, в якому він використовується.

На рис. 2.1 зображено схему тестування транзистора на пробій. Напруга подається від стоку до витоку, зміщуючи транзистор у вимкнений стан, при цьому електрод стоку більш позитивний, ніж виток. У транзисторі з індукованим каналом, канал вимикається замиканням затвора на витік. У транзисторі з вбудованим каналом, для запобігання ввімкненню транзистору необхідне негативне зміщення затвор–витік. В області електродів стоку та

затвора виникають електричні поля, і коли поле в будь-якій частині транзистору перевищує  $E_{crit}$ , відбувається пробій, в наслідок чого транзистор починає неконтрольовано проводити струм.

У разі пробою через перевищення  $E_{crit}$  напівпровідника або ізоляційного шару може статися катастрофічне руйнування транзистору. Якщо ізоляційні шари не можуть блокувати напругу, може статися фізичний розрив діелектричного матеріалу. Чим ближче електричне поле наближається до критичного порогу для ізолятора, тим швидше може відбутися цей розрив. Це явище, відоме як “time-dependent dielectric breakdown”, більш детально висвітлюється в [37].

Коли електричне поле в шарі напівпровідника нітриду галію перевищує  $E_{crit}$  для нітриду галію, спрацьовує інший механізм відмови. Пробій в областях нітрида галію або AlGaN генерує електрони, які можуть пошкодити шар двовимірною електронного газу, значно збільшуючи опір транзистору [38].

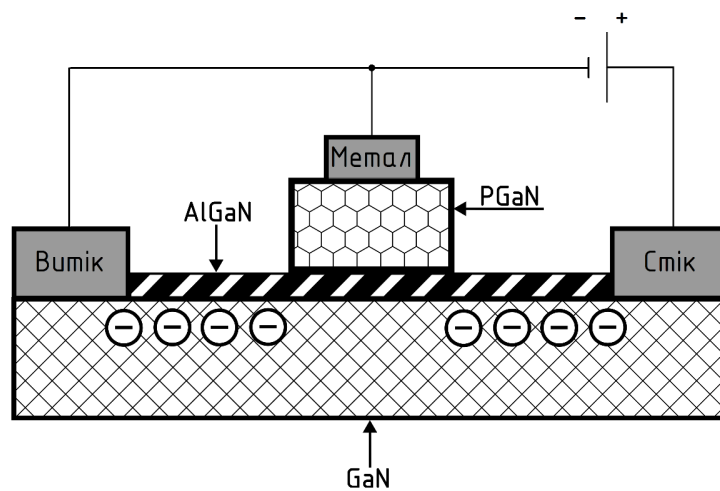


Рисунок 2.1 GaN транзистор з індукованим каналом та прикладеним зворотнім зміщенням

В Таблиці 2.1 наведено приклади критичної напруги пробою від двох різних виробників GaN транзисторів: EPC [39] та GaN Systems (Infineon) [40]. Обидва виробники вказують допустиму напругу перехідних процесів вище

максимальної напруги стік–витік  $V_{DS}$ . Ця здатність до витримування імпульсних перехідних процесів означає, що протягом короткого періоду часу GaN транзистори можуть витримувати напруги вищі за їхні відповідні номінальні максимуми.

Таблиця 2.1

Параметри транзисторів моделей EPC2302 та GS61008T

Максимально допустимі значення для транзисторів типу EPC2302			
Позн.	Параметр	Значення	Од.
$V_{DS}$	Напруга стік–витік (постійне значення)	100	В
$V_{DS(tr)}$	Напруга стік–витік (повторювані імпульси)	120	В
Максимально допустимі значення для транзисторів типу GS61008T			
$V_{DS}$	Напруга стік–витік (постійне значення)	100	В
$V_{DS(tr)}$	Напруга стік–витік (повторювані імпульси)	120	В

Для порівняння в Таблиці 2.2 наведено дані для найкращого в своєму класі кремнієвого MOSFET на 100 В (ISZ080N10NM6). На відміну від GaN транзисторів, кремнієві MOSFET не мають показників допустимої перенапруги, а замість цього здатні до лавинного пробою, що дозволяє транзистору, при перевищенні допустимої напруги, увійти у режим повного пробою стоку–витоку з певною допустимою енергією імпульсу (зазначеною в міліджоулях). Незважаючи на те, що ця особливість MOSFET рідко використовується на практиці, очікується, що завдяки вдосконаленню конструкції GaN транзисторів їх можливо буде використовувати в лавинному

режимі без катастрофічних наслідків на додаток до можливості витримувати перехідні перенапруги.

Таблиця 2.2

Параметри транзистора моделі ISZ080N10NM6

Максимально допустимі значення для транзистора ISZ080N10NM6			
Позн.	Параметр	Значення	Од.
$V_{DS}$	Напруга стік–витік	100	В
$I_{AS}$	Струм лавинного пробою, одиничний імпульс	20	А
$E_{AS}$	Енергія лавинного пробою, одиничний імпульс	283	мДж

Для силового транзистора пороговою напругою ( $V_{GS(th)}$ ) є напруга затвор – витік, необхідна для початку проведення струму стоку. Іншими словами, порогова напруга визначає напругу, нижче якої пристрій залишається вимкненим. Транзистор з індукованим каналом має позитивну порогову напругу, тоді як транзистор з вбудованим каналом має негативну порогову напругу.

Для силового GaN транзистора пороговою напругою є напруга затвор – витік, при якій шар електронного газу під затвором повністю виснажується електродом затвора. На цю напругу впливають дві складові: напруга, що створюється п'єзоелектричною деформацією, і додаткова порогова напруга, яка є результатом особливостей конструкції затвора. У випадку затвора Шотткі ця вбудована напруга відповідає висоті бар'єру Шотткі переходу метал – напівпровідник на верхній частині шару AlGa<sub>N</sub>. Для затвора pGaN це напруга, створена полем, викликаним напівпровідниковим матеріалом р-типу поруч із матеріалом n-типу.

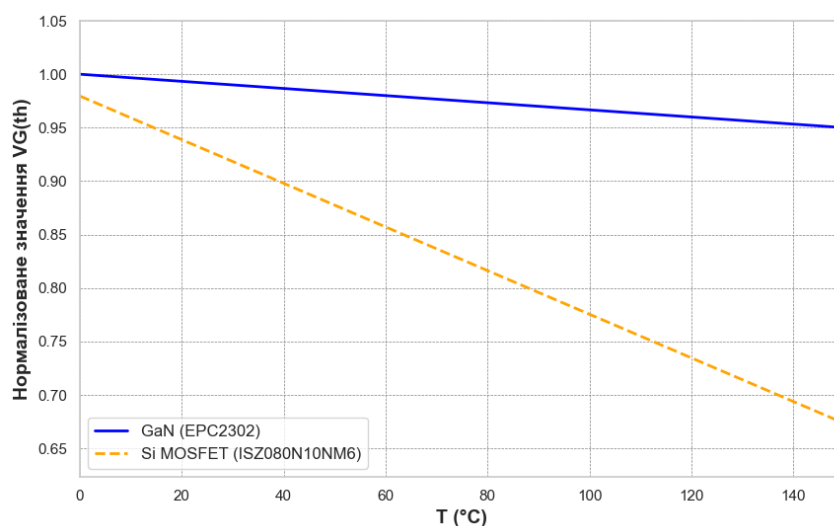


Рисунок 2.2 Нормалізований графік зміни порогової напруги транзистору від температури кристалу транзистора

Оскільки деформація в бар'єрі AlGaIn залишається відносно постійною залежно від температури, як і напруга, створювана конструкцією затвора, то порогова напруга GaN транзистора є відносно стабільною залежно від температури, як показано на рис. 2.2, на основі даних із технічних характеристик EPC2302 і ISZ080N10NM6. Навпаки, порогова напруга кремнієвого МОН-транзистора має тенденцію до значного зниження зі збільшенням температури, як показано в Таблиці 2.3.

Таблиця 2.3

Порогова напруга транзисторів моделей ISZ080N10NM6 та EPC2302

Параметри транзистора моделі EPC2302					
Позн.	Параметр	Мін.	Тип.	Макс.	Од.
$V_{GS(th)}$	Порогова напруга	0,8	1,3	2,5	В
Параметри транзистора моделі ISZ080N10NM6					
$V_{GS(th)}$	Порогова напруга	2,3	2,8	3,3	В

Опір у ввімкненому стані ( $R_{DS(on)}$ ) транзистора є сумою всіх елементів опору, які складають транзистор, як показано на рис. 2.3. Металеві контакти витоку та стоку мають з'єднуватися з каналом через бар'єр AlGaN, і цей компонент опору називається опір контакту ( $R_{contact}$ ). Далі на загальний опір носіям заряду впливає опір каналу  $R_{ch}$  [28]. Цей опір прямо пропорційний відстані, яку мають пройти електрони ( $L_{ch}$ ) та обернено пропорційний рухливості електронів ( $\mu_n$ ), концентрації створених електронів у площині каналу ( $N_{ch}$ ), ширині каналу ( $W_{ch}$ ) і заряду електрона ( $q$ ). Опір можна описати формулою:

$$R_{ch} = \frac{L_{ch}}{q\mu_n N_{ch} W_{ch}}. \quad (2.1)$$

Як було зазначено вище, кількість електронів у каналі залежить від величини деформації, спричиненої бар'єром AlGaN. Однак концентрація електронів під затвором може бути нижчою порівняно з областю між електродами затвора та стоку, залежно від типу затвора та використаного технологічного процесу виробництва. Цей показник також залежить від напруги, що подається на затвор. Повністю заряджений затвор матиме вищу концентрацію електронів, ніж частково заряджений затвор.

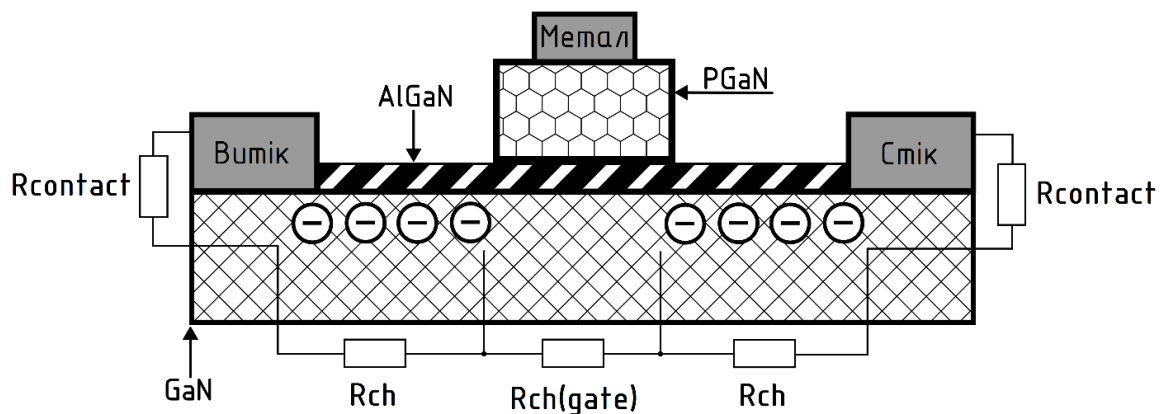


Рисунок 2.3 GaN – транзистор з індукованим каналом та основні джерела омичних втрат у ньому

Додатковий паразитний опір ( $R_{parasitic}$ ) виникає через опір в металевих шинах, які проводять струм від витоку та стоку до електродів транзистора. У імпульсних перетворювачах втрати на провідність транзистора є значними, тому транзистор, зазвичай, використовується або повністю ввімкненим (омічний регіон), або повністю вимкненим. З цієї причини одним з ключових параметрів для будь-якого силового транзистора є опір у ввімкненому стані  $R_{DS(on)}$ , який можна визначити таким чином:

$$R_{DS(on)} = 2 \cdot (R_{contact} + R_{ch}) + R_{ch(gate)} + R_{parasitic}, \quad (2.2)$$

де  $R_{contact}$  – опір контакту метал-напівпровідник,  $R_{ch}$  – опір каналу,  $R_{ch(gate)}$  – опір каналу у зоні затвору.

Заряди та ємності транзистора є суттєвим фактором у визначенні енергії, що втрачається під час переходів між увімкненим і вимкненим станами. Ємність ( $C$ ) визначає величину заряду ( $Q$ ), який необхідно подати на двополюсник, щоб змінити напругу на його виході ( $Q = CV$ ). Чим швидше подається цей заряд, тим швидше змінюється напруга.

Є три основні ємності, пов'язані з польовим транзистором: ємність затвор–витік ( $C_{gs}$ ), ємність від затвор–сток ( $C_{gd}$ ) і ємність сток–витік ( $C_{ds}$ ). Рис. 2.4 ілюструє кожен з цих ємностей. Іноді розробникам потрібно враховувати загальну еквівалентну ємність на входних ( $C_{ISS} = C_{gd} + C_{gs}$ ) або на вихідних електродах ( $C_{OSS} = C_{gd} + C_{ds}$ ).

Ці ємності змінюються залежно від напруги, що подається на входи транзистора. На рис. 2.5 показано, як змінюються значення ємності для транзистора в режимі розширення зі збільшенням напруги від витоку до джерела ( $V_{DS}$ ). Падіння ємності зі збільшенням  $V_{DS}$  відбувається через зменшення концентрації вільних носіїв заряду у зоні двовимірного електронного газу. Наприклад, початкове зниження  $C_{OSS}$  відбувається через зменшення концентрації вільних носіїв заряду біля поверхні. Вищі значення



$V_{DS}$  розширюють область виснаження ближче до стоку, ще та сильніше зменшують ємнісний компонент.

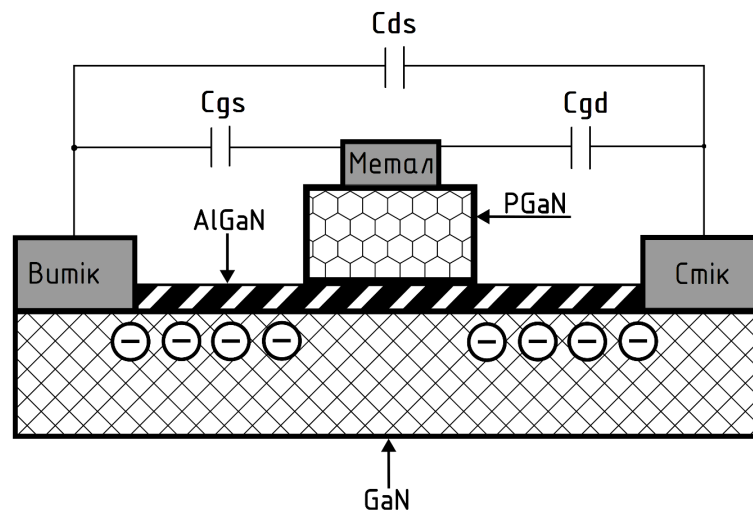


Рисунок 2.4 GaN транзистор з індукованим каналом та його паразитні ємності

Заряд ( $Q$ ), що зберігається в конденсаторі, є результатом інтегрування ємності між двома електродами в діапазоні прикладеної напруги. Оскільки  $Q = CV$ , часто буває зручно розглядати величину заряду, необхідну для зміни напруги на різних електродах транзистора. На рис. 2.6 показано величину заряду затвора,  $Q_g$ , необхідну для підвищення напруги затвор – витік до бажаного рівня для GaN транзистору EPC2302.  $Q_G$  – це інтегроване значення  $C_{ISS}$  як функції від напруги затвор–витік, при зміні значень напруги затвор – витік від 0 В (транзистор закритий) до 5 В (транзистор повністю відкритий). Згідно з цими значеннями, для того щоб підняти напругу затвора з 0 В до 5 В, що гарантує, що транзистор буде повністю увімкнено, потрібно приблизно 25 нКл. Якщо драйвер затвора забезпечує струм 5 А, для досягнення цієї напруги знадобиться приблизно 5 нс.

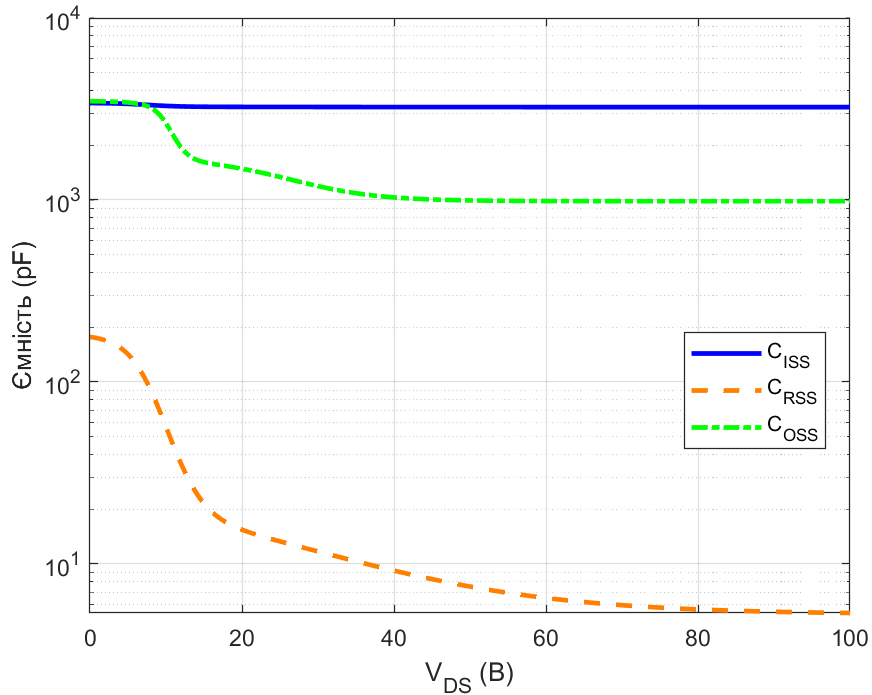


Рисунок 2.5 Паразитні ємності GaN транзистору моделі EPC2302

Важливо відзначити, що ємність затвор–витік ( $C_{gs}$ ) і загальна вхідна ємність ( $C_{ISS}$ ) зазвичай більш залежні від напруги затвора, ніж напруги стоку. Ємнісна характеристика показує  $C_{ISS}$  з  $V_{gs} = 0$  В. Характеристика  $C_{ISS}(V_{gs})$ , зазвичай, не надається в технічних характеристиках транзистору, але її можна легко розрахувати як похідну (кут нахилу) характеристики  $Q_G(V_{gs})$ .

Заряди  $Q_{gd}$  і  $Q_{gs}$  (де  $Q_g = Q_{gd} + Q_{gs}$ ) також вказуються окремо, оскільки вони впливають на швидкість перемикання напруги та струму відповідно. Співвідношення цих двох значень,  $Q_{gd}/Q_{gs}$ , відоме як коефіцієнт Міллера, часто є важливою метрикою для визначення того, коли пристрій може ввімкнутися через зміну напруги, що прикладається до стоку та витіку.

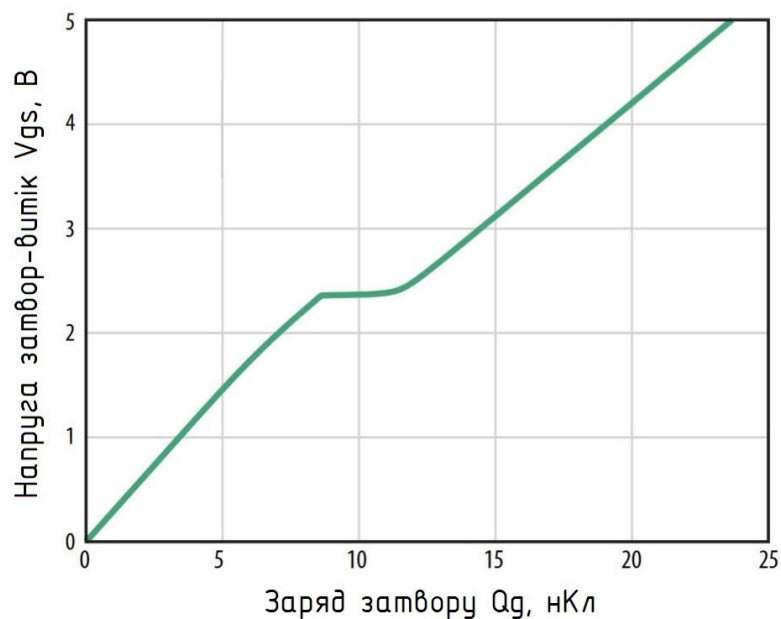


Рисунок. 2.6 Залежність заряду затвору для GaN транзистору моделі EPC2302 від напруги затвор – витік

Ємності та заряди для GaN транзистора EPC2302 наведено в Таблиці 2.4. Заряд затвор – стік та його відповідна ємність ( $C_{RSS}$  або  $C_{gd}$ ) змінюються разом із напругою стік – виток. У цьому прикладі значення наведено при 50 В, що становить половину номінального  $V_{DS}$ . Ця конвенційно узгоджена точка використовується тому, що робоча напруга для транзисторів у імпульсних джерелах живлення становить приблизно половину максимальної допустимої напруги, щоб забезпечити запас для нештатних викидів напруги, викликаних перехідними процесами перемикавання. Крім того, вказується внутрішній опір затвора ( $R_G$ ). Цей опір обмежує кінцеву швидкість перемикавання транзистора разом із будь-яким додатковим опором у схемі драйвера затвора.

Таблиця 2.4

Параметри паразитних ємностей та зарядів для транзистора EPC2302

Позн.	Параметр	Умови тесту	Тип.	Макс.	Од.
$C_{ISS}$	Вхідна ємність	$V_{DS} = 50\text{ В}$ ,	3200	4800	пФ
$C_{RSS}$	Ємність зворотної передачі	$V_{gs} = 0\text{ В}$	7		
$C_{OSS}$	Вихідна ємність		1000	1200	
$R_G$	Опір затвору		0,5		Ом
$Q_G$	Повний заряд затвору		23	29	нКл
$Q_{gs}$	Заряд затвор–витік	$V_{DS} = 50\text{ В}$ , $V_{gs} = 5\text{ В}$ , $I_D = 50\text{ А}$	8,9		
$Q_{gd}$	Заряд затвор–стік		2,3		
$Q_{g(th)}$	Пороговий заряд затвору		6,3		
$Q_{OSS}$	Вихідний заряд	$V_{DS} = 50\text{ В}$ , $V_{gs} = 0\text{ В}$	85	94	
$Q_{RR}$	Заряд зворотного відновлення		0		

Якщо транзистор, наведений в таблиці 2.4 керується ідеальною схемою драйвера затвора без додаткового опору та працює за вказаних номінальних умов, мінімальний час наростання напруги на затворі до рівня, необхідного для переходу транзистора у ввімкнений стан можна розрахувати за формулою 2.3. При заряді затвора 23 нКл, опору затвора 0,5 Ом та напрузі на затворі 5 В, мінімальний час наростання  $t_{rise,min}$  складе 2,3 нс.

$$t_{rise,min} = \frac{Q_G R_G}{V_{GS}}. \quad (2.3)$$

Ефект зворотного протікання струму в електрод витоку транзистора вважається зворотною провідністю. Якщо напруга затвор–витік достатньо висока, щоб забезпечити вмикання, транзистор буде проводити цей зворотний струм у своїй омичній області роботи з таким самим опором увімкнення, як і в прямому напрямку. Однак, якщо напруга затвор–витік нижча за порогове значення, GaN транзистор також може проводити зворотний струм. Прикладена у зворотному напрямку напруга створює ефект “паразитного діода”, подібного до MOSFET–транзисторів. У кремнієвих MOSFET транзисторах існує р–n–перехід, який утворює діод від корпусу каналу до стоку транзистора, який називають паразитним діодом [41]. Нітрид галієві транзистори з індукованим каналом не мають такої структури, але проводять подібно до діода у зворотному напрямку. Цей механізм зворотної провідності формується через створення каналу у зворотному напрямку, завдяки позитивній напрузі затвор–сток, достатній для появи двовимірного електронного газу [42]. Оскільки зворотна провідність у нітрид галієвому транзисторі зумовлена появою двовимірного електронного газу, пряме падіння напруги зростатиме з температурою подібно до того, як  $R_{DS(on)}$  змінюється з температурою під час роботи в омичній зоні прямої провідності. Навпаки, падіння напруги на діоді в кремнієвих транзисторах зменшується з температурою. Падіння напруги на GaN транзисторі з індукованим каналом EPC2302 при провідності у зворотному напрямку показано в таблиці 2.5.

Таблиця 2.5

Падіння напруги на каналі транзистору моделі EPC2302 при  
прикладеному зворотному зміщенню

Позн.	Параметр	Умови тесту	Тип.	Макс.	Од.
$V_{SD}$	Падіння напруги витік – стік (зворотне зміщення)	$I_S = 0,5 \text{ A}, V_{gs} = 0 \text{ B}$	1,5		В

Заряд зворотного відновлення  $Q_{RR}$ , пов'язаний із цим механізмом зворотної провідності представляє собою кількість заряду, що розсіюється, коли корпусний діод вимикається. Заряд зворотного відновлення не має прямого відношення до паразитних ємностей, які були описані для GaN транзистора з індукованим каналом. Цей заряд походить від неосновних носіїв, що залишилися під час провідності діода в р-n переході MOSFET-транзистора. Оскільки неосновні носії заряду не залучені до створення каналу провідності в GaN транзисторі з індукованим каналом, заряд зворотного відновлення дорівнює нулю, що є значною перевагою порівняно з силовими МОН-транзисторами високої потужності.

## **2.2. Розробка комп'ютерної моделі транзистора на основі нітриду галію.**

Для точного внутрішньосхемного моделювання силового транзистору на основі нітриду галію (окрім моделювання основних параметрів транзистора) необхідно враховувати високочастотні паразитні елементи, такі як індуктивність з'єднань на друкованій платі, включаючи скін-ефект та ефект наближення. Більшість цих паразитних параметрів залежать від корпусу транзистора та інженерних рішень, вибраних при застосуванні транзистора в імпульсному перетворювачі, і вони не можуть бути легко змодельовані в рамках загальної моделі GaN транзистора.

Хоча GaN транзистори з індукованим каналом працюють подібно до кремнієвих МОН-транзисторів, некоректно їх моделювати за допомогою традиційних моделей МОН-транзисторів, оскільки фізичні ефекти, що впливають на роботу нітрид галієвих транзисторів значно відрізняються. Стандартна модель МОН-транзистора вимагає певних доопрацювань, якщо вона використовується для GaN транзистора. В ході дослідження була запропонована (рис. 2.7) наступна комп'ютерна модель нітрид галієвого

транзистора на основі табличної еквівалентної моделі Ангелова [43] та аналітичних моделей Ханделваля [44].

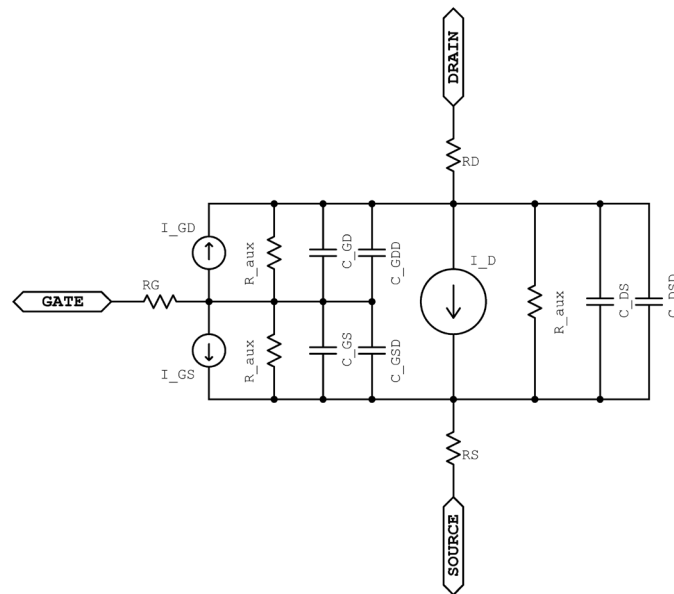


Рисунок 2.7 Еквівалентна модель для нітрид галієвого транзистору

Електроди затвора (GATE), витоку (SOURCE) і стоку (DRAIN) визначені так само, як і в кремнієвих силових МОН–транзисторах. Позитивна напруга, яка перевищує порогове значення між затвором і витокком, увімкне пристрій, а напруга, нижча за порогове значення, вимкне транзистор. Після ввімкнення транзистор може проводити струм в будь–якому напрямку, від стоку до витоку або навпаки.

Для побудови комп’ютерної моделі автором було використано GaN транзистор моделі EPC2302 виробництва компанії EPC. Дана модель була вибрана у зв’язку з подальшим експериментально–практичним застосуванням розробленої комп’ютерної моделі.

Модель містить паразитні опори для стоку, витоку та затвора. На вході затвора моделі транзистора присутній опір затвора  $R_G$  (0,5 Ом), який контролює струм, що протікає у внутрішній вузол затвора. Цей опір відіграє роль у формуванні швидкості процесу перемикання транзистора, обмежуючи

заряд, що надходить у затвор, моделюючи внутрішній опір затвора. Він опосередковано впливає як на струм затвор–витік ( $I_{GS}$ ), так і на струм затвор–сток ( $I_{GD}$ ), впливаючи на напругу у внутрішньому вузлі затвора.

Коло витік–стік включає в себе послідовні опори  $R_S$  і  $R_D$ , що моделюють внутрішні опори між зовнішніми електродами SOURCE та DRAIN і внутрішніми вузлами транзистора. Опір витоку  $R_S$  визначено як:

$$R_S = r_{sf} r_p (1 - t_c (T - 25)). \quad (2.4)$$

Опір стоку  $R_D$  визначено як:

$$R_D = ((1 - r_{sf}) r_p (1 - t_c (T - 25))). \quad (2.5)$$

Ці опори залежать від температури ( $T$ ) і включають температурний коефіцієнт  $t_c$  і контрольне значення температури  $25^\circ\text{C}$ . Параметр  $r_p$  визначає загальний паразитний опір, параметр  $r_{sf}$  визначає його розподіл між витоком і стоком, впливаючи на загальні втрати провідності та поведінку транзистора за змінних температур.

Крім того, додатково вводяться резистори з великим значенням опору ( $R_{aux}$ ), щоб забезпечити збіжність та числову стабільність SPICE симуляції.

Модель включає два компоненти, що представляють ємність затвор–витік. Перший –  $C_{GS}$  із фіксованою ємністю, що представляє власну ємність між електродами затвора та витоку. Ця ємність зберігає заряд  $Q_{GS}$  і впливає на швидкість зміни напруги затвора, безпосередньо впливаючи на швидкість перемикання транзистора.

Другим компонентом є залежна від напруги ємність  $C_{GSD}$ , яка враховує нелінійність у поведінці зберігання заряду затвор–витік. Ця нелінійна ємність зберігає заряд  $Q_{GSD}$  та описується за допомогою логарифмічних функцій напруги затвор–витік, що представляє зміну електростатичного поля, при зміні



напруги під час роботи. Такі коефіцієнти, як  $a_2$ ,  $a_3$ ,  $a_4$ ,  $a_5$ ,  $a_6$  і  $a_7$  визначають форму цього нелінійного співвідношення заряд – напруга та ємність – напруга.

$$Q_{GSD} = 0,5a_2a_4 \ln \left( 1 + e^{\frac{V_{GS}-a_3}{a_4}} \right) + a_5a_7 \ln \left( 1 + e^{\frac{V_{SD}-a_6}{a_7}} \right). \quad (2.6)$$

При умові що  $a_5 = 0$  або  $a_7 = 0$ , весь другий член стає нульовим, незалежно від значень  $a_6$ ,  $a_7$  що дозволяє адаптувати співвідношення під залежності різного ступеня складності.

Похідна від  $Q_{GSD}$  по  $V_{GS}$  дає динамічну компоненту ємності  $C_{GSD}$ :

$$C_{GSD} = \frac{dQ_{GSD}(V_{GS})}{dV_{GS}}. \quad (2.7)$$

Для  $C_{GSD}$  отримуємо:

$$C_{GSD} = \frac{0,5a_2e^{\frac{V_{GS}-a_3}{a_4}}}{1 + e^{\frac{V_{GS}-a_3}{a_4}}}. \quad (2.8)$$

Загальна ємність затвор–витік може бути визначена наступним чином:

$$C_{GS(\text{total})} = C_{GS} + C_{GSD}. \quad (2.9)$$

Коло затвор–стік має подібну структуру та включає в себе фіксовану власну ємність  $C_{GD}$ , що представляє ємність між затвором і клемми стоку. Номінал даної ємності характеризує ефект Міллера, впливаючи на загальну швидкість перемикання та затримку перемикання транзистора, зв'язуючи зміну напруги стоку із затвором негативним зворотнім зв'язком. Крім того, нелінійна залежна від напруги ємність  $C_{GDD}$  зберігає заряд  $Q_{GDD}$  та моделює змінну поведінку ємності затвор – стік в залежності від напруги затвор – стік. Цей компонент моделюється як сума кількох складових та відображає

динамічні зміни ємності під час перемикання транзистора за допомогою параметрів  $b_2 - b_{10}$ , які визначають його форму та нелінійний характер.

$$Q_{GDD} = 0,5a_2a_4 \log \left( 1 + e^{\frac{V_{GD}-a_3}{a_4}} \right) + b_2b_4 \log \left( 1 + e^{\frac{V_{GD}-b_3}{b_4}} \right) + \\ + b_5b_7 \log \left( 1 + e^{\frac{V_{GD}-b_6}{b_7}} \right) + b_8b_{10} \log \left( 1 + e^{\frac{V_{GD}-b_9}{b_{10}}} \right). \quad (2.10)$$

Динамічна ємність  $C_{GDD}$  може бути отримана з похідної заряду  $Q_{GDD}$  по напрузі затвор–стік  $V_{GD}$ :

$$C_{GDD} = \frac{dQ_{GDD}(V_{GD})}{dV_{GD}}. \quad (2.11)$$

Для  $C_{GDD}$  отримуємо:

$$C_{GDD} = \frac{0,5a_2e^{\frac{V_{GD}-a_3}{a_4}}}{1 + e^{\frac{V_{GD}-a_3}{a_4}}} + \frac{b_2e^{\frac{V_{GD}-b_3}{b_4}}}{1 + e^{\frac{V_{GD}-b_3}{b_4}}} + \frac{b_5e^{\frac{V_{GD}-b_6}{b_7}}}{1 + e^{\frac{V_{GD}-b_6}{b_7}}} + \frac{b_8e^{\frac{V_{GD}-b_9}{b_{10}}}}{1 + e^{\frac{V_{GD}-b_9}{b_{10}}}}. \quad (2.12)$$

Загальна ємність затвор–стік може бути визначена наступним чином:

$$C_{GD(\text{total})} = C_{GD} + C_{GDD}. \quad (2.13)$$

Ємність виток–стік також складається з фіксованої ємності  $C_{DS}$  і нелінійної частини  $C_{DSD}$ , що зберігає заряд  $Q_{DSD}$  та залежить від прикладеної напруги.

Загальний заряд виток–стік  $Q_{DSD}$  моделюється як сума кількох компонентів. Цей нелінійний заряд описується за допомогою логарифмічних функцій напруги виток–стік, та коефіцієнтів  $c_1 - c_{10}$ , що визначають форму цього нелінійного співвідношення заряд–напруга.

$$Q_{DSD} = c_2 c_4 \log \left( 1 + e^{\frac{V_{SD} - c_3}{c_4}} \right) + c_5 c_7 \log \left( 1 + e^{\frac{V_{SD} - c_6}{c_7}} \right) + c_8 c_{10} \log \left( 1 + e^{\frac{V_{SD} - c_9}{c_{10}}} \right). \quad (2.14)$$

Динамічна ємність  $C_{DSDI}$  може бути отримана з похідної заряду  $Q_{DSD}$  по напрузі виток – стік  $V_{SD}$ :

$$C_{DSD} = \frac{dQ_{DSD}(V_{SD})}{dV_{SD}}. \quad (2.15)$$

Для  $C_{DSD}$  отримуємо:

$$C_{DSD} = \frac{c_2 e^{\frac{V_{SD} - c_3}{c_4}}}{1 + e^{\frac{V_{SD} - c_3}{c_4}}} + \frac{c_5 e^{\frac{V_{SD} - c_6}{c_7}}}{1 + e^{\frac{V_{SD} - c_6}{c_7}}} + \frac{c_8 e^{\frac{V_{SD} - c_9}{c_{10}}}}{1 + e^{\frac{V_{SD} - c_9}{c_{10}}}}. \quad (2.16)$$

Загальну ємність  $C_{DS(total)}$  витік – стік визначимо як суму статичної та динамічної ємностей:

$$C_{DS(total)} = C_{DS} + C_{DSD}. \quad (2.17)$$

Крім резистивних та ємнісних компонентів, модель включає струми витоку затвора, змодельовані за допомогою програмованих джерел струму  $I_{GD}$  і  $I_{GS}$  (комп'ютерна модель діода):

$$I_{GS} = K \left( d_1 \left( e^{\frac{V_{GS}}{d_3}} - 1 \right) + d_2 \left( e^{\frac{V_{GS}}{d_4}} - 1 \right) \right). \quad (2.18)$$

Аналогічне рівняння використовується для  $I_{GD}$ :

$$I_{GD} = K \left( d_1 \left( e^{\frac{V_{GD}}{d_3}} - 1 \right) + d_2 \left( e^{\frac{V_{GD}}{d_4}} - 1 \right) \right), \quad (2.19)$$

де  $K$  та  $d_1$ - $d_4$  константи, що визначають форму цього нелінійного співвідношення напруга – струм.

Для  $V_{GS} > 10$  напруга обмежується на рівні 10 В, щоб запобігти проблемам при застосуванні чисельних методів розрахунку (як для  $I_{GD}$ , так і для  $I_{GS}$ ):

$$I_{GS} = I_{GD} = K \left( d_1 \left( e^{\frac{10.0}{d_3}} - 1 \right) + d_2 \left( e^{\frac{10.0}{d_4}} - 1 \right) \right). \quad (2.20)$$

Вихідні характеристики для GaN транзистора реалізовано подібно до SPICE моделі МОН–транзистора. Нелінійна характеристика струму моделюється як добуток струму насичення, який залежить від напруги затвор – витік та функції, що визначає форму залежності, яка, в свою чергу, залежна від напруги стоку – витоку.

Базове перемикання транзистора моделюється програмованим джерелом струму. Це джерело струму моделює струм стоку ( $I_D$ ) як функцію напруги затвор–витік ( $V_{GS}$ ) і напруги стік–витік ( $V_{DS}$ ), описуючи перемикання транзистора. Використання логарифмічної функції з експоненціальним членом забезпечує плавний перехід між випадками вимкненого та увімкненого стану, точно імітуючи реакцію пристрою на зміни напруги затвора. Параметри залежності від температури, такі як  $A$ ,  $i_{TC}$ ,  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_{1\_TC}$ ,  $h_0$ ,  $h_1$ ,  $h_{0\_TC}$  і  $h_{1\_TC}$ , регулюють струм на основі робочої температури, моделюючи такі ефекти, як зміщення порогової напруги.

Для  $V_{DS} > 0$ :

$$I_D = A(1 - i_{TC}(T - 25)) \ln \left( 1 + e^{\frac{V_{GS} - V_{th}}{k_2}} \right) \frac{V_{DS}}{1 + (h_0(1 - h_{0\_TC}(T - 25)) + h_1(1 - h_{1\_TC}(T - 25)))V_{GS}} V_{DS}. \quad (2.21)$$

Для  $V_{DS} < 0$ :

$$I_D = -A(1 - i_{TC}(T - 25)) \ln \left( 1 + e^{\frac{V_{GS} - V_{th}}{k_2}} \right) \frac{-V_{DS}}{1 + (h_0(1 - h_{0\_TC}(T - 25)) + h_1(1 - h_{1\_TC}(T - 25))V_{GS})(-V_{DS})}, \quad (2.22)$$

де  $V_{th}$  – значення порогової напруги транзистора, що характеризується залежністю від температури за допомогою коефіцієнтів  $k_1$  та  $k_{1\_TC}$ :

$$V_{th} = k_1(1 - k_{1\_TC}(T - 25)). \quad (2.23)$$

Цю модель було реалізовано та перевірено в середовищі MATLAB (повний лістинг коду див. у Додатку Б).

Типові вихідні характеристики струму стоку для визначених значень напруги затвор–витік при 25°C:

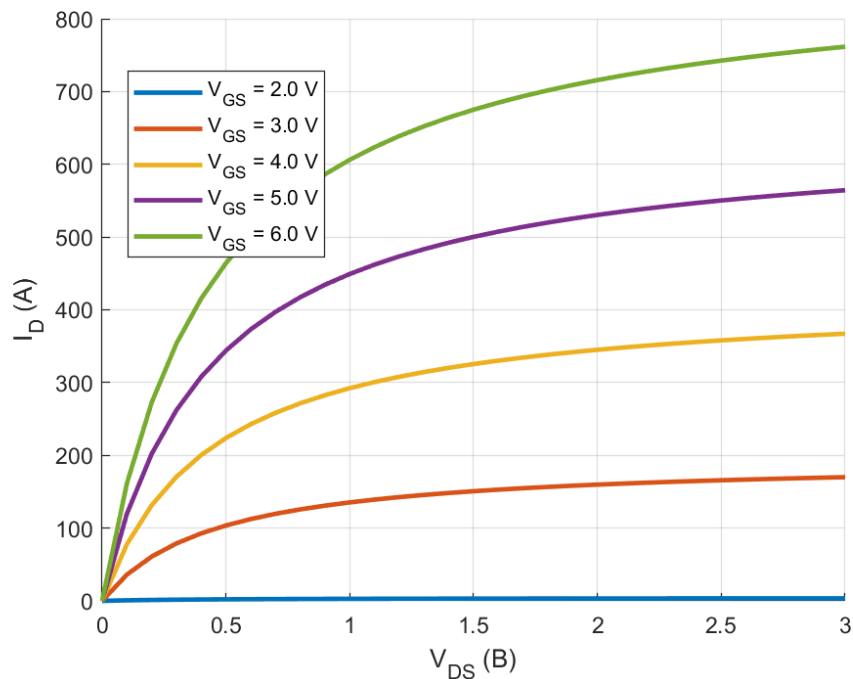


Рисунок 2.8 Типові змодельовані вихідні характеристики для транзистора моделі EPC2302

Типові вихідні характеристики струму стоку при 25°C (графік поверхні):

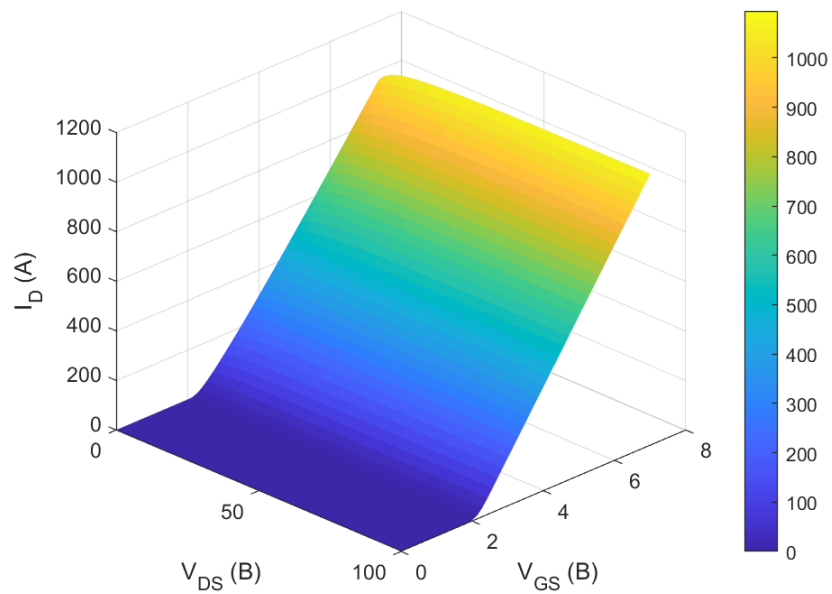


Рисунок 2.9 Типові змодельовані вихідні характеристики для транзистора моделі EPC2302 (безперервний графік поверхні)

Типові характеристики передачі струму для 25°C і 125°C та при напрузі  $V_{DS} = 3\text{В}$  відображено на графіку:

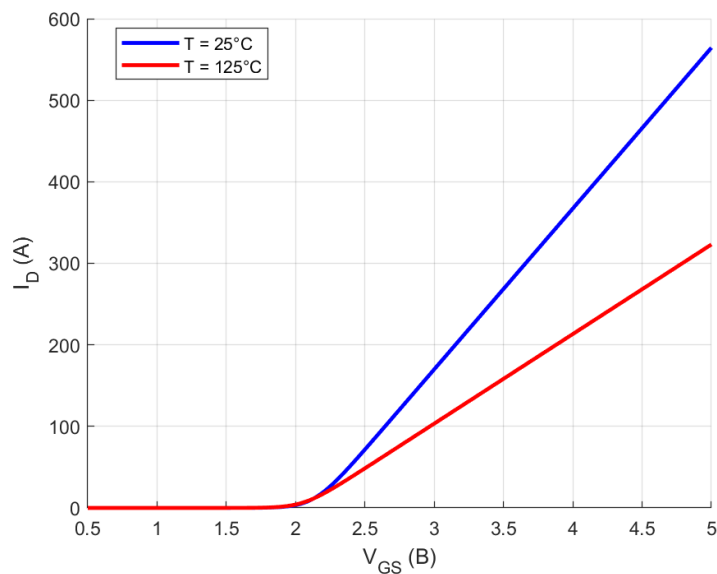


Рисунок 2.10 Типові характеристики передачі струму ( $T = 25^\circ\text{C}$  і  $125^\circ\text{C}$ ) для транзистора моделі EPC2302

Типовий струм витоку затвора та пробій затвора при перенапрузі описується наступним графіком:

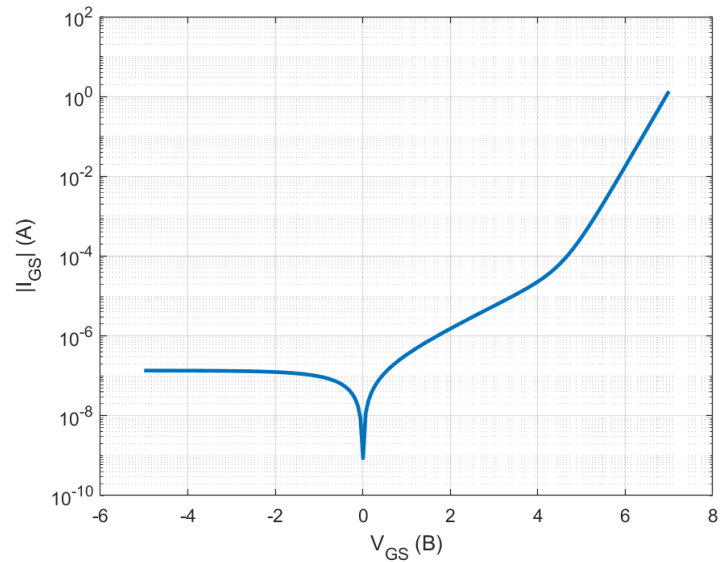


Рисунок 2.11 Струм затвора для транзистора моделі EPC2302

Типова ємність (вхідна, вихідна, зворотної передачі (reverse transfer)), у логарифмічному масштабі:

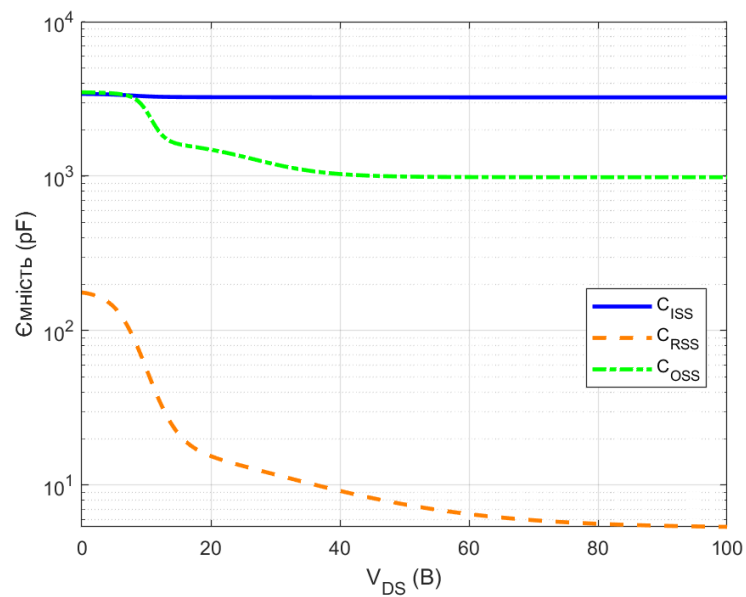


Рисунок 2.12 Типові ємності для транзистора моделі EPC2302

Залежність від напруги ємності затвор–витік представляється графіком:

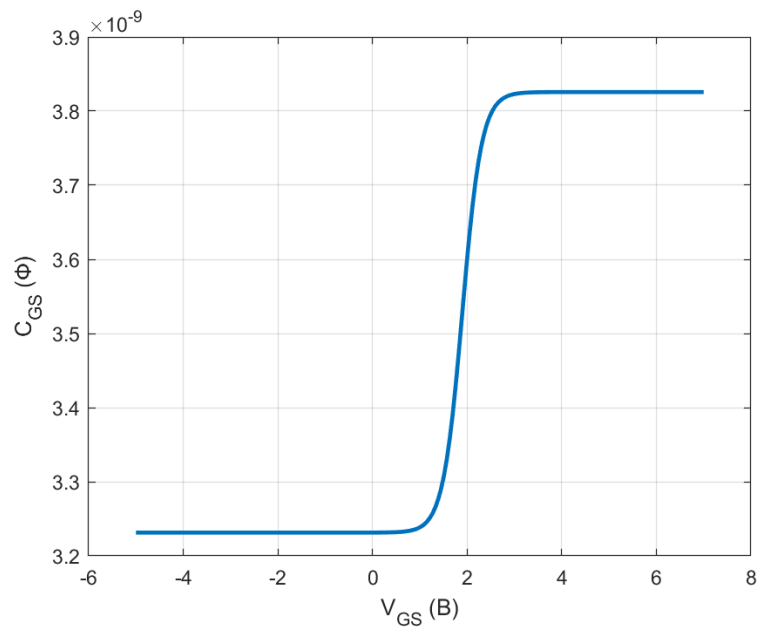


Рисунок 2.13 Залежність від напруги ємності затвор – витік транзистора моделі EPC2302

Залежність від напруги ємності затвор – стік описується графіком:

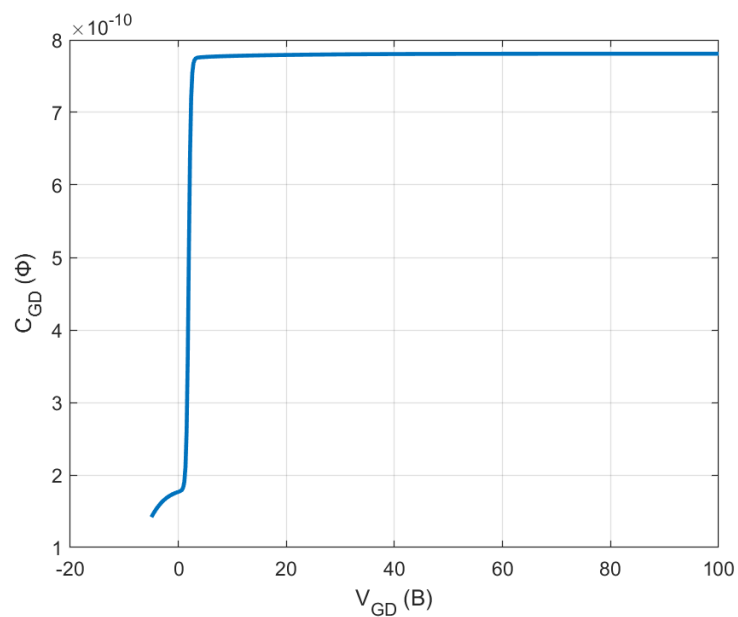


Рисунок 2.14 Ємність затвор–стік для транзистора моделі EPC2302



Залежність ємності витік–стік від напруги представлено графіком:

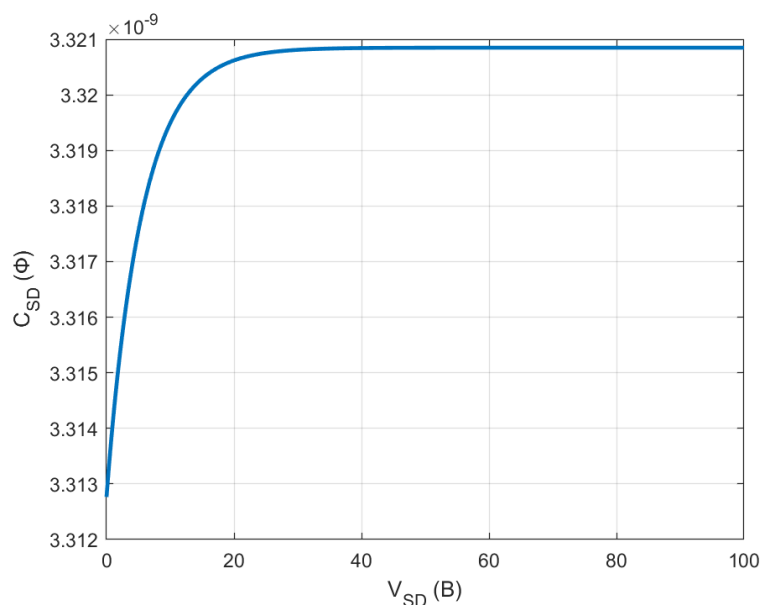


Рисунок 2.15 Ємність витік–стік транзистора моделі EPC2302

### 2.3. Розробка методів аналізу втрат у перетворювачі з транзистором на основі нітриду галію.

Синхронні понижуючі перетворювачі (Buck converter) широко використовуються для зниження напруги, ефективно перетворюючи вищі входні напруги на нижчі вихідні. Базова схема цієї системи зображена на рис. 2.16. Принцип роботи перетворювача описується наступним чином: транзистор Q1, підключений до джерела входної напруги. Після ввімкнення Q1 струм тече від  $V_{IN}$  до  $R_{load}$ , що призводить до збільшення струму індуктора L1 і, як наслідок, накопичення енергії всередині індуктора. Під час цієї фази Q2 залишається вимкненим. Навпаки, коли Q1 вимкнено, а Q2 увімкнено, струм проходить через Q2 у протилежному напрямку. Це призводить до зменшення струму індуктора, передаючи частину енергії, накопиченої в індукторі, до навантаження. Рис. 2.17 ілюструє основні форми сигналу, що пов'язані з цим процесом.

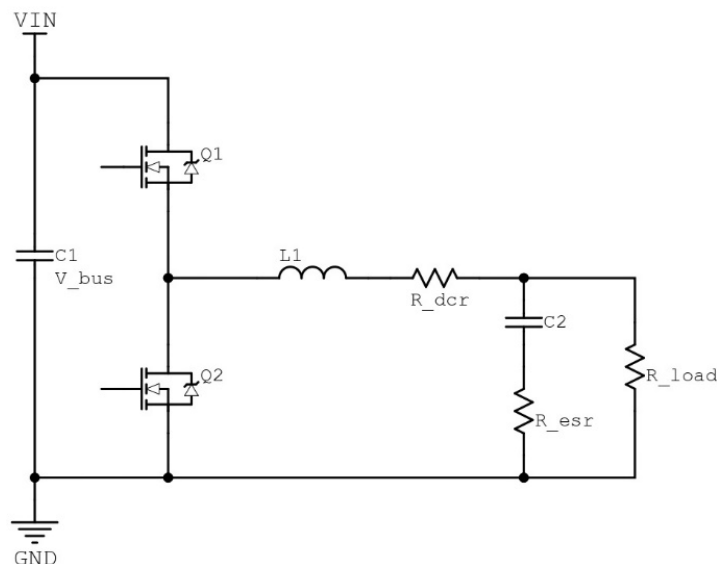


Рисунок 2.16 Базовий синхронний понижуючий перетворювач.

Основна відмінність між несинхронними та синхронними понижуючими перетворювачами полягає в конструкції нижнього ключа: це діод у несинхронному варіанті та транзистор у синхронному варіанті. У синхронному понижувальному перетворювачі використання транзистору призводить до зниження ефективності в умовах невеликого навантаження порівняно з його несинхронним аналогом. Навпаки, в умовах великого навантаження синхронні понижувальні перетворювачі демонструють набагато вищий ККД. Ця покращена ефективність пояснюється меншими втратами провідності в нижньому ключі. Отже, згідно з проведеним дослідженням синхронні понижувальні перетворювачі є кращим вибором у застосуваннях, де очікується, що перетворювач переважно працюватиме в умовах високого навантаження.

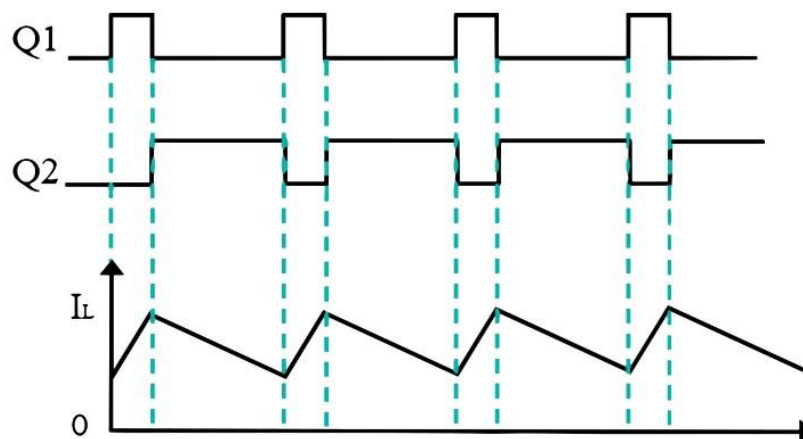


Рисунок 2.17 Епюри струму індуктора та напруги затворів у синхронному понижуючому перетворювачі.

Класифікуємо основні джерела втрат у синхронному понижувальному перетворювачі наступним чином:

- **Статичні втрати:** опір  $R_{DS(on)}$  у ввімкненому стані транзисторів Q1 та Q2, активний опір котушки індуктивності, втрати в конденсаторах на вході та виході.
- **Динамічні втрати:** Динамічні втрати на транзисторах Q1 та Q2, втрати у вихідній транзистору Q1, втрати зворотного відновлення.

Розглянута методика була запропонована автором у [45].

Коефіцієнт заповнення на виході перетворювача визначимо як:

$$D = \frac{V_{out}}{V_{bus}}, \quad (2.24)$$

де  $D$  – коефіцієнт заповнення,  $V_{out}$  – вихідна напруга перетворювача, а  $V_{bus}$  – вхідна напруга перетворювача.

Враховуючи відомий коефіцієнт заповнення, ми можемо розрахувати струм пульсацій індуктора  $I_{ripple}$ :

$$I_{ripple} = \frac{(V_{bus} - V_{out})D}{f_{sw}L_{out}}, \quad (2.25)$$

де  $f_{sw}$  – робоча частота, а  $L_{out}$  – індуктивність L1.

Струм індуктора при включенні та виключенні ( $I_{L\_turnON}$ ,  $I_{L\_turnOFF}$ ) визначається за допомогою струму пульсацій і заданого вихідного струму  $I_{out}$ :

$$I_{L\_turnON} = I_{out} - \frac{I_{ripple}}{2}, \quad (2.26)$$

$$I_{L\_turnOFF} = I_{out} + \frac{I_{ripple}}{2}. \quad (2.27)$$

Проаналізуємо втрати на провідність за допомогою [46] для відомого середньоквадратичного струму  $P_{cond\_Q1}$  та  $P_{cond\_Q2}$ :

$$P_{cond\_Q1} = \left( I_{out}^2 + \frac{I_{ripple}^2}{12} \right) (D - t_{dt1}f_{sw}) R_{DS(on)\_Q1}, \quad (2.28)$$

$$P_{cond\_Q2} = \left( I_{out}^2 + \frac{I_{ripple}^2}{12} \right) (1 - D - t_{dt2}f_{sw}) R_{DS(on)\_Q2}, \quad (2.29)$$

де  $t_{dt}$  – заданий час затримки між перемиканням верхнього та нижнього ключа, а  $R_{DS(on)\_Q1}$  та  $R_{DS(on)\_Q2}$  – опір транзистора у ввімкненому стані.

Втрати  $P_{oss}$ , пов'язані з  $C_{oss}$  (вихідна ємність), можна оцінити за допомогою вихідного заряду транзистора ( $Q_{oss}$ ) та робочої частоти ( $f_{sw}$ ) наступним чином:

$$P_{oss} = f_{sw} V_{bus} Q_{oss}. \quad (2.30)$$

Зворотні втрати провідності, пов'язані з  $C_{oss}$ , як правило, відносно малі, що можна підтвердити на основі вихідної ємності при 0 В і напруги стоку – витоку  $V_{bus}$ :

$$E_{oss\_SD} = \frac{1}{2}(C_{OSS(Q1)\_Vbus} + C_{OSS(Q1)\_0V})V_{sd}^2, \quad (2.31)$$

$$P_{oss\_SD} = 2E_{oss\_SD}f_{sw}. \quad (2.32)$$

$V_{sd}$  отримується з визначення зворотної характеристики стік – витік, у технічних характеристиках транзистора.

Час переходу відключення для струму розраховуються таким чином:

$$t_{cr} = \frac{Q_{GS2}(R_{Gint} + R_{Gext} + R_{pu})}{V_{drv\_on} - \left( \frac{V_{GS(th)} + V_{PL}}{2} \right)}, \quad (2.33)$$

де  $R_{Gint}$  – внутрішній опір затвора транзистора,  $R_{Gext}$  – зовнішній резистор затвора,  $R_{pu}$  – внутрішній опір підтягування драйвера затвора.  $V_{drv\_on}$  – це номінальна напруга драйвера,  $Q_{GS2}$  – приблизний заряд затвора для зазначеного струму,  $V_{GS(th)}$  і  $V_{PL}$  – порогове значення затвора та напруга плато для заданого транзистору.

Час наростання напруги ( $t_{vr}$ ), падіння напруги ( $t_{vf}$ ), час падіння струму у каналі транзистора ( $t_{cf}$ ), падіння напруги на каналі під час перемикавання ( $\Delta V_{DS\_cf}$ ) обчислюються використовуючи напругу вимикання драйвера ( $V_{drv\_off}$ , зазвичай 0 В), ємність зворотного перенесення ( $C_{rcc}$ ) і коефіцієнт провідності ( $g_{fs}$ ), розрахований за допомогою передатної характеристики:

$$t_{cf} = \frac{Q_{GS2}(R_{Gint} + R_{Gext} + R_{pd})}{\left( \frac{V_{PL} + V_{GS(th)}}{2} \right) - V_{drv\_off}}, \quad (2.34)$$

$$t_{vf} = \left( \frac{Q_{oss\_Q1} + Q_{oss\_Q2}}{V_{drv\_on} - V_{pl}} \right) \left( \frac{1}{g_{fs}} + \frac{2(R_{Gint} + R_{Gext} + R_{pu})C_{rss(Q1)\_0V}}{C_{oss(Q1)\_0V} + C_{oss(Q2)\_Vbus}} \right), \quad (2.35)$$

$$\Delta V_{DS\_cf} = \frac{\frac{1}{2} t_{cf} I_{L\_turnOFF}}{C_{oss(Q1)\_0V} + C_{oss(Q2)\_Vbus}}, \quad (2.36)$$

$$t_{vr} = \frac{Q_{oss\_q1} + Q_{oss\_q2}}{I_{L,turn\_off}} - \frac{t_{cf}}{2}. \quad (2.37)$$

На основі розрахованих тривалостей перемикання оцінимо втрати при включенні  $P_{ON\_overlap}$  та виключенні  $P_{OFF\_overlap}$  транзистору:

$$P_{ON\_overlap} = f_{sw} E_{ON\_overlap} = f_{sw} \frac{1}{2} V_{BUS} I_{L\_turnON} (t_{cr} + t_{vf}), \quad (2.38)$$

$$P_{OFF\_overlap} = f_{sw} E_{OFF\_overlap} = f_{sw} \frac{1}{6} t_{cf} I_{L,turn\_off} \Delta V_{ds\_cf}. \quad (2.39)$$

Час зворотної провідності ( $t_{SD1}, t_{SD2}$ ) та втрати зворотної провідності ( $P_{SD}$ ) можна оцінити наступним чином, використовуючи час перемикання синхронного випрямляча ( $t_{on\_SR}, t_{off\_SR}$ ):

$$t_{on\_SR} = \frac{Q_{GS(th)} (R_{Gint} + R_{Gext\_on} + R_{pu})}{V_{drv\_on} - \left( \frac{V_{GS(th)} + V_{drv\_off}}{2} \right)}, \quad (2.40)$$

$$t_{off\_SR} = \frac{2Q_{GS(th)} (R_{Gint} + R_{Gext\_off} + R_{pd})}{V_{GS(th)} - V_{drv\_off}}, \quad (2.41)$$

$$t_{SD1} = t_{dt1} - t_{cf} - t_{vr} - \frac{1}{2} \cdot t_{on\_SR}, \quad (2.42)$$

$$t_{SD2} = t_{dt2} - t_{vf} - \frac{1}{2} \cdot t_{cr} - \frac{1}{2} \cdot t_{off\_SR}, \quad (2.43)$$

$$P_{SD} = \left( (I_{L,turn\_OFF} V_{SD} t_{SD1}) + (I_{L,turn\_ON} V_{SD} t_{SD2}) \right) f_{sw}. \quad (2.44)$$

Втрати заряду затвора для обох транзисторів можна розрахувати наступним чином:

$$P_{G\_Q1} = Q_{G\_Q1} (V_{drv\_on} - V_{drv\_off}) f_{sw}, \quad (2.45)$$

$$P_{G\_Q2} = Q_{G\_Q2} (V_{drv\_on} - V_{drv\_off}) f_{sw}. \quad (2.46)$$

Втрати в обмотках, спричинені заданим опором постійному струму котушки ( $R_{ind}$ ) індуктивності, можна розрахувати на основі рівнянь з [47]:

$$P_{L\_winding} = R_{ind} I_{out}^2 \left( 1 + \frac{1}{12} \left( \frac{I_{ripple}}{I_{out}} \right)^2 \right). \quad (2.47)$$

Втрати, пов'язані з вхідними та вихідними конденсаторами, можна оцінити на основі еквівалентного послідовного опору конденсаторів (ESR), таким чином:

$$P_{Cin} = ESR_{Cin} I_{out}^2 D(1 - D), \quad (2.48)$$

$$P_{Cout} = ESR_{Cout} \frac{1}{12} I_{ripple}^2. \quad (2.49)$$

Загальні втрати в транзисторі можна описати наступним чином:

$$P_{Q1} = P_{cond\_Q1} + P_{oss} + P_{ON\_overlap} + P_{OFF\_overlap} + P_{G\_Q1}, \quad (2.50)$$

$$P_{Q2} = P_{cond\_Q2} + P_{oss\_sd} + P_{sd} + P_{g\_Q2}. \quad (2.51)$$

Втрати в перетворювачі можна оцінити, враховуючи як втрати в GaN транзисторах  $P_{Q1}$ ,  $P_{Q2}$  так і в пасивних компонентах  $P_{passive}$ :

$$P_{passive} = P_{L\_winding} + P_{Cin} + P_{Cout}, \quad (2.52)$$

$$P_{tot} = P_{Q1} + P_{Q2} + P_{passive}. \quad (2.53)$$

У наведеному сценарії понижуючий перетворювач основного джерела живлення БПЛА працює на частоті 1 МГц, максимальний струм складає 15 А для навантаження 12 В від джерела живлення 24 В. Модель транзистора EPC2302 була використана як для транзистора Q1, так і для синхронного випрямляча Q2. Перетворювач використовує вихідну котушку індуктивності

10 мкГн, що характеризується послідовним опором постійного струму 4,15 мОм. Обидва транзистори керуються від джерела живлення 5 В і мають зовнішній опір затвора 1,5 Ом, як для фази вмикання, так і для фази вимикання. Драйвер затвора має внутрішній опір ввімкнення та вимкнення 0,7 Ом і 0,4 Ом відповідно. Крім того, для кожного фронту перемикання встановлюється *deadtime* 20 нс. Результати розрахунків наведені в таблиці 2.6

Таблиця 2.6

Розрахунковий розподіл енергетичних втрат у перетворювачі

Тип втрати	Значення
Втрати провідності в Q1 ( $P_{cond\_Q1}$ ) та Q2 ( $P_{cond\_Q2}$ )	0,152 Вт
Втрати пов'язані з $C_{oss}$ ( $P_{oss}$ )	2,04 Вт
Втрати, пов'язані з увімкненням ( $P_{on\_overlap}$ )	0,3 Вт
Втрати, пов'язані з відключенням ( $P_{off\_overlap}$ )	0,005 Вт
Втрати заряду затвора в Q1 ( $P_{G\_Q1}$ )	0,115 Вт
Втрати заряду затвора в Q2 ( $P_{cond\_Q2}$ )	0,115 Вт
Зворотні втрати провідності, пов'язані з $C_{oss}$ ( $P_{oss\_sd}$ )	0,01 Вт
Зворотні втрати провідності ( $P_{sd}$ )	0,381 Вт
Втрати обмотки індуктора ( $P_{L\_winding}$ )	0,698 Вт
Втрати вхідного конденсатора ( $P_{Cin}$ )	0,042 Вт
Втрати вихідного конденсатора ( $P_{Cout}$ )	0,00009 Вт
Загальні втрати ( $P_{tot}$ )	4,01 Вт

Згідно з отриманих аналітичних результатів розрахунку розподіл статичних і динамічних втрат у енергоперетворювачі знаходиться у співвідношенні 1 до 3. Це пояснюється низьким опором каналу обраного GaN транзистора, а також значним внеском динамічних втрат на обраній робочій частоті для даної конфігурації енергоперетворювача.



Розподіл розрахункових втрат візуалізовано на рис. 2.18:

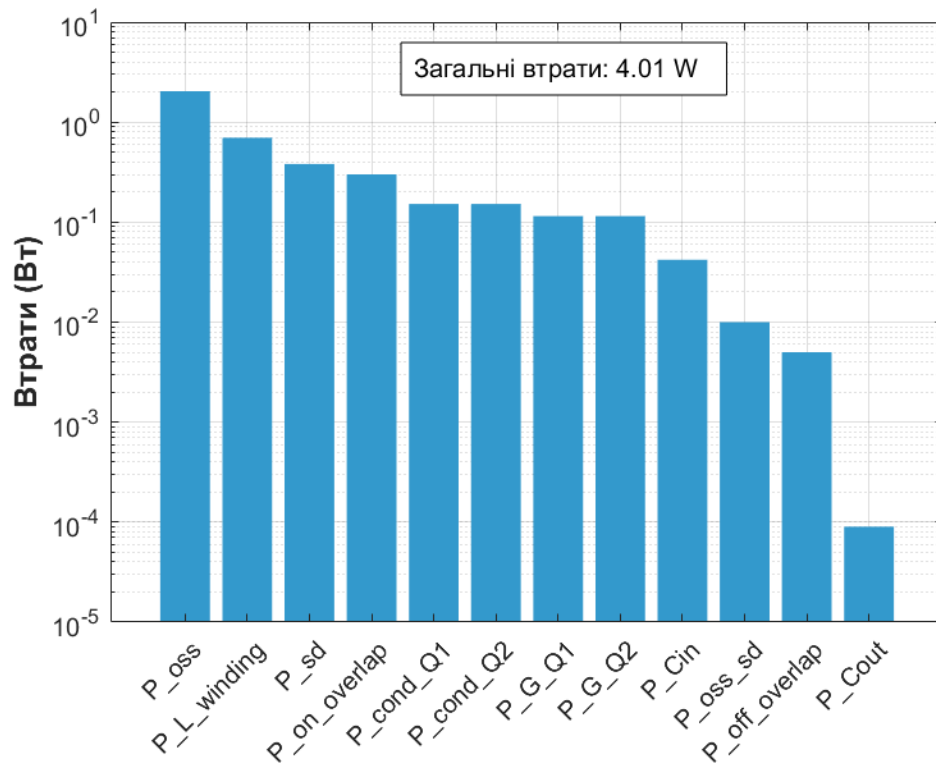


Рисунок 2.18 Гістограма розподілу втрат синхронного понижувального перетворювача.

Загальну ефективність перетворювача доцільно оцінити як:

$$\eta = \frac{I_{out} V_{out}}{I_{out} V_{out} + P_{tot}} \times 100\% \approx 97,8\% . \quad (2.54)$$

Розглянемо отриману залежність ККД енергоперетворювача від прикладеного навантаження в діапазоні 10-100% від максимально допустимого (рис. 2.19) :

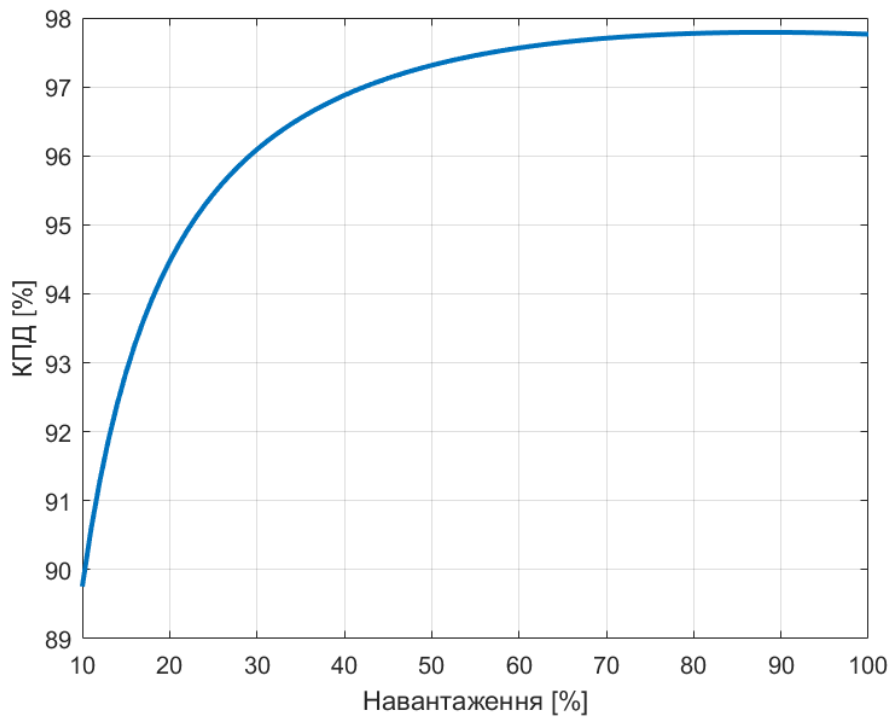


Рисунок 2.19 Графік залежності ККД енергоперетворювача від прикладеного вихідного навантаження

Отримана залежність ККД від вихідного навантаження характеризується функцією вигляду  $y(x) = L \cdot (1 - e^{-kx}) + C$ , де  $k$ ,  $L$  та  $C$  – константи, що визначають форму отриманої залежності (рис. 2.20). При цьому визначено, що максимальне значення ККД досягається при 100% навантаженні, що пояснюється значним внеском динамічних втрат на цільовій робочій частоті роботи перетворювача порівняно зі статичними втратами провідності (додаток В).

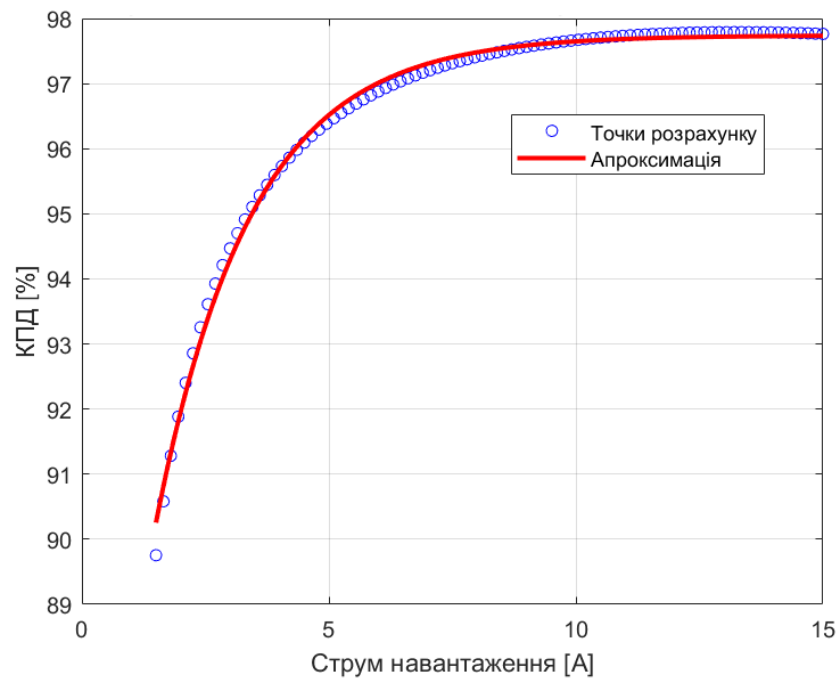


Рисунок 2.20 Апроксимація ККД енергоперетворювача кривою вигляду

$$y(x) = L \cdot (1 - e^{-kx}) + C$$

Отримані значення коефіцієнтів  $L$ ,  $k$ ,  $C$ , а також похибки апроксимації наведено в таблиці 2.7:

Таблиця 2.7

Отримані значення коефіцієнтів та похибка апроксимації розрахункових значень ККД

Характеристика	Значення
Коефіцієнт $L$	16,27
Коефіцієнт $k$	0,518
Коефіцієнт $C$	81,47
Середньоквадратична похибка у відсотках (RMSPE)	0,11%
Середня абсолютна похибка у відсотках (MAPE)	0,087%

## Висновки до Розділу 2

1. Доведено переваги GaN транзисторів у системах перетворення енергії, включаючи високу толерантність до пробоїв, стабільну порогову напругу, низькі втрати на провідність (опір каналу, контактів) та можливість компактного конструктивного виконання, що призводить до підвищення питомої потужності перетворювача, зниження втрат на перемикання та зменшення вимог до системи охолодження.
2. Проаналізовано поведінку паразитних ємностей у GaN транзисторах, включаючи ємності затвор-витік, затвор-стік та стік-витік. Показано, що низькі значення паразитних ємностей призводять до зниження втрат на перемиканні та підвищення граничної робочої частоти, що робить такі транзистори оптимальними для високочастотних застосувань.
3. Продемонстровано, що відсутність паразитних діодів у GaN транзисторах усуває втрати зворотного відновлення та забезпечує можливість роботи на високих частотах при мінімальних втратах, що важливо для застосування в компактних синхронних перетворювачах.
4. Розроблена комп'ютерна модель обраного GaN-транзистора враховує статичні та динамічні складові паразитних параметрів, їх температурну залежність, а також поведінку при граничних значеннях частоти перемикання, робочої температури, напруги затвору та струму стоку в умовах роботи в системі енергоперетворення.
5. Розроблена методика теоретичного аналізу втрат понижуючого перетворювача виявила переваги нітрид-галієвих напівпровідників при застосуванні у бортовому джерелі живлення БПЛА/БПА. У ході аналізу статичних і динамічних втрат визначено їх розподіл у співвідношенні 1:3, проведено оптимізацію параметрів системи, що дозволило досягти розрахункового значення ККД 97,8% при повному навантаженні, при цьому максимальне значення ККД досягається при 100% навантаженні. Це пояснюється значним внеском динамічних втрат на робочій частоті

перетворювача у порівнянні зі статичними омічними втратами. Вперше науково доведено, що для розглянутого енергоперетворювача графік залежності ККД від вихідного навантаження апроксимується функцією вигляду  $y(x) = L \cdot (1 - e^{-kx}) + C$ , де  $k$ ,  $L$  та  $C$  – константи.

### **РОЗДІЛ 3. АНАЛІЗ ТА РОЗРОБКА КОМП'ЮТЕРНО-МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ АНАЛОГОВОЇ ТА ЦИФРОВОЇ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ ЕНЕРГІЇ НА ОСНОВІ НАПІВПРОВІДНИКІВ З ШИРОКОЮ ЗАБОРОНЕНОЮ ЗОНОЮ**

#### **3.1. Принцип побудови системи керування імпульсним перетворювачем енергії.**

Понижуючий перетворювач (buck) є одним з найбільш широко використовуваних перетворювачів напруги. Розглянуто математичний апарат для розрахунку коефіцієнта підсилення ланки зворотного зв'язку та фазових характеристик понижуючого перетворювача, що працює, як у режимі безперервної провідності (CCM), так і в режимі переривчастої провідності (DCM). Враховуючи те, що сучасні системи живлення використовують кілька типів вихідних конденсаторів, що потенційно впливає на стабільність системи керування перетворювачем [48], були запропоновані рішення для конфігурацій, що включають три різних типи конденсаторів.

Основна структура керування понижуючим перетворювачем показана на рисунку 3.1. Силова частина складається з генератора імпульсів (зазвичай напівмоста) і пасивного фільтра, які разом забезпечують перетворення вхідної напруги в знижену вихідну напругу. Подібну систему доцільно проаналізувати як високоефективний генератор імпульсів (зазвичай побудований на основі кремнієвих МОН або GaN транзисторів) та фільтр на основі реактивних пасивних елементів, що забезпечує високу ефективність перетворення напруги.

Для регулювання вихідної напруги в схему введена опорна напруга і підсилювач помилки. Ці три ключові компоненти — генератор імпульсів, вихідний фільтр і підсилювач помилок — утворюють базову модель DC/DC перетворювача. Багато інших моделей перетворювачів енергії, таких як

прямоходові перетворювачі (однотранзисторні, напівмостові і конфігурації повного мосту), походять від цієї базової топології.

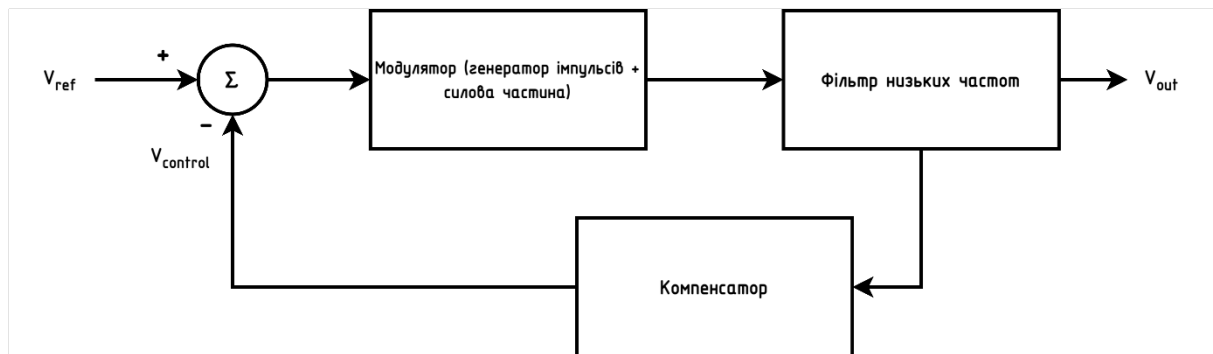


Рисунок 3.1 Базова блок-схема моделі керування імпульсним перетворювачем.

Сучасні системи управління перетворювачами можуть бути реалізовані різними способами, використовуючи широкий спектр технологій. Як правило, підсилювач помилки, генератор опорної напруги інтегровані разом із генератором імпульсів, керованим напругою, або модулятором, у монолітну інтегральну схему або реалізовані в програмному забезпеченні спеціалізованого мікроконтролера [49]. Вихідний струм перетворювача, зазвичай, вимірюється за допомогою шунта або падіння напруги на індуктивності вихідного фільтра [50]. Імпульсний вихід із модулятора в подальшому буферизується силовими ключами, які можуть бути зовнішніми дискретними компонентами або бути вбудованими в мікросхему. У перетворювачі, що буде розглянутий далі, силовими елементами є зовнішні GaN транзистори. Вихідний фільтр, як правило, формується котушкою індуктивності та одним або більше конденсатором.

Процес проектування перетворювача включає в себе аналіз впливу робочих параметрів і значень компонентів, які, в основному, визначаються технічними вимогами до системи, такими як діапазон вхідної напруги, вихідна напруга, діапазон вихідного струму, робоча частота тощо. Використовуючи ці

параметри конструкції, розраховуються відповідні значення для компонентів фільтра та вибираються силові елементи. У випадку аналогового контролера, після вибору первинних компонентів, наступним кроком є вибір включення підсилювача помилки та генератора опорної напруги для регулювання вихідної напруги. У випадку цифрового імпульсного перетворювача створюється програмна модель керуючого контуру та компенсатора. Хоча конструкція компенсатора висвітлюється в різних джерелах, ці рішення часто обмежуються конкретними умовами, такими як безперервний режим провідності з одним типом вихідного конденсатора. Комплексні математичні моделі, що стосуються режиму переривчастої провідності, кількох типів конденсаторів і паразитних втрат, зазвичай, недоступні [51].

Хоча конструкція вихідного фільтра може суттєво відрізнятися залежно від кількості та типів вихідних конденсаторів, які формують безліч можливих практичних конфігурацій, наведено рішення, яке є придатним для кількох типових конструкцій фільтрів. Модель керування понижуючим перетворювачем, зображену на рисунку 3.1, можна концептуалізувати як таку, що складається з трьох основних блоків. Передатну функцію системи  $H_{system}(s)$ , зображену на рисунку 3.1, доцільно представити наступним рівнянням:

$$H_{system}(s) = \frac{V_{out}}{V_{ref}} = \frac{H_{mod}(s)H_{Filter}(s)}{1 + H_{mod}(s)H_{Filter}(s)H_{Compensator}(s)} = \frac{H_{mod}(s)H_{Filter}(s)}{1 + H_{Loop}(s)}, \quad (3.1)$$

де  $H_{mod}(s)$  – передатна функція блоку модулятора,  $H_{Filter}(s)$  – передатна функція блоку модулятора,  $H_{Compensator}(s)$  – передатна функція блоку компенсатора,  $H_{Loop}(s)$  – передатна функція контуру зворотного зв'язку.

Знаменник функції передачі системи  $1 + H_{Loop}(s)$  - є характеристичним рівнянням системи, де  $H_{Loop}(s)$  представляє коефіцієнт підсилення контуру, який включає вплив модулятора, фільтра та компенсатора [52]. Після аналізу виразу можна побачити, що якщо  $H_{Loop}(s)$  дорівнює -1, передатна функція



системи буде наближатися до нескінченності, що призведе до нестабільності всього перетворювача.

Стабільність системи доцільно оцінити за допомогою критерію Найквіста [53]. Враховуючи відносну складність типового понижувального перетворювача, графічні методи часто є найзручнішим підходом для аналізу стабільності. Окремий випадок критерію Найквіста передбачає побудову графіка посилення та фази  $H_{Loop}(s)$  та аналізу фази, позначеної як  $PH_{Loop}(s)$ , коли величина посилення контуру керування дорівнює одиниці. Цей критерій, відомий як фазовий запас, визначається як різниця між  $-180^\circ$  і  $PH_{Loop}(s) + 180^\circ$ . Математично запас фази можна виразити як  $PH_{Loop}(s)$ . Більший запас по фазі вказує на більш стабільний контур керування, при цьому значення у  $45^\circ$  зазвичай вважається мінімально прийнятним значенням для конструкції джерела живлення [54]. Також будь-який позитивний запас фази призведе до стабільної роботи системи.

Підсилення контуру  $H_{Loop}(s)$  є добутком передавальних функцій кожного блоку в контурі зворотного зв'язку:

$$H_{Loop}(s) = H_{mod}(s)H_{Filter}(s)H_{Compensator}(s). \quad (3.2)$$

Кожна з цих функцій передачі повинна бути визначена для обчислення  $H_{Loop}(s)$ . Саме тому кожен блок аналізується окремо. Опишемо складові кожного блоку, щоб полегшити порівняння між загальною блок-схемою та фактичною схемою перетворювача. Щоб уникнути зайвого ускладнення, використаємо узагальнену спрощену схему. На практиці фактична схема включатиме додаткові компоненти, наприклад, такі, як керуюча інтегральна схема (ІС) або мікроконтролер, системи захисту тощо. Хоча деякі конструкційні особливості можуть відрізнятися залежно від вибору контролера, загальні запропоновані принципи залишаються незмінними.

### 3.2. Аналіз систем управління імпульсним перетворювачем із зворотним зв'язком.

Аналіз впливу властивостей та характеристик контролера на роботу імпульсного перетворювача, дає змогу розробити ефективні методи оцінок систем керування енергоперетворювачем та використати дані методи в розрахунках систем живлення. Для отримання рівнянь стабільності контуру керування розглянемо наступну блок-схему, що представляє собою неізолюваний понижуючий перетворювач (рис. 3.2):

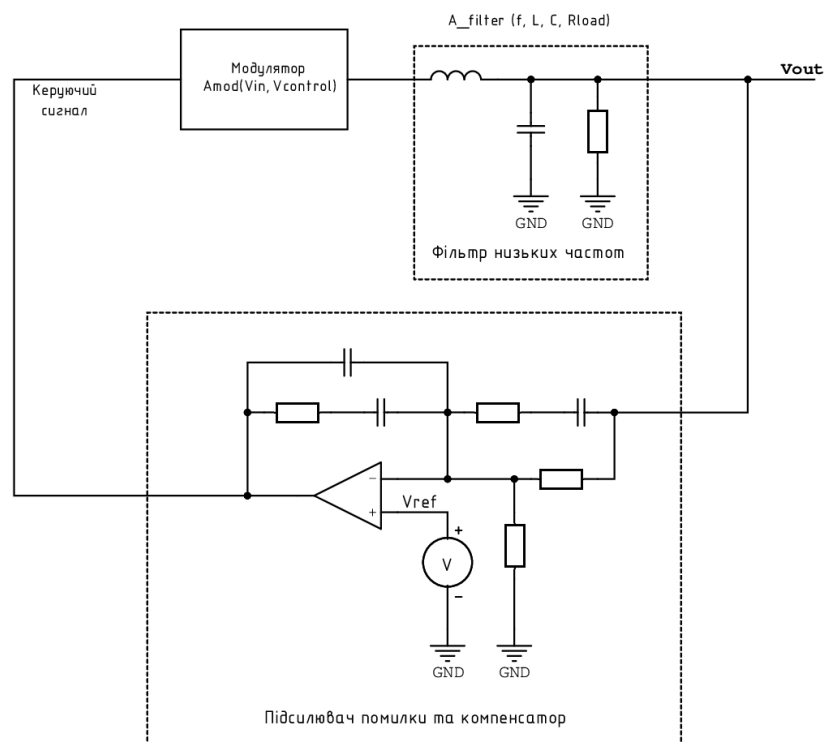


Рисунок 3.2 Спрощена схема понижувального перетворювача

Як можна побачити, з трьох блоків схеми, що утворюють понижуючий перетворювач, модулятор — єдиний блок без частотної залежності. Модулятор функціонує як генератор прямокутних імпульсів, керованих напругою: у відповідь на керуючу напругу модулятор генерує повторюваний вихідний сигнал прямокутної форми, обмежений у діапазоні 0 В і  $V_{cc}$ . Цей прямокутний сигнал створюється шляхом почергового підключення виходу або до вхідної

напруги ( $V_{cc}$ ), або до земляного провідника перетворювача (0 В). Коефіцієнт заповнення вихідного сигналу визначається як час, протягом якого вихідний сигнал знаходиться на рівні  $V_{cc}$ , поділений на загальний період повторення імпульсів. Таким чином,  $t_{on}$  являє собою час підключення виходу до  $V_{cc}$ ,  $t_{off}$  являє собою час підключення до землі, а коефіцієнт заповнення  $D$  визначається як:

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} . \quad (3.3)$$

Найпростіший аналоговий модулятор складається з компаратора напруги та генератора пилоподібного сингала. Ці блоки комбінуються для отримання керуючих прямокутних імпульсів, як показано на рисунку 3.3.

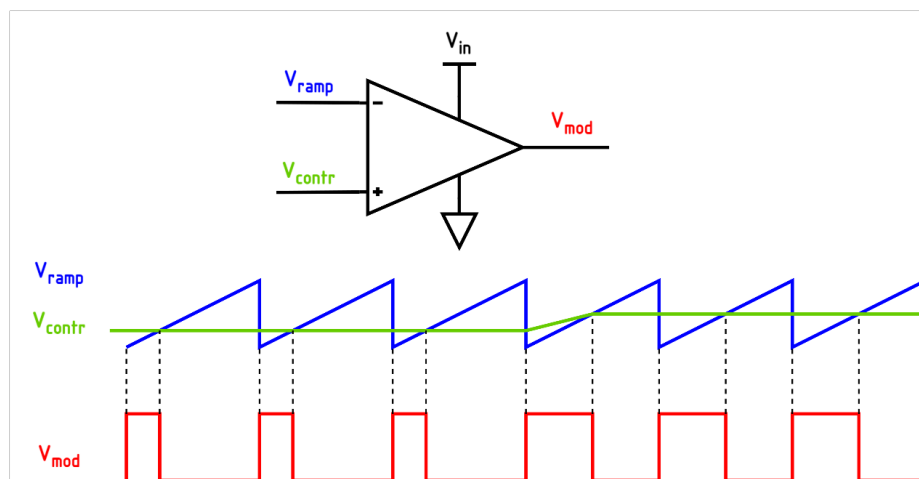


Рисунок 3.3 Елюри керуючих напруг аналогового модулятора

Зі збільшенням керуючої напруги збільшується і вихідний коефіцієнт заповнення. Коли керуюча напруга досягає (або перевищує) пікову напругу пилоподібного сингала, вихідний сигнал залишається постійно високим, що означає  $t_{off}$  (час вимкнення) = 0 і коефіцієнт заповнення 1 (або 100%). Навпаки, якщо керуюча напруга дорівнює мінімальному значенню пилоподібного сингала або нижче, вихідний сигнал компаратора залишається постійно

низьким, що призводить до  $t_{on}$  (час вмикання) = 0 і до коефіцієнту заповнення = 0 (або 0%). Частота пилоподібного сигналу визначає частоту прямокутних імпульсів на виході модулятора, яка також є частотою перемикання перетворювача.

Вихідний сигнал модулятора є прямокутним сигналом, який підсилюється силовими транзисторами, усереднюється по напрузі вихідним фільтром і прикладається до навантаження як постійна напруга. Отже, вихідна напруга перетворювача є середнім значенням прямокутних імпульсів модулятора:

$$V_{out} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{mod}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} V_{in} dt, \quad (3.4)$$

де  $T$  представляє період імпульсу модулятора ( $T = t_{on} + t_{off}$ ), таким чином:

$$V_{out} = \frac{V_{in} t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = V_{in} D. \quad (3.5)$$

Передатна функція модулятора  $A_{mod}$  визначається як середнє значення вихідних імпульсів модулятора, поділене на вхідну керуючу напругу:

$$A_{mod} = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{control}}. \quad (3.6)$$

Функція описує зміну вихідної напруги в результаті зміни керуючої напруги. Оскільки керуюча напруга обмежується діапазоном напруги пилоподібного сингала (який є частиною модулятора), діапазон  $V_{out}$  становить від 0 В до  $V_{in}$ :

$$A_{\text{mod-CCM}} = \frac{dV_{\text{out}}}{dV_{\text{control}}} = \frac{d}{dV_{\text{control}}} \left( V_{\text{in}} \frac{V_{\text{control}}}{V_{\text{ramp}}} \right) = \frac{V_{\text{in}}}{V_{\text{ramp}}}, \quad (3.7)$$

де  $A_{\text{mod-CCM}}$  – коефіцієнт посилення модулятора. На діаграмі Бode (логарифмічній амплітудно-частотній характеристиці)  $A_{\text{mod-CCM}}$  є постійним підсиленням, яке не вносить фазового зсуву. На практиці існують часові затримки в цьому блоці, які можуть спричинити зсув фази, але вони, як правило, незначні і ними можна знехтувати при розрахунку підсилення петлі зворотного зв'язку та запасу фази.

Коли струм індуктивності неперервний, перетворювач працює в режимі безперервної провідності (CCM). Якщо струм індуктора падає до нуля протягом кожного циклу, перетворювач знаходиться в режимі переривчастої провідності (DCM). На блок-схемі, зображеній на рисунку 3.1, блоки фільтра та компенсатора демонструють лінійні функції передачі, тоді як модулятор є нелінійним. Модулятор реагує на безперервну вхідну керуючу напругу та створює серію імпульсів на виході з необхідним коефіцієнтом заповнення. При невеликих навантаженнях, коли струм навантаження нижче критичного значення, модулятор може генерувати імпульси з меншим коефіцієнтом заповнення, ніж потрібні в режимі безперервної провідності. Коли струм індуктивності досягає нуля, вихідна ступінь перетворювача від'єднується від вихідного фільтра. Рисунок 3.4 ілюструє CCM, критичну точку провідності, і режим примусового CCM, де модулятор змушений забезпечувати стік струму. Примусовий режим безперервної провідності є можливою характеристикою контролера та має переваги перед переходом перетворювача в режим переривчастої провідності. На рисунку 3.5 показано вихід модулятора перетворювача, що працює в DCM. Коли струм індуктора досягає нуля, вихід модулятора переходить у стан з високим імпедансом, і можна спостерігати, як напруга на цьому вузлі зростає до  $V_{\text{out}}$  до початку наступного циклу.

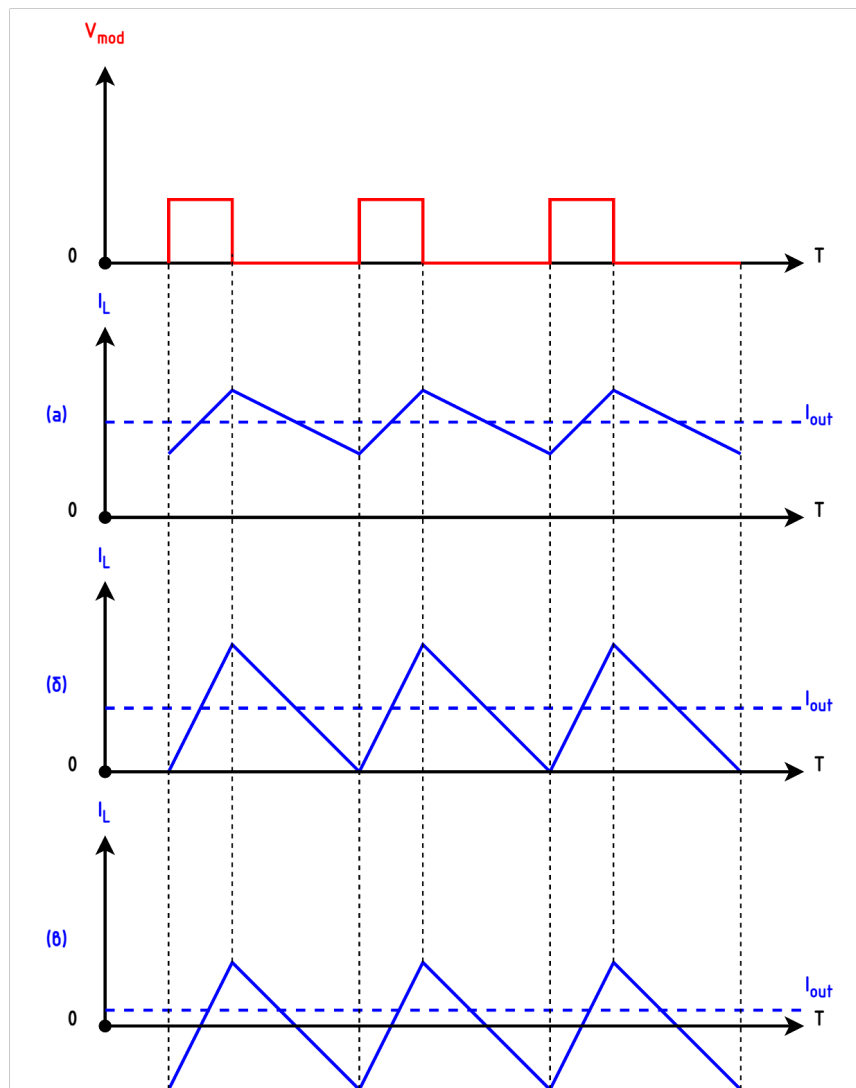


Рисунок 3.4 Струм індуктора в (а) ССМ, (б) критичній точці провідності та в (в) примусовому ССМ

При аналізі стабільності контуру необхідно визначити, чи працює перетворювач в ССМ, DCM або в обох режимах, оскільки перетворювач може працювати в обох режимах у діапазоні струмів навантаження. Якщо контролер працює в примусовому безперервному режимі, то перетворювач завжди працює в ССМ режимі, незалежно від струму навантаження. В іншому випадку необхідно визначити робочий режим, щоб застосувати правильний коефіцієнт посилення модулятора та функції передачі фільтра. Робоча точка, яка лежить точно на порозі між DCM і ССМ, є критичною точкою провідності.

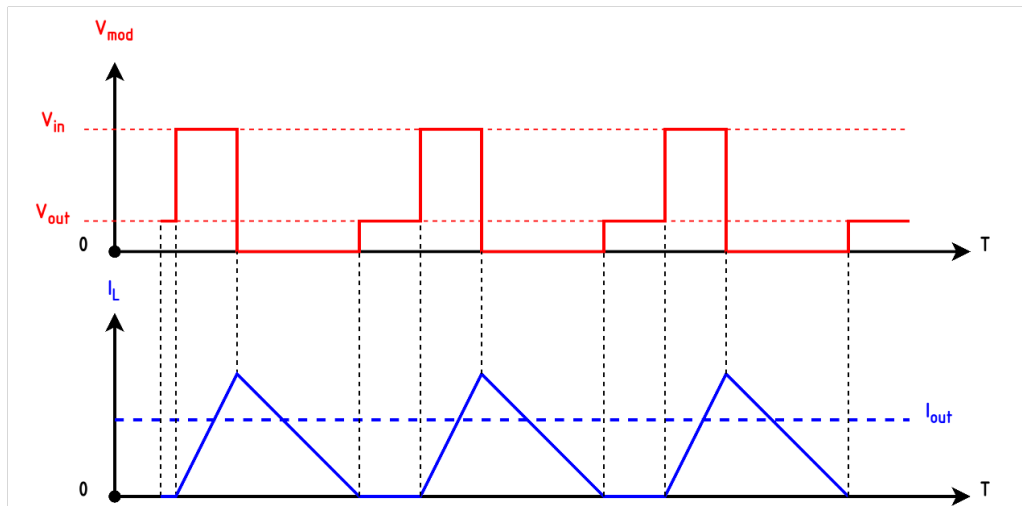


Рисунок 3.5 Струм індуктора у режимі переривчастої провідності

При критичній провідності вихідний постійний струм дорівнює половині амплітудного струму пульсацій індуктора:

$$I_{out\_critical} = \frac{I_{ripple}}{2} \approx \frac{(V_{in} - V_{out})V_{out}}{2Lf_{sw}V_{in}} = \frac{V_{out}(V_{in} - V_{out})}{2V_{in}Lf_{sw}}, \quad (3.8)$$

де  $I_{ripple}$  – струм пульсацій індуктора. Коли  $I_{out} < I_{out\_critical}$ , перетворювач працює в DCM (якщо він не перебуває в режимі примусового CCM, як описано раніше), а коли  $I_{out} \geq I_{out\_critical}$ , він працює в CCM.

Коли перетворювач працює в CCM режимі, коефіцієнт заповнення становить приблизно  $V_{out}/V_{in}$ . Однак, коли вихідний струм нижчий за критичний струм, наведений у рівнянні 3.8, і перетворювач не перебуває в примусовому режимі CCM (тобто контролер дозволяє DCM режим), коефіцієнт заповнення модулятора зменшується для підтримки регулювання напруги. Коефіцієнт заповнення модулятора в режимі переривчастої провідності також залежить від послідовного опору котушки індуктивності  $R_L$ . Враховуючи, що  $R_L \ll R$  у режимі DCM, значенням  $R_L$  можна знехтувати. Виходячи з цього, коефіцієнт заповнення модулятора визначається як:

$$D_{DCM} = \sqrt{\frac{\frac{8Lf_{sw}}{R}}{\left(\left(\frac{2V_{in}}{V_{out}} - 1\right)^2 - 1\right)}}, \quad (3.9)$$

де  $R$  – опір навантаження,  $L$  – значення індуктивності,  $V_{in}$  – вхідна напруга,  $V_{out}$  – вихідна напруга,  $f_{sw}$  – частота перемикавання перетворювача.

Відзначимо, що  $D_{DCM}$  є функцією опору навантаження  $R$ . Як наслідок, можемо зробити висновок що,  $D_{DCM}$  також залежить від струму навантаження. Це контрастує з CCM, де коефіцієнт заповнення є виключно функцією вхідної ( $V_{in}$ ) і вихідної ( $V_{out}$ ) напруги. На рисунку 3.6 показано коефіцієнт заповнення модулятора, коли струм навантаження зменшується, викликаючи перехід від CCM до DCM.

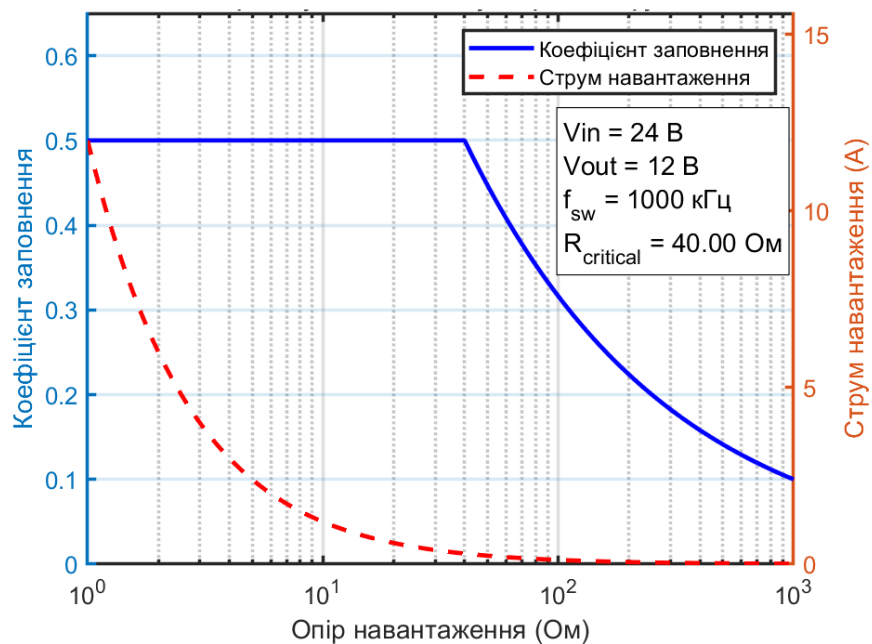


Рисунок 3.6 Коефіцієнт заповнення модулятора як функція опору навантаження та перехід перетворювача між CCM і DCM режимами



У режимі переривчатої провідності модулятор не створює безперервний потік імпульсів. Натомість він має три вихідні стани:  $V_{in}$ , 0 В (земля) або розімкнене коло (високий імпеданс), як показано на рисунку 3.6. При цьому, передавальна функція модулятора та фільтру у DCM стає складнішою, ніж у CCM. Коефіцієнт посилення модулятора  $A_{mod-DCM}$  визначається як:

$$A_{mod-DCM} = \frac{dV_{out}}{dV_{control}} = \frac{2V_{out} \left( 1 - \frac{V_{out}}{V_{in}} \right)}{v_{ramp} D_{DCM} \left( 2 - \frac{V_{out}}{V_{in}} \right)}, \quad (3.10)$$

де  $D_{DCM}$  — це коефіцієнт заповнення у DCM з рівняння 3.9

Рівняння 3.9 дійсне лише в DCM, тобто:

$$R > \frac{V_{out}}{I_{out\_critical}} \quad (3.11)$$

В іншому випадку перетворювач працює в CCM, а коефіцієнт посилення модулятора визначається рівнянням 3.7.

Аналоговий модулятор створює серію імпульсів, обмежених вхідною напругою, коефіцієнт заповнення яких визначається прикладеною керуючою напругою. Вихідний фільтр виконує функцію усереднення, яка перетворює цю серію імпульсів у вихідну напругу перетворювача. Оскільки метою DC/DC перетворювача є перетворення напруги з найвищою можливою ефективністю, то вихідний фільтр складається з реактивних компонентів, які (у першому наближенні) не розсіюють потужності. Цей фільтр працює як фільтр низьких частот у частотній області, пригнічуючи компоненти змінного струму послідовності імпульсів модулятора і пропускаючи постійну складову. Як

приклад – проста секція LC, яка реалізує LC фільтр другого порядку з приєднаним опором навантаження (рис. 3.7).

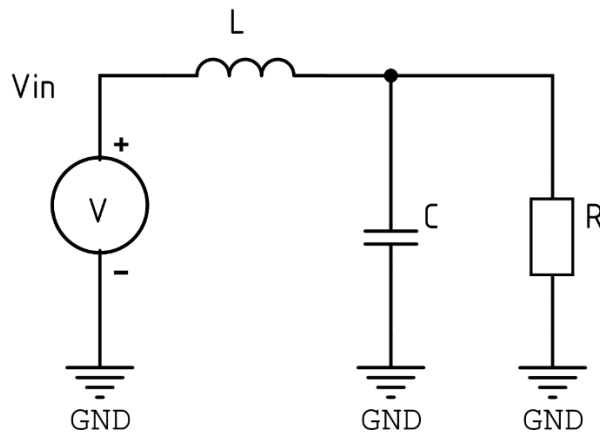


Рисунок 3.7 Найпростіша схема LC фільтра з опором навантаженням

Саме тому опір навантаження є критичним компонентом фільтра. Його значення прямо впливає на ефективність роботи фільтра, характеристику контуру керування та, як наслідок, стабільність перетворювача. Вихідний фільтр є простою пасивною структурою другого порядку. Однак для отримання практичних результатів необхідно враховувати деякі важливі особливості, які розглядаються далі. Передавальна функція LC фільтра з опором навантаження  $R$  може бути охарактеризована як:

$$H_{RLC}(s) = \frac{R}{R + sL + s^2RLC} \quad (3.12)$$

Частота зрізу в цьому прикладі, взятому з реального перетворювача ( $L = 10 \text{ мкГн}$ ,  $C = 940 \text{ мкФ}$  і  $R = 1 \text{ Ом}$ ) становить приблизно 2,5 кГц, а кінцевий фазовий зсув становить  $-180^\circ$ , тоді як нахил графіку посилення становить -40 дБ на декаду вище частоти зрізу LC контуру (рис. 3.8).

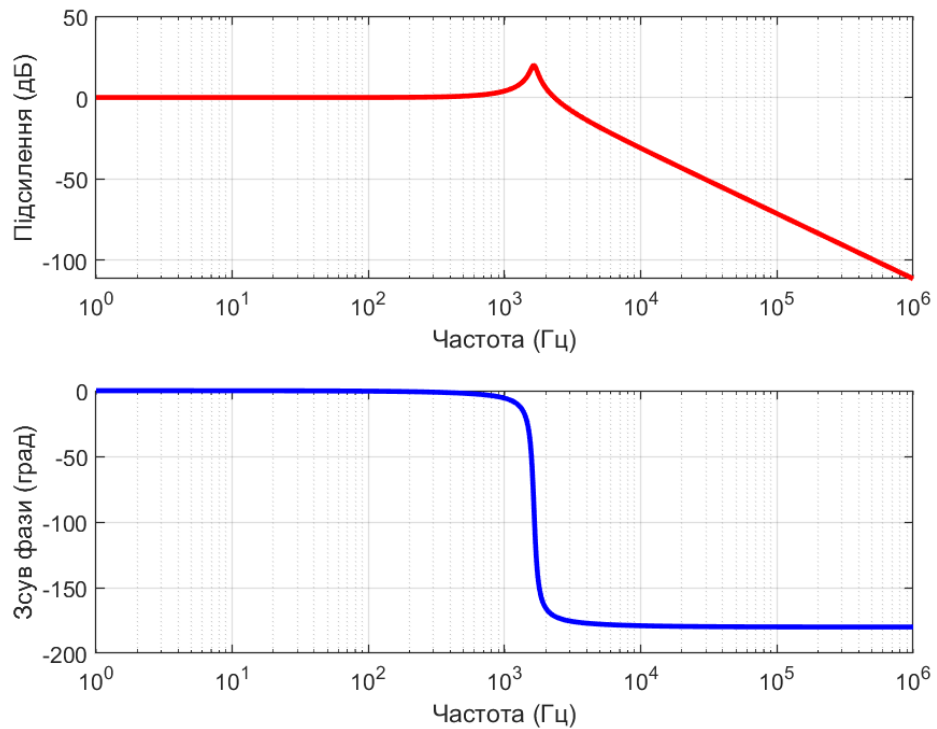


Рисунок 3.8 Логарифмічна амплітудно-частотна характеристика (діаграма Боде) найпростішого LC-фільтра

У багатьох випадках паразитні ефекти компонентів фільтра можуть бути проігноровані без наслідків. Конденсатори та котушки індуктивності мають паразитний опір, що включений в цей аналіз функції передачі фільтра першого порядку. Включення деякого послідовного опору (ESR) як в індуктивності, так і у вихідному конденсаторі дозволяє отримати схему (рис. 3.9):

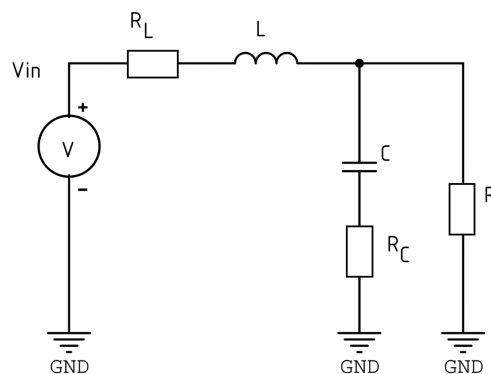


Рисунок 3.9 Схема реального LC-фільтра

Передатна функція для LC-фільтра з втратами записується як:

$$H_{Filter}(s) = \frac{1 + (CR_C)s}{1 + \frac{R_L}{R} + \left(\frac{L}{R} + R_C C + R_L C + \frac{R_L R_C C}{R}\right)s + \left(\frac{R + R_C}{R}\right)LCs^2} \quad (3.13)$$

У цьому випадку діаграма Бодє показана на рисунку 3.10 (також показано варіант без втрат, накладений для порівняння). Для порівняння були взяті значення зі спроектованого у ході дослідження перетворювача.

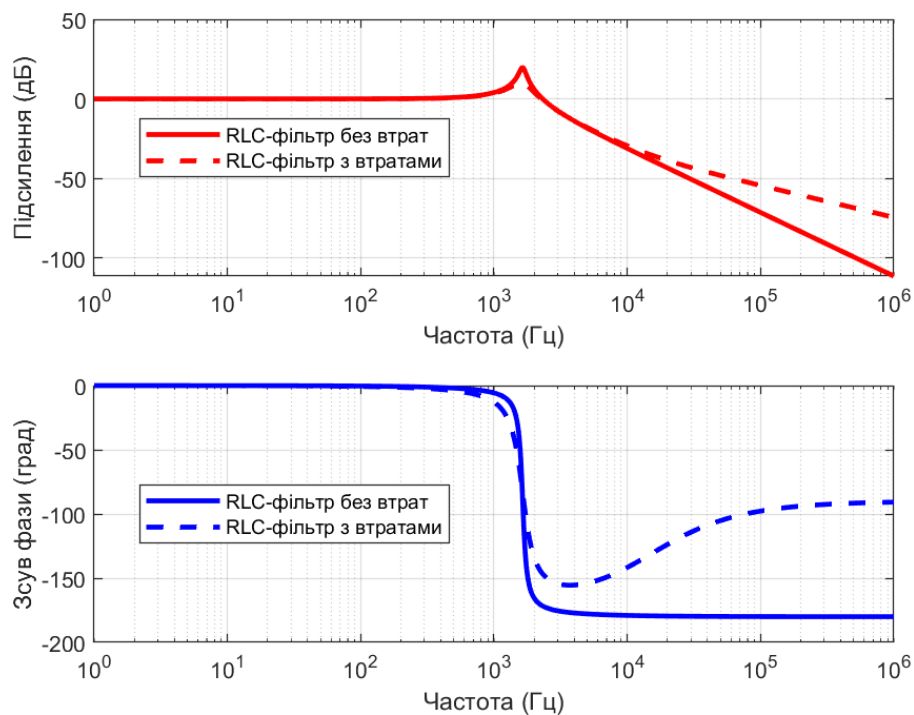


Рисунок 3.10 Порівняння діаграм Бодє реального та ідеального RLC-фільтра

Вплив паразитних опорів залежить від їх значень відносно інших параметрів схеми. Таким чином, неможливо зробити однозначний висновок, що фільтр із втратами створює зростаючу або спадаючу фазову та амплітудну характеристику у всіх випадках. Діаграма Бодє фільтра може змінитися доволі різко при зміні співвідношень паразитних опорів. Подібний ефект може бути непередбачуваним, в наслідок чого накладається обмеження на принципову

схему і використання певних компонентів в конструкції перетворювача. Саме тому важливо заздалегідь враховувати паразитні параметри та вирішувати щодо можливості їх включення у розрахунок схеми перетворювача.

Крім того, конструкцію фільтра ускладнює нескінченна кількість паразитних структур, джерелом яких є друкована плата. На великій друкованій платі можливі три або чотири різні типи вихідних конденсаторів, підключених у різних точках на площині живлення (рис. 3.11).

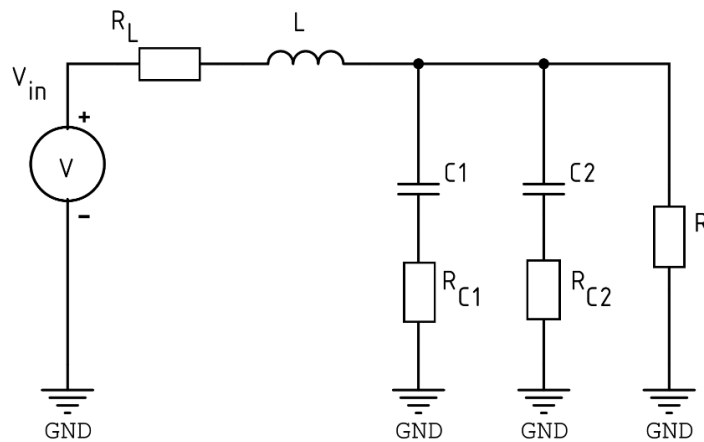


Рисунок 3.11 Вихідний фільтр із втратами в ССМ із двома типами конденсаторів

Передатна функція  $H_{Filter-CCM}(s)$  вихідного фільтра із двома типами вихідних конденсаторів представлено формулою 3.14:

$$H_{Filter-CCM}(s) = \frac{1 + (R_{C1}C_1 + R_{C2}C_2)s + (R_{C2}C_2R_{C1}C_1)s^2}{1 + a_1s + a_2s^2 + a_3s^3}, \quad (3.14)$$

де:

$$a_1 = \frac{L}{R} + (R_{C1}C_1 + R_{C2}C_2) + \frac{R_L}{R}(C_1 + C_2),$$

$$a_2 = [L(C_1 + C_2) + R_L C_1 C_2 (R_{C1} + R_{C2}) + R_{C2} R_{C1} C_2 C_1] + \frac{L}{R} (R_{C1} C_1 + R_{C2} C_2) ,$$

$$a_3 = \frac{L}{R} C_1 C_2 [R(R_{C1} + R_{C2}) + R_{C1} R_{C2}] .$$

Щоб змодельовати більш складні вихідні структури, передавальна функція може бути отримана та використана для обчислення посилення та фази, як продемонстровано в даному дослідженні. Однак, в деяких випадках, може бути зручнішим використовувати SPICE симулятор (комп'ютерну чисельну модель) для моделювання та аналізу більш складних структур, через ріст алгебраїчної складності отримуваних аналітичних виразів, що робить їх складними для обчислення та недоцільними для практичного використання.

У режимі переривчатої провідності характеристика вихідного фільтра змінюється через переривчастий характер еквівалентного опору силової частини модулятора ( $R_{EQV}$ ). У режимі постійної провідності, еквівалентний вихідний опір модулятора відносно низький, порівняно з DCM. Еквівалентна схема фільтра з втратами в DCM показана на рисунку 3.12.

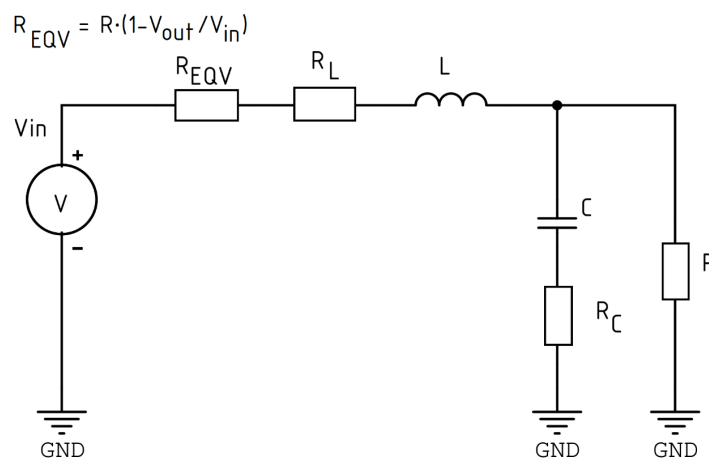


Рисунок 3.12 Схема вихідного фільтра з втратами в DCM

Передатна функція еквівалентної схеми  $H_{Filter-DCM}(s)$ , зображеної на рис. 3.12 представлена формулою 3.15:

$$H_{\text{Filter-DCM}}(s) = \frac{1 + sR_c C}{1 + a_1 s + a_2 s^2}, \quad (3.15)$$

де:

$$a_1 = \frac{\frac{L}{R} + RC \left( 1 - \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} \right) + C(R_c + R_L)}{2 - \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}}},$$

$$a_2 = \frac{LC}{2 - \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}}}.$$

Діаграма Бode представлена на рис. 3.13:

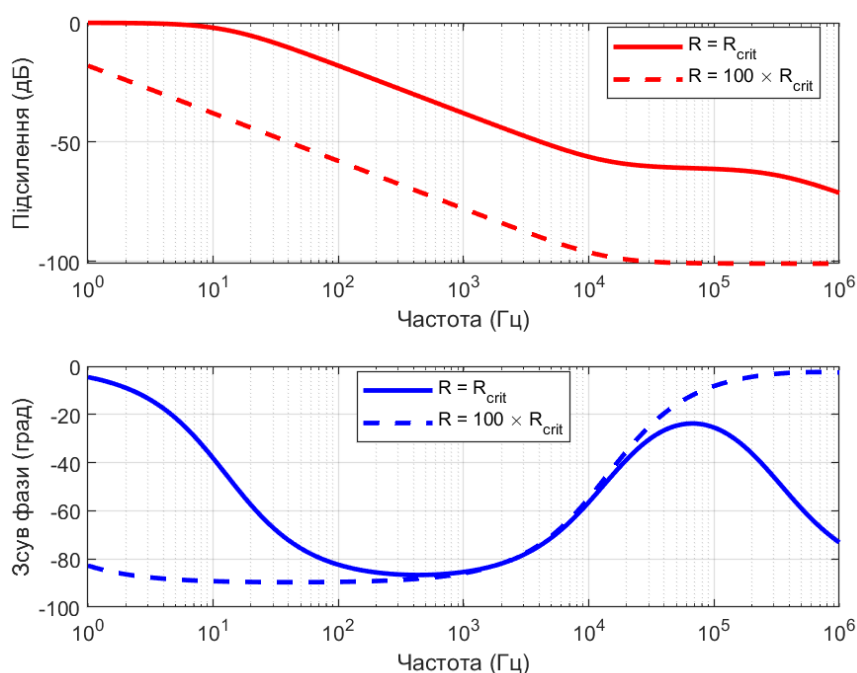


Рисунок 3.13 Діаграма Бode для двох значень опору навантаження ( $R = R_{\text{crit}} = 40 \text{ Ом}$ ,  $R = 100R_{\text{crit}} = 4 \text{ кОм}$ ) в DCM

Модулятор і вихідний фільтр (включаючи опір навантаження) складають силову частину понижувального перетворювача. Це два елементи, які

генерують постійну вихідну напругу з постійної вхідної напруги та постійного струму. Щоб замкнути контур зворотного зв'язку, вихідна напруга порівнюється з опорною напругою, помилка посилюється, і ця помилка подається на модулятор як його вхідна напруга керування. Коли вихідна напруга наближається до опорної напруги, створена помилка стає малою, і система досягає точки рівноваги: тимчасове збільшення  $V_{out}$  створює відповідне зниження керуючої напруги, що, знижує коефіцієнт заповнення модулятора, і в наслідок такого зниження система повертається до нової точки рівноваги.

Для того, щоб ця лінійна система була стабільною, фазова затримка ланки зворотного зв'язку має бути меншою за  $360^\circ$ , а коефіцієнт посилення петлі — вище одиниці ( $|A_{Loop}(s)| \geq 1$  або  $20\log|A_{Loop}(s)| \geq 0$  дБ). Хоча контур стабільний для будь-якого зсуву фази менше  $360^\circ$ , система з критичним демпфуванням (достатньо швидка відповідь контуру з мінімальним перерегулюванням) матиме запас по фазі (визначається як різниця між фактичною затримкою фази контуру та  $360^\circ$ ) приблизно  $60^\circ$ . Будь-який запас по фазі вище нуля градусів є технічно стабільним, але нижчі значення запасу по фазі супроводжуються більшою кількістю викидів та перерегулювань у контурі після того, як контур збурюється (наприклад, зміною  $V_{in}$  або  $I_{out}$ ). При проектуванні силових перетворювачів значення у  $45^\circ$  зазвичай приймають як мінімально допустиме значення для запасу фази [55].

Оскільки перетворювач є системою з негативним зворотнім зв'язком, то підсилювач помилки має фазовий зсув у  $180^\circ$ . Це означає, що силовий каскад (модулятор і вихідний фільтр) у системі з критичним демпфуванням може додати тільки  $120^\circ$  загального зсуву фази при коефіцієнті підсилення контуру в цілому вище одиниці. Модулятор практично не вносить фазового зсуву в контур, але надає посилення.



Вихідний фільтр, будучи структурою другого порядку, може в кінцевому підсумку створити щонайменше  $180^\circ$  фазового зсуву. Фазовий зсув фільтра другого порядку досягає  $180^\circ$  лише тоді, коли його робоча частота наближається до нескінченності, однак, залежно від значень елементів схеми, він може швидко досягти значення  $120^\circ$ , коли проходить через свою резонансну частоту. Додавання посилення модулятора до цього пасивного фільтра збільшує фазовий зсув на частоті кросовера (0 дБ). Це відбувається не тому, що фазовий зсув фактично збільшується, а тому, що додаткове посилення викликає збільшення частоти кросовера.

Щоб замкнути контур зворотного зв'язку на цьому перетворювачі, підсилювач помилки підключається, як описано раніше, між виходом регулятора та входом керування модулятора. Це дозволяє підсилювачу помилки контролювати коефіцієнт заповнення модулятора та підтримувати вихідну напругу постійною. Підсилювач помилки модифікується для формування коефіцієнта підсилення та фази петлі керування таким чином, щоб можна було досягти бажаної частоти кросовера та запасу фази. Підсилювач помилки в більшості випадків реалізується за допомогою операційного підсилювача. Цей блок можна використовувати для забезпечення необхідної компенсації посилення та фази в конфігурації, як показано на рисунку 3.14 [56].

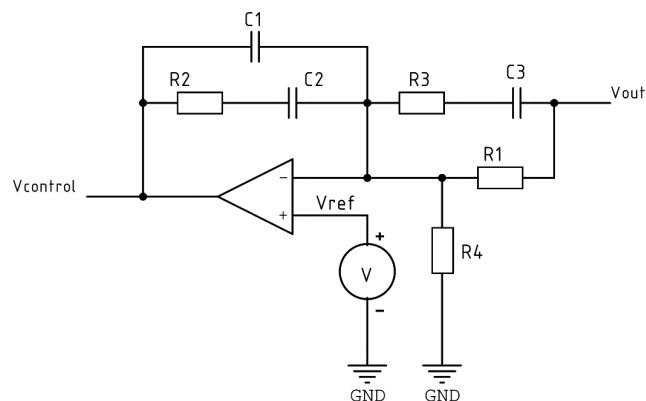


Рисунок 3.14 Схема компенсатора підсилювача помилки

Передавальна функція компенсатора підсилювача помилки  $H_{compensator}(s)$  виражається як:

$$H_{compensator}(s) = \frac{V_{control}}{V_{sense}} = \frac{H_{OL}(s)}{1 + H_{OL}(s)\beta(s)}, \quad (3.16)$$

де:

$$H_{OL}(s) = \frac{A_{DC}}{\frac{s}{\omega_{pole}} + 1},$$

$$\omega_{pole} = 2\pi f_{pole},$$

$$\beta(s) = \frac{R_1 R_3 C_1 s \left( s + \frac{1}{R_3 C_3} \right)}{(R_1 + R_3)s + \frac{1}{R_2 C_2} \left( s + \frac{1}{(R_1 + R_3)C_3} \right)},$$

де  $A_{DC}$  – підсилення по постійному струму операційного підсилювача,  $f_{pole}$  – частота внутрішнього компенсаційного полюса підсилювача.

Компенсатор складається з операційного підсилювача, який налаштований як складний фільтр шляхом підбору зовнішніх пасивних компонентів. Оскільки операційний підсилювач є невід’ємною частиною схеми, його характеристики можуть впливати на загальну роботу перетворювача, тому його основні параметри включені в аналіз. Коефіцієнт підсилення операційного підсилювача у відкритому контурі постійного струму (DC) позначається як  $A_{DC}$ , а  $\omega_{pole}$  позначає кутову частоту внутрішнього компенсаційного полюса підсилювача. У випадку дискретного операційного підсилювача дані параметри можна визначити безпосередньо з частотної характеристики розімкненого контуру, приведеної в документації [57]. Однак

для контролерів DC/DC перетворювачів частотна характеристика підсилювача помилки у розімкненому контурі часто не вказана у документації. Інший спосіб визначити цю величину — використовувати добуток підсилення на смугу пропускання (GBW) операційного підсилювача та підсилення напруги постійного струму.

$$\omega_{pole} = 2\pi \frac{GBW}{A_{dc}} . \quad (3.17)$$

Коефіцієнт підсилення операційного підсилювача в розімкнутому контурі повинен перевищувати бажаний коефіцієнт підсилення компенсатора на всіх відповідних частотах. В іншому випадку на характеристику компенсатора можуть негативно вплинути зміни в характеристиках операційного підсилювача. У контролерах DC/DC перетворювачів посилення підсилювача помилки зазвичай строго не контролюється — часто вказується лише типове значення. Тому доцільно розробляти компенсатор таким чином, щоб його характеристики були відносно нечутливими до коливань коефіцієнта підсилення підсилювача помилки.

Ступені модулятора та фільтра створюють значну фазову затримку, яка погіршує фазовий запас контуру. Таким чином, компенсатор призначений для протидії цій затримці, гарантує, що загальний запас фази петлі зворотного зв'язку відповідає бажаним специфікаціям перетворювача. Компенсатор типу 3 здатний забезпечити два полюси та два нулі в межах своєї передатної функції. Ця конфігурація, як правило, достатня для досягнення критичного демпфування, яке відповідає фазовому запасу приблизно  $60^\circ$ .

### **3.3. Розробка комп'ютерно-математичної моделі системи керування роботою перетворювача.**

Розташування та поведінка полюсів і нулів передатної функції компенсатора взаємно пов'язані. Як правило, не потрібно розміщувати полюси й нулі достатньо далеко один від одного, щоб усунути їх взаємодію. Через складний взаємний вплив, бажаних результатів можна досягти, ітеративним моделюванням за допомогою SPICE симулятора та внесенням деяких коригувань. На практиці поділ між полюсами та нулями може бути не таким чітким, але загальних цілей стабільності можна досягти інженерними рішеннями.

Однак, реалізація подібних компенсаторів за допомогою аналогового компенсатора та підсилювача помилок має свої значні недоліки, а саме: неможливість переналаштування без фізичної заміни елементів компенсатора, жорсткі вимоги до точності, температурного дрейфу та залежності від прикладеної напруги, зростання складності розробки та відлагодження компенсатора при необхідності компенсації трьох та більше полюсів та нулів логарифмічної амплітудно-частотної характеристики перетворювача [58]. З появою доступних спеціалізованих мікроконтролерів, одним з можливих рішень даної проблеми є повний перенос усього контуру керування перетворювачем у цифровий вигляд. Значними перевагами такого методу є адаптивність контуру керування та компенсаторів та їх нечутливість до зовнішніх впливів, вибору елементної бази, простота реалізації бажаної логарифмічної амплітудно-частотної характеристики майже будь-якої складності та ін. У ході проведеного дослідження пропонується програмний алгоритм керування синхронним понижувальним перетворювачем на основі напівпровідників з широкою забороненою зоною.

Розглянемо запропоновану базову схему цифрового модуля керування синхронним понижувальним перетворювачем на основі напівпровідників з широкою забороненою зоною (рис. 3.15):

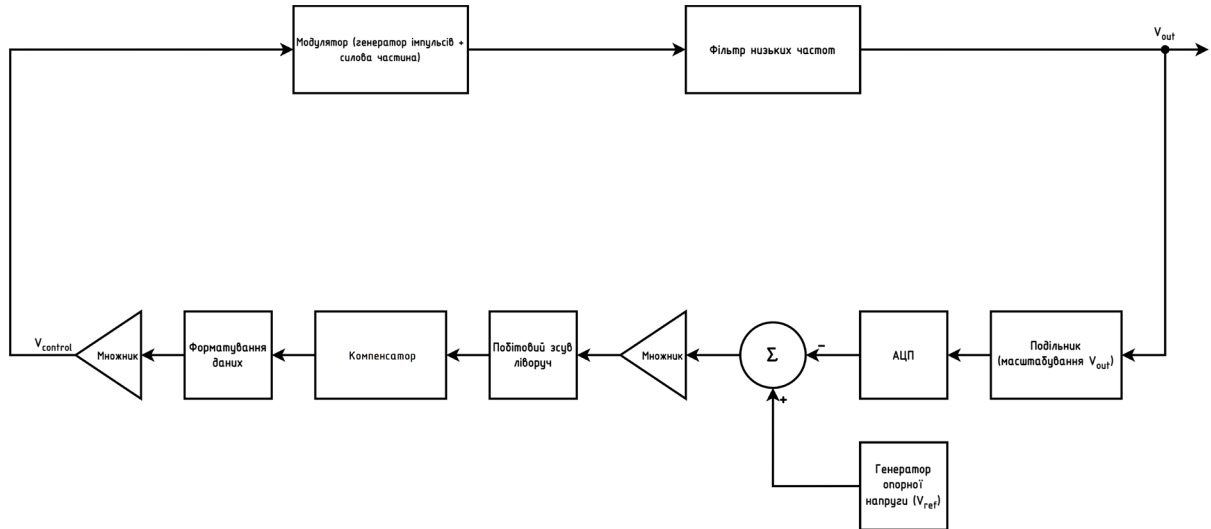


Рисунок 3.15 Розроблена схема цифрового модуля керування  
В основі розробленої комп'ютерної моделі системи керування лежить декілька модулів.

- Подільник та аналогово – цифровий перетворювач (АЦП). Даний модуль забезпечує корекцію вихідної напруги до допустимого діапазону для коректної роботи АЦП, а також перетворення значень напруги у відповідний їм цифровий код.
- Підсилювач помилки та генератор опорної напруги. Цей блок забезпечує порівняння виміряного значення напруги із заданим, що зберігається в пам'яті контролера. Обчислена помилка підсилюється за допомогою домноження на відповідний безрозмірний коефіцієнт підсилення. Даний процес можна представити як:

$$\Delta = A(V_{ref} - V_{ADC}), \quad (3.18)$$

де  $A$  – заданий коефіцієнт підсилення,  $V_{ref}$  – задане значення напруги,  $V_{ADC}$  – виміряне значення напруги.

- Компенсатор. Даний модуль реалізовано за допомогою ІІР (фільтра з нескінченною імпульсною характеристикою) фільтра прямої реалізації №1 (рис. 3.16).

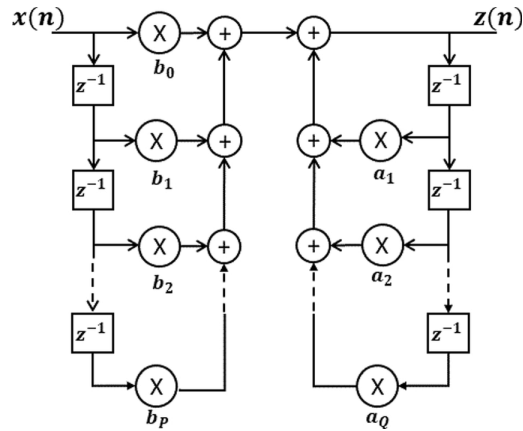


Рисунок 3.16 Модель ІІР фільтра

Даний фільтр має наступну передатну функцію:

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3}}{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3}}, \quad (3.19)$$

де  $z^{-x}$  – затримка сигналу на  $x$  семплів,  $b_0, b_1, b_2, b_3$  – коефіцієнти упереджувального зв'язку,  $a_0, a_1, a_2, a_3$  – коефіцієнти зворотного зв'язку. При реалізації у дискретній формі у програмному коді контролера, дана передатна характеристика може бути представлена як [59]:

$$a_0 \cdot y[n] = b_0 \cdot x[n] + b_1 \cdot x[n-1] + b_2 \cdot x[n-2] + b_3 \cdot x[n-3] - a_1 \cdot y[n-1] - a_2 \cdot y[n-2] - a_3 \cdot y[n-3]. \quad (3.20)$$

Даний модуль дозволяє програмно реалізувати функцію аналогового компенсатора третього типу. У ході дослідження у середовищі MATLAB/SIMULINK були розраховані необхідні коефіцієнти для змодельованого перетворювача [60].

- ШИМ модулятор. Забезпечує перетворення керуючого сигналу в діапазоні [0-1] у ШИМ сигнал з коефіцієнтом заповнення [0-100%].
- Фільтр низьких частот. Забезпечує усереднення вихідного ШИМ сигналу та придушує змінну складову сигналу. Крім того, опосередковано впливає на стабільність керуючого контуру перетворювача.

На рис. 3.17 представлена розроблена та запропонована реалізація вищеописаної моделі перетворювача у середовищі MATLAB/SIMULINK.

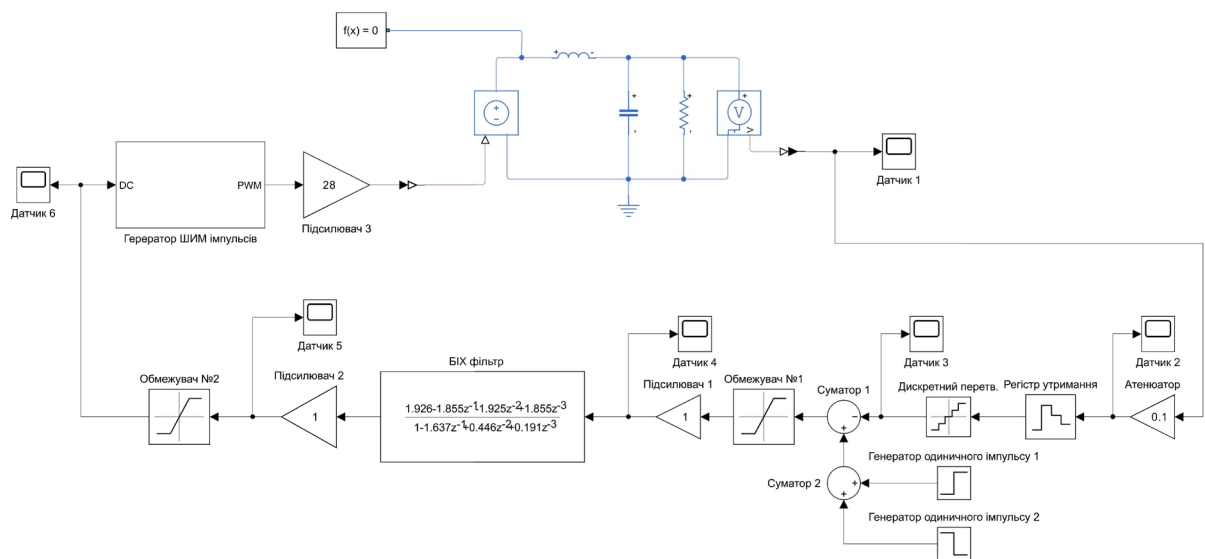


Рисунок 3.17 Реалізація моделі перетворювача у середовищі MATLAB/SIMULINK.

У ході моделювання були отримані графіки залежності реакції перетворювача на імпульсну зміну заданого значення вихідної напруги, що зберігається в пам'яті контролера (рис. 3.18):

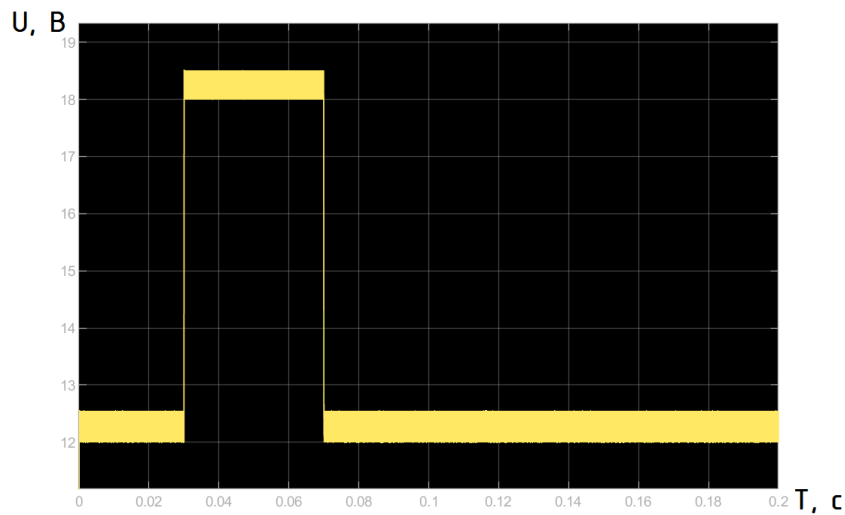


Рисунок 3.18 Реакція перетворювача на імпульсну зміну заданого значення вихідної напруги, що зберігається в пам'яті контролера.

Задана напруга змінюється від 12В до 18В та навпаки без перерегулювань та пульсацій, що свідчить про правильність підбору коефіцієнтів компенсатора та коректну роботу запропонованої математично-комп'ютерної моделі.

На рис. 3.19 зображена реакція компенсатора на зміну заданого значення вихідної напруги. Графік відображає швидкий перехід перетворювача у сталий стан, незважаючи на значний перехідний процес:

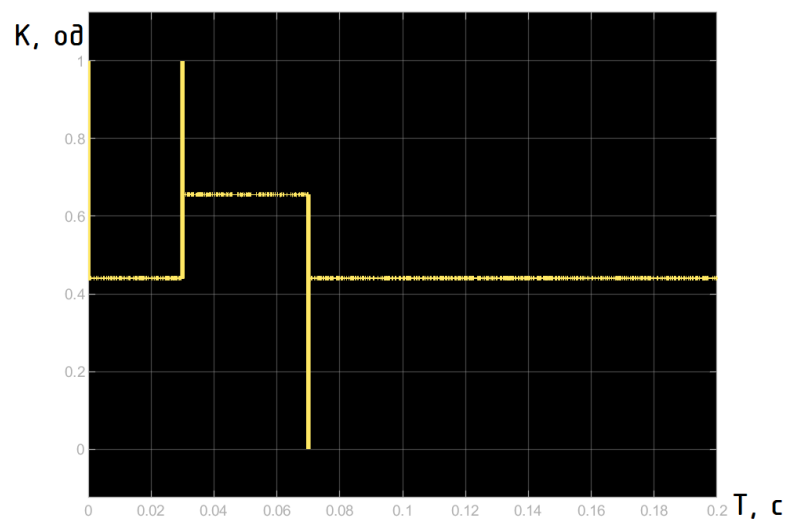


Рисунок 3.19 Реакція компенсатора на зміну заданого значення вихідної напруги.



### Висновки до Розділу 3

1. Здійснена оптимізація фільтрів для режимів ССМ і DСМ, що враховує вплив паразитних параметрів та дозволяє забезпечити стабільність та ефективність енергоперетворення, дозволяючи імпульсному перетворювачу працювати у режимі безперервної (ССМ), переривчастої (DСМ) та примусової (FСМ) провідності, що є критично важливою властивістю для застосувань при необхідності гнучкості налаштувань та адаптивності до умов роботи за реальних конструкційних обмежень.
  2. Розроблена комп'ютерно - математична модель системи керування на основі зворотного зв'язку по вихідній напрузі з компенсатором на основі ІІR-фільтра, що враховує передатні функції основних компонентів, завдяки чому модель забезпечує роботу системи енергоперетворення в різних конфігураціях і робочих режимах.
  3. Підтверджено коректність розробленої моделі у програмному комплексі MATLAB/SIMULINK, а саме: очікувана реакція системи на зміну заданої напруги без значних перерегулювань і пульсацій підтвердила оптимальність вибору коефіцієнтів компенсатора та загальну стабільність перетворювача, що забезпечує високу адаптивність та нечутливість до зовнішніх впливів і варіацій номіналів компонентів.
- Отримана програмна модель практично застосована для керування високоефективним цифровим імпульсним перетворювачем систем електроживлення на основі нітрид-галієвих напівпровідників.

## РОЗДІЛ 4. РОЗРОБКА ТА ПРАКТИЧНЕ ЗАСТОСУВАННЯ ОПТИМІЗОВАНОГО ІМПУЛЬСНОГО ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ НА НІТРИД-ГАЛІЄВІЙ ОСНОВІ

### 4.1 Схемотехнічне проектування перетворювача та аналіз експериментальної комп'ютерної моделі.

У ході проведеного дослідження систем живлення безпілотних апаратів були сформовані типові вимоги до одного з блоків системи живлення безпілотного літального апарату дальнього радіусу дії (БПЛА), а саме до понижуючого перетворювача (таблиця 4.1):

Таблиця 4.1

Вимоги до перетворювача системи живлення БПЛА

Назва параметру	Вимога
Номінальне значення вхідної напруги (6S), $V_{IN}$	24 В
Максимальне значення вхідної напруги, $V_{IN\_MAX}$	28 В
Мінімальне значення вхідної напруги, $V_{IN\_MIN}$	21 В
Номінальне значення вихідної напруги, $V_{OUT}$	12 В $\pm 1,5\%$
Максимальне значення вихідного струму, $I_{OUT}$	15 А
Допустимий рівень пульсацій вихідної напруги, $\Delta V_{OUT}$	1,5%
Коефіцієнт корисної дії, $\eta$	Не менше 94%
Допустимий робочий діапазон робочих температур	-40°C ~ 105°C

Через особливості умов експлуатації електронних систем на авіаційних платформах та з метою забезпечення відповідності стандарту IPC-2221B [62], а також для підвищення вібростійкості цільового виробу до енергоперетворювача висунуті вимоги до мінімізації масогабаритних показників та можливості покриття компаундом (Low Pressure Overmoulding) [61]. Крім того, технічним завданням вимагається наявність завадостійкого

цифрового інтерфейсу керування перетворювачем для інтеграції з іншими модулями та системами БПЛА, у тому числі і з основним польотним комп'ютером. Можливими варіантами інтерфейсу керування є CAN з протоколом DroneCAN [63] та RS-485 з протоколом MODBUS [64].

З огляду на поставлені вимоги, а також вважаючи на відсутність вимог до ізоляції вихідних кіл перетворювача від вхідних, оптимальною топологією такого перетворювача є топологія синхронного понижуючого перетворювача (synchronous buck converter). Основними перевагами даної топології є:

- Зменшення втрат провідності завдяки заміні діода на транзистор з низьким опором ввімкнення.
- Високий коефіцієнт корисної дії при низькій вихідній напрузі через мінімізацію падіння напруги (порівняно зі звичайним buck перетворювачем).
- Спрощене забезпечення необхідних температурних режимів, що зменшує габарити системи охолодження і підвищує надійність перетворювача.
- Швидка реакція на перехідні процеси та знижена пульсація напруги (особливо в багатофазних конструкціях, де робота фаз чергуються, що підходить для застосувань із швидкими змінами навантаження)
- Можливий режим зворотного зв'язку по напрузі з адаптивним цифровим фільтром-компенсатором, режим зворотного зв'язку по струму або режим з постійним часом ввімкнення, що забезпечують покращення стабільності роботи та реакцію перетворювача на зміну навантаження [65].
- Можлива багатофазність перетворювача, що дозволяє ефективно нарощувати вихідну потужність до необхідного рівня (на відміну від зворотноходових однотактних перетворювачів)

- Певні методи керування, наприклад такі як spread spectrum frequency modulation можуть зменшити електромагнітне випромінення перетворювача, покращити електромагнітну сумісність (ЕМС) та знизити рівень завад [66].

Крім того, застосування силових елементів з широкою забороненою зоною (таких як GaN та SiC транзистори) замість класичного рішення на основі кремнієвих MOSFET транзисторів, дозволяє значно посилити переваги такого типу перетворювачів.

Процес схемотехнічного проектування перетворювача доцільно починати з вибору можливого керуючого контролера, що відповідає наступним вимогам:

- Можливість роботи в режимі синхронного понижуючого перетворювача.
- Наявність необхідного інтерфейсу керування.
- Можливість роботи як з GaN, так і з кремнієвими MOSFET транзисторами та застосування зовнішніх силових елементів.
- Температурний діапазон роботи та діапазони робочих напруг контролера відповідно технічному завданню.
- Наявність необхідної документації, доступність для придбання на момент проектування та гарантовані терміни виробництва.

Проведемо первинний розрахунок компонентів, необхідних для коректної роботи перетворювача згідно з технічним завданням. Середнє значення коефіцієнту заповнення керуючого сигналу розраховується за формулою 4.1:

$$D \approx \frac{V_{out}}{V_{in}}. \quad (4.1)$$

Згідно зі значеннями з таблиці 4.1, розраховане значення коефіцієнту заповнення керуючого сигналу  $D$  склало 0,5.

Згідно зі значеннями з таблиці 4.1, розраховане мінімально допустиме значення індуктивності  $L$  силового дроселя перетворювача за формулою 4.2:

$$L \geq \frac{(V_{IN\_MAX} - V_{OUT})V_{OUT}}{V_{IN\_MAX} f_{SW} \Delta I_{OUT}} \quad (4.2)$$

Розраховане мінімально допустиме значення індуктивності  $L$  силового дроселя склало 2,3 мкГн.

У даному випадку проводиться розрахунок необхідного мінімального значення індуктивності в найгіршому випадку, а саме при максимально допустимому значенню вхідної напруги  $V_{IN\_MAX}$ . Крім того, для розрахунку необхідно задати декілька додаткових параметрів, а саме допустимий коефіцієнт пульсацій струму в індукторі  $\Delta$  і робочу частоту перетворювача  $f_{SW}$ . Оскільки в якості цільового критерію оптимізації вказана мінімізація масогабаритних параметрів перетворювача, то доцільним завданням розробки є підвищення робочої частоти перетворювача. В ході авторського експериментального дослідження було обрано відносно високе (як для імпульсних перетворювачів) значення робочої частоти в 1 МГц, що дозволило зменшити значення індуктивності та необхідну ємність для роботи перетворювача, і як наслідок цього масогабаритні параметри системи живлення.

Безрозмірний коефіцієнт пульсацій струму в індукторі  $\Delta$  можна визначити як відношення струму пульсацій  $I_{ripple}$  до номінального значення вихідного струму  $I_{out}$  :

$$\Delta = \frac{I_{ripple}}{I_{out}} . \quad (4.3)$$

Даний коефіцієнт обирається розробником і представляє собою інженерний компроміс між розмірами вихідної індуктивності і рівнем вихідних пульсацій. Зазвичай, даний коефіцієнт обирається в діапазоні від 0,15 до 0,5. У даному випадку було обрано значення 0,2 з метою забезпечення зниженого рівня вихідних пульсацій напруги перетворювача.

Розраховане значення індуктивності за формулою 4.2 є мінімально можливим для заданих умов роботи. За наявності технічних можливостей доцільно передбачити певний запас значення індуктивності порівняно з розрахунковим, так як при деяких значеннях вхідних та вихідних напруг та струмів перетворювач може переходити в режим переривчатої провідності або в режим примусової провідності. В ході експериментального дослідження було обрано значення індуктивності в 10мкГн, як технічний компроміс між габаритами перетворювача і рівнем пульсацій струму та напруги.

Використовуючи обране значення індуктивності  $L$ , можна розрахувати значення струму пульсацій індуктора  $I_{ripple}$  і максимальний струм індуктора  $I_{peak}$ :

$$I_{ripple} = \frac{(V_{IN} - V_{OUT})D}{f_{sw}L} . \quad (4.4)$$

$$I_{peak} = I_{out} + \frac{I_{ripple}}{2} . \quad (4.5)$$

Згідно зі значеннями з таблиці 4.1 розраховане значення струму пульсацій індуктора  $I_{ripple}$  склало 0,6 А, а максимальний струм індуктора  $I_{peak}$  склав 15,3 А

Використовуючи отримані значення, було обрано відповідний індуктор моделі FXL2213-100-M зі індуктивністю 10 мкГн, струмом насичення 20 А та опором постійному струму 4,15 мОм, як відповідний до отриманих розрахункових значень та вимог [67].

Через високі вимоги до масогабаритних параметрів та ККД, відносно високу робочу частоту перетворювача та відповідно до проведеного теоретичного аналізу було прийнято рішення щодо використання GaN транзисторів моделі EPC2302 в якості основних силових елементів перетворювача, що дозволяє забезпечити необхідні робочі частоти, струм стоку та можливість охолодження через верхню кришку транзистора.

Використовуючи розрахований піковий струм перетворювача  $I_{peak}$ , струм пульсацій індуктора  $I_{ripple}$ , коефіцієнт заповнення керуючого сигналу  $D$  та значення з таблиці 4.1 розраховуються мінімальні необхідні значення вхідної ( $C_{IN}$ ) та вихідної ( $C_{OUT}$ ) ємностей та параметри конденсаторів, а саме:

$$C_{IN} \geq \frac{I_{peak} D(1-D)}{\Delta V_{IN} f_{SW}}. \quad (4.6)$$

У даному випадку  $\Delta V_{IN}$  – допустиме значення пульсацій вхідної напруги що складає 0,2% від номінальної вхідної напруги  $V_{IN}$ . Розрахункове значення  $C_{IN}$  у даному випадку склало 77 мкф.

Враховуючи складні умови роботи перетворювача, нестабільність бортової напруги, електромагнітні завади по лініям живлення, вплив паразитного опору конденсаторів та можливий дерейтинг у ході використання в бортових умовах БПЛА, було прийнято рішення закласти значення вхідної ємності в 400 мкф та додаткові керамічні конденсатори для зменшення рівня електромагнітних завад.

В якості основного вхідного конденсатора було обрано 4 паралельно з'єднаних полімерних конденсатора з ємністю 100 мкф та робочою напругою 100 В моделі 1011001013R00 [68]. Знаючи значення паразитного опору одного конденсатора та 4-х паралельно включених конденсаторів ( $\sim 8,75$  мОм) а також ESR обраних керамічних конденсаторів на робочій частоті перетворювача, розрахований піковий струм перетворювача  $I_{peak}$ , значення пульсацій вхідної напруги  $\Delta V_{IN}$  оцінюється як:

$$\Delta V_{IN} = I_{peak} ESR_{in}. \quad (4.7)$$

Розрахункове значення  $\Delta V_{IN}$  у даному випадку склало 0.13 В.

Мінімально допустима вихідна ємність  $C_{OUT}$  оцінюється як:

$$C_{OUT} \geq \frac{I_{ripple}}{8\Delta V_{OUT}f_{SW}}. \quad (4.8)$$

Для розрахунку було використано допустимий рівень вихідних пульсацій  $\Delta V_{OUT}$  з технічного завдання, а саме 1,5% (0,18 В). Розрахункове значення  $C_{OUT}$  у даному випадку склало 77 мкф.

Враховуючи складні умови роботи перетворювача, нестабільність бортової напруги, електромагнітні завади по лініям живлення, вплив паразитного опору конденсаторів та можливий дерейтинг у ході використання в бортових умовах БПЛА, було прийнято рішення закласти значення вхідної ємності в 880 мкф та додаткові керамічні конденсатори для зменшення рівня електромагнітних завад.

В якості основного вихідного конденсатора було обрано 4 паралельно з'єднаних полімерних конденсатора з ємністю 220 мкф та робочою напругою 25 В моделі HV1H227M1010PZ [69]. Знаючи значення паразитного опору одного конденсатора (32 мОм) та 4-х паралельно включених конденсаторів, а



також ESR керамічних конденсаторів на робочій частоті ( $\sim 5$  мОм) перетворювача можна оцінити значення пульсацій вхідної напруги (формула 4.9):

$$\Delta_{VOUT} = I_{ripple} ESR_{out}. \quad (4.9)$$

При вихідній напрузі 12В розрахункове значення  $\Delta_{VOUT}$  в 3мВ складає  $\sim 0,03\%$  від номінальної напруги, що значно менше заданого в технічному завданні значення.

Оцінка опору основного шунта  $R_{shunt}$ , що вимірює вихідний струм:

$$R_{shunt} \approx \frac{45\text{ мВ}}{I_{peak}}. \quad (4.10)$$

У даному випадку при напрузі опорного джерела підсилювача у 45 мВ, розрахунковий опір шунта  $R_{shunt}$  склав 3 мОм.

Використовуючи розрахунковий опір шунта  $R_{shunt}$  проводиться оцінка необхідного мінімального значення розсіюваної ним потужності:

$$P_{shunt} \geq I_{peak}^2 R_{shunt}. \quad (4.11)$$

У даному випадку розрахункове значення мінімальної розсіюваної потужності шунта  $R_{shunt}$  склало 0,7 Вт.

В якості шунта було обрано спеціалізований metal-core резистор зі значенням опору 3 мОм, та значенням допустимої розсіюваної потужності 3 Вт, а саме модель HoGS2512-3mR-3W [70]. Дане рішення забезпечує нечутливість вимірювального елемента до імпульсних перенапруг, а також покращений теплообмін з навколишнім середовищем.

У конвертері було обрано частоту перемикання 1МГц. +/- 10%, що співпадає з попередніми розрахунковими значеннями.

Для підтвердження значення отриманих параметрів проведено комп'ютерне SPICE-моделювання роботи перетворювача з обраними компонентами у симуляторі [71]. При дослідженні було застосовано принципи моделювання енергоперетворювачів на основі широкозонних напівпровідників, що розглянуто у [72]. Графік напруги на комутаційному вузлі (switch node) демонструє коректне перемикання силових елементів на частоті 1,06 МГц (рис. 4.1).

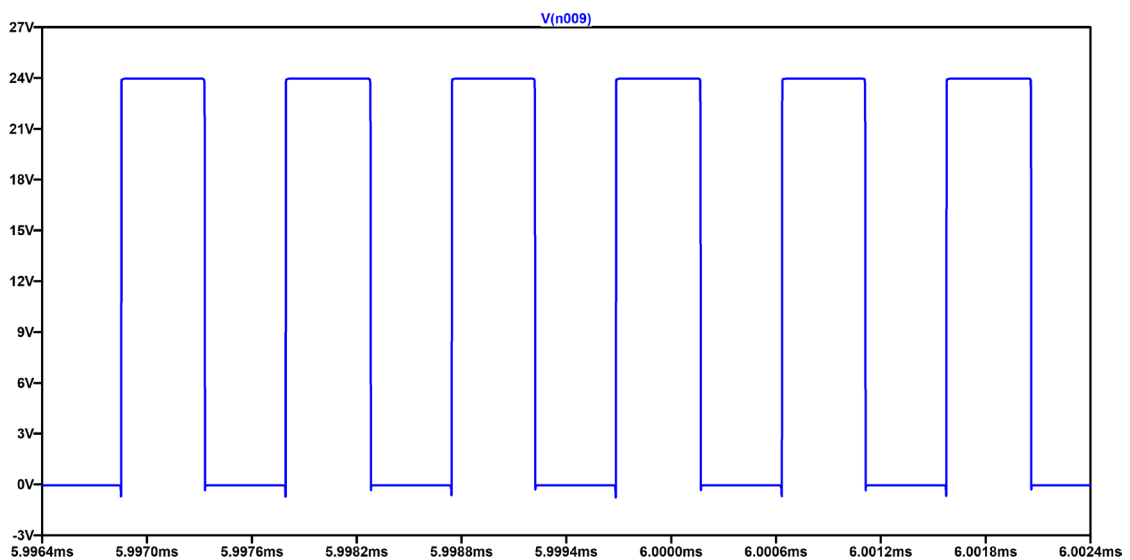


Рисунок 4.1 Графік напруги на комутаційному вузлі

У тестовій симуляції на перетворювач було подано напругу 24В від джерела з внутрішнім опором 0,1 Ом (симуляція внутрішнього опору батареї живлення БПЛА та опору з'єднувальних провідників). Вхідна та вихідна ємність змодельовані еквівалентними конденсаторами двох типів (керамічним та полімерним) з відповідними значеннями паразитного опору. В якості навантаження взято резистор з опором 0,81 Ом ( з розрахунку  $12\text{ В}/0,81\text{ Ом} = 14,81\text{ А}$ , що близько до максимального вихідного струму за технічним завданням).

Коректність роботи розрахованого перетворювача перевірена шляхом вимірювання значень вхідної та вихідної напруги під максимальним навантаженням (рис. 4.2 для вихідної напруги)

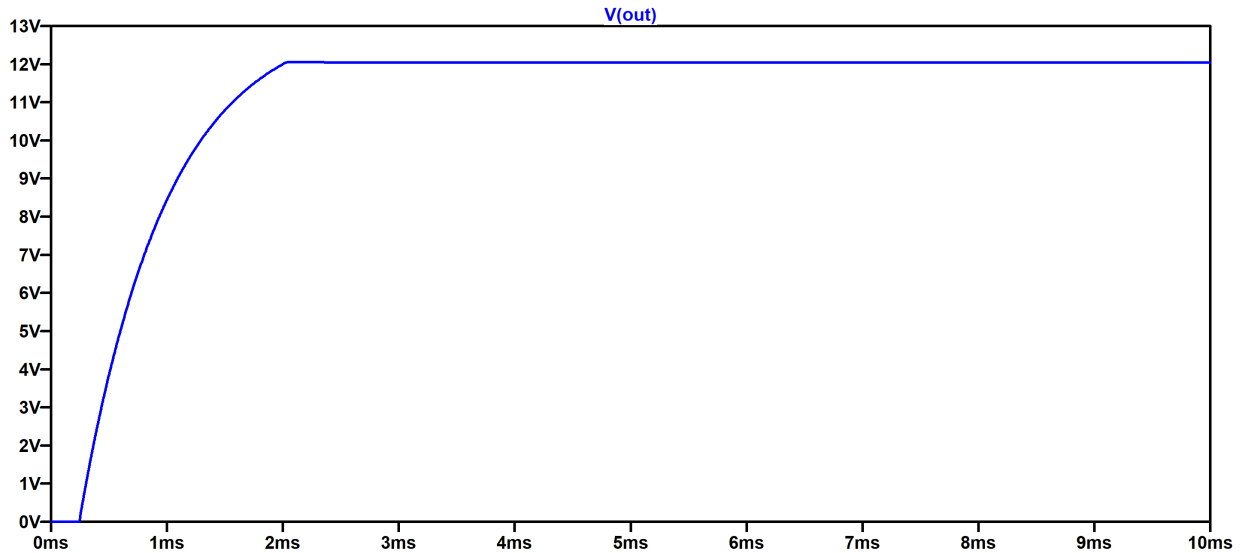


Рисунок 4.2 Графік значень вихідної напруги

За результатами симуляції значення вихідної напруги склало 12,04 В під максимальним навантаженням, що відповідає поставленому технічному завданню.

На рис. 4.3 зображено графік вхідної напруги перетворювача. Спостерігається певне зниження напруги до середнього значення 23,1 В, а також високочастотна складова з середнім значенням амплітуди пульсацій напруги 0,12 В, викликана перемиканням імпульсного перетворювача. Виходячи з цих значень, можемо прийти до висновку щодо достатності обраних значень та параметрів вхідних ємностей.

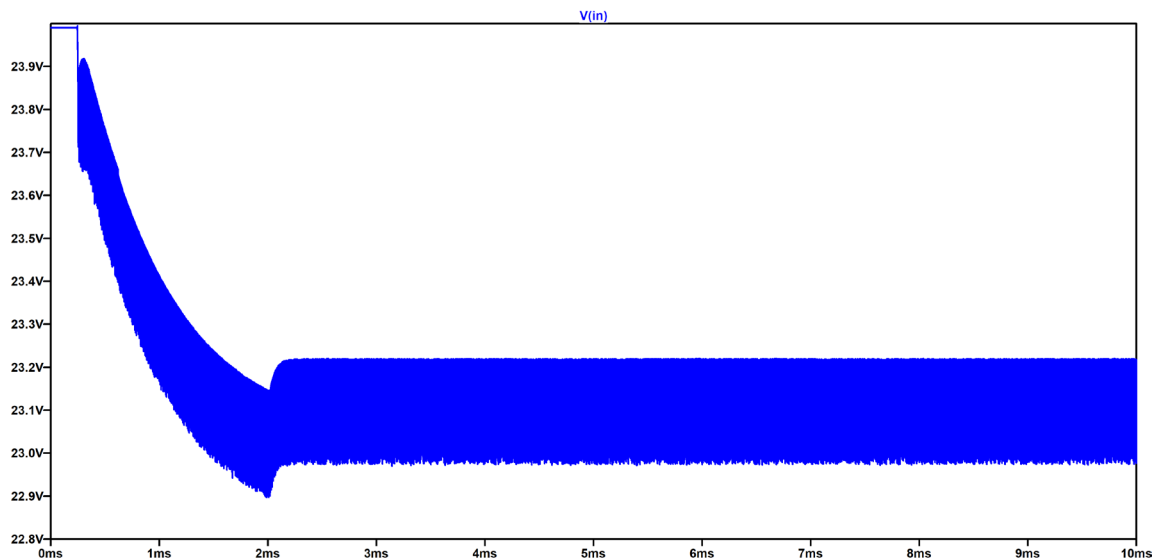


Рисунок 4.3 Графік значень вхідної напруги

Змодельована напруга керуючого сингала на затворі GaN транзистора зображена на рис. 4.4.

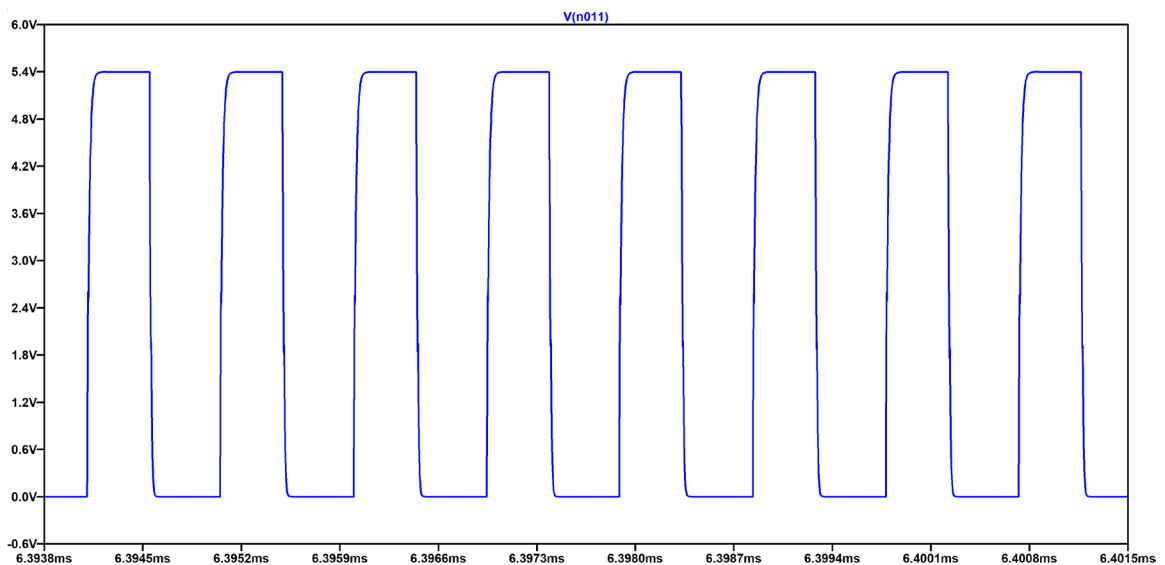


Рисунок 4.4 Графік форми сигналу на затворі GaN транзистору

Продемонстровано, що час наростання напруги сигналу склав близько 30 нс, а частота перемикання транзистору – 1,06 МГц при збереженні коректної форми сигналу та незначному плато Міллера (рис. 4.5).

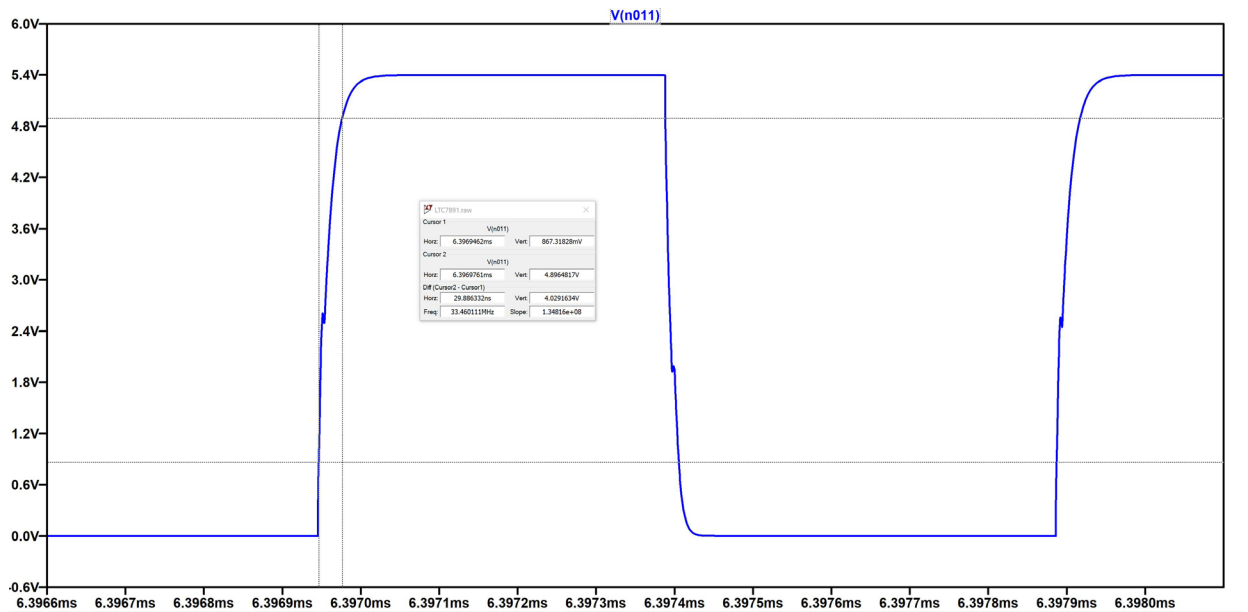


Рисунок 4.5 Графік форми одного періоду сигналу на затворі GaN транзистору

Середнє значення вхідного струму склало 7,6А, що можна побачити на рис. 4.6:

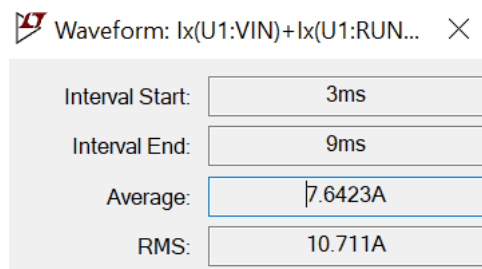


Рисунок 4.6 Середнє значення вхідного струму

По результатам SPICE симуляції, запланований ККД перетворювача складає  $\sim 97.5\%$  при роботі в режимі максимального навантаження, що задовольняє вимогам поставленого технічного завдання.

На рис. 4.7 представлена блок-схема перетворювача, створеного на основі симуляції та попередньо проведених розрахунків.

Енергоперетворювач складається з основного контролеру, що реалізує алгоритм керування та комунікацію з зовнішнім інтерфейсом, програмованого підсилювача, драйверу затвору, сумісного з рівнями керування GaN транзисторів, що забезпечує необхідний струм керування, силової частини на GaN транзисторах моделі EPC2302, вхідних ( $C_{in}$ ) та вихідних ( $C_{out}$ ) ємностей, вихідного індуктора ( $L_{out}$ ), струмовимірювального шунта ( $R_{shunt}$ ), подільників вхідної та вихідної напруги та допоміжних елементів.

Вхідні і вихідні кола живлення захищені запобіжниками на 10 А та 16 А відповідно, що забезпечує безпечну роботу при максимальному навантаженні, що підтверджується симуляцією.

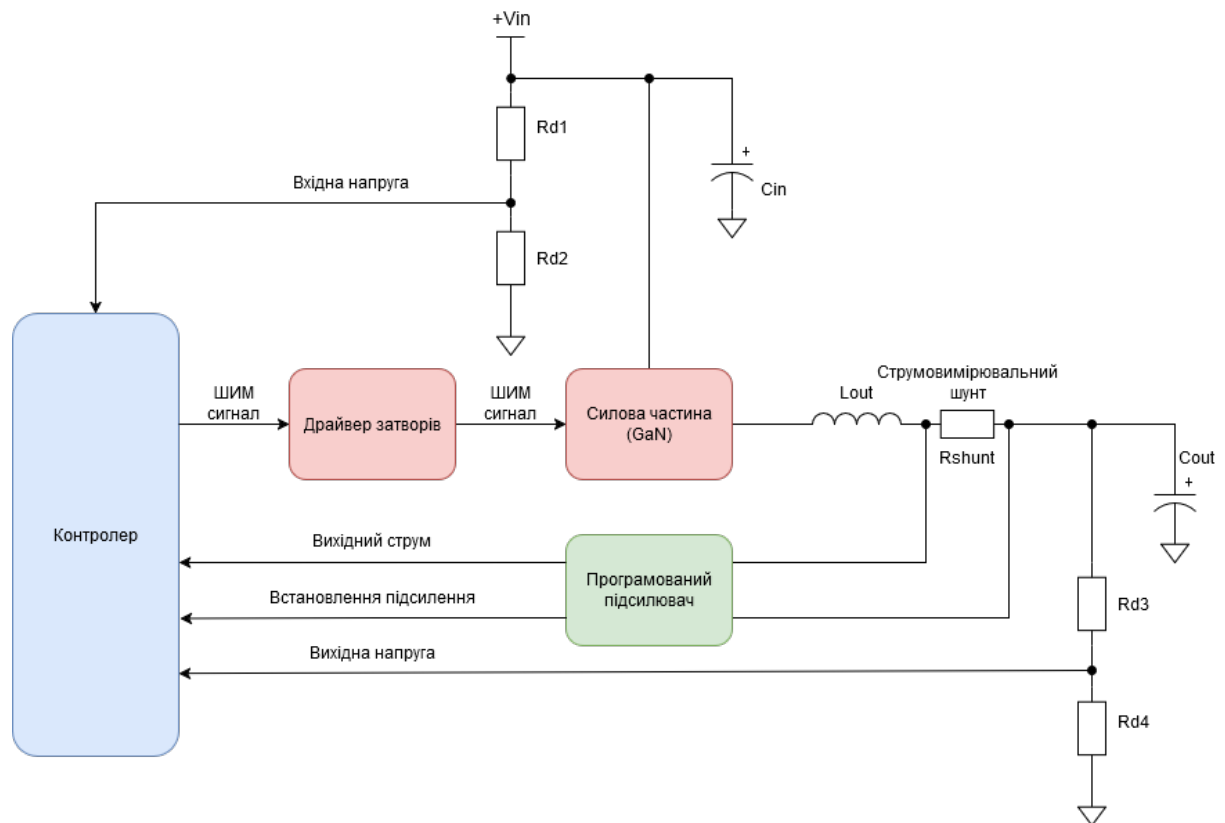


Рисунок 4.7 Блок-схема розробленого перетворювача

Резистор  $R_{shunt}$  разом з модулем програмованого підсилювача забезпечує вимірювання вихідного струму та захист від перевищення допустимих значень вихідного струму (OCD) [73,74].

Коло  $R_{d3}$ - $R_{d4}$  забезпечує вимірювання вихідної напруги та зворотній зв'язок для роботи системи керування.

Коло  $R_{d1}$ - $R_{d2}$  забезпечує вимірювання вхідної напруги та встановлення необхідного рівня захисту від зниженої напруги живлення (UVLO).

#### **4.2 Топологічне проектування перетворювача.**

Відповідно до технічних вимог до енергоперетворювача та проведеного аналізу джерел, були створені наступні рекомендації до створення друкованої плати подібного високочастотного імпульсного перетворювача:

- Траси драйверу затвору мають прокладатися разом і підключатися якомога ближче до затвору відповідного транзистора. Якщо використовуються резистори затвора, їх слід підключати якнайближче до затвора транзистора [75].
- Траси між верхнім транзистором та вхідним конденсатором повинні бути якомога коротшими. Негативні виводи вихідних конденсаторів слід розташовувати якомога ближче до негативних виводів вхідних конденсаторів, розміщуючи конденсатори поруч між собою і поза петлею струму [76].
- Резистивні ділянки повинні підключатися до позитивних виводів вихідного конденсатора і сигнального земляного провідника. Ділянку слід розміщувати поблизу контакту АЦП, щоб мінімізувати наведення завад на цей вузол. Резистори зворотного зв'язку не мають бути розміщені біля полігону з високими імпульсними струмами, такими як вхідний полігон живлення.
- Траси вимірювання струму мають прокладатися паралельно з мінімальною відстанню між ними, використовуючи підключення Кельвіна до струмовимірювального шунту [77]. Ці траси слід розташовувати якомога далі від високочастотних вузлів перемикачів, а якщо можливо, то на внутрішньому шарі друкованої плати.

Фільтрувальний конденсатор кола вимірювання струму має бути розташований поруч із входом підсилювача або АЦП [78].

- Контур, утворений силовими транзисторами, індуктором і вихідним конденсатором слід розташовувати на відстані від чутливих малосигнальних вузлів, зокрема вузлів зворотного зв'язку напруги та струму. Ці вузли оперують з високочастотними струмами високої інтенсивності, тому площу даного контуру трас слід мінімізувати [79].
- Рекомендовано використовувати техніку “модифікованої зірки” для заземлення. Центральну точку заземлення слід виконати у вигляді низькоімпедансного полігону великої площі на тій самій стороні плати, що й вхідні та вихідні конденсатори. До цієї точки мають бути підключені нижні контакти розв'язувальних конденсаторів, резистивних ділянок напруги зворотного зв'язку та GND контакт контролера [80].

Розробка друкованої плати перетворювача, а також допоміжних систем, що розміщуються на цій платі була виконана з урахуванням вищевказаного розробленого алгоритму .

Плата перетворювача складається з 4 шарів. Верхній та нижній шар містять більшу кількість сигнальних провідників. Згідно з рекомендаціями вище, другий шар складається з суцільного земляного полігону. Третій шар друкованої плати перетворювача забезпечує передачу живлення з різними рівнями напруг до споживачів. Друкована плата виготовлена з текстоліту марки FR-4, товщиною мідного покриття в 35 мкм та містить 2 сигнальні та 2 силові шари (усього 4 шари).

#### **4.3 Експериментальна перевірка розробленого перетворювача.**

По результатам проведеної розробки було створено ревізію А розробленої плати перетворювача, зображену на рис. 4.8:



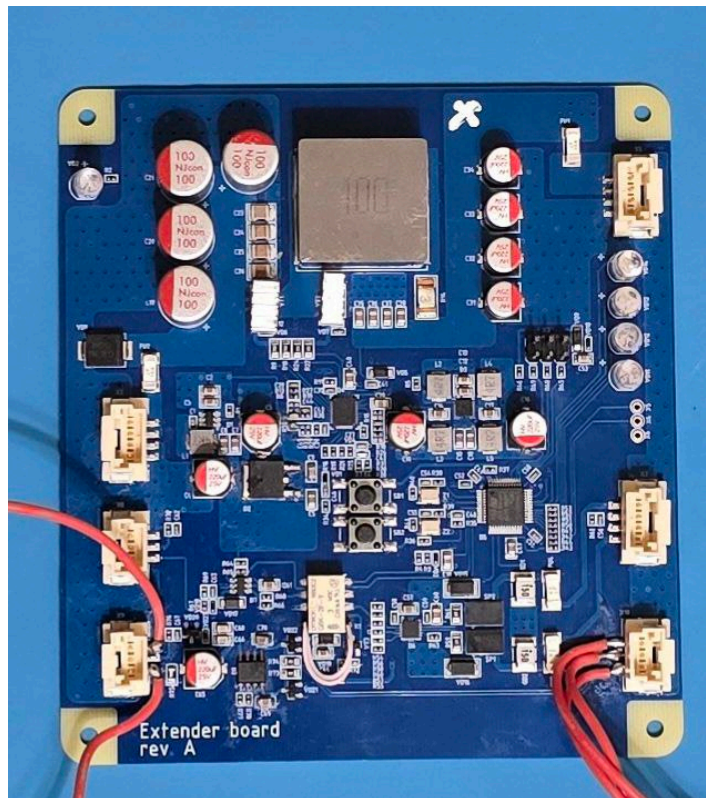


Рисунок 4.8 Зовнішній вигляд розробленого перетворювача

Результати тестування показали роботоздатність першої експериментальної ревізії конвертера. На рис. 4.9 зображена осцилограма напруги на затворі GaN транзистора. Частота перемикання склала близько 1,1МГц, що знаходиться у межах похибки внутрішнього генератора контролера.



Рисунок 4.9 Осцилограма напруги на затворі GaN транзистора

Виявлено, що форма керуючих сигналів відповідає комп'ютерній моделі, а амплітуда високочастотних викидів, які частково викликані паразитними параметрами підключеного зовнішнього вимірювального щупа, не перевищує  $\sim 1\text{В}$ , що знаходиться у безпечному, допустимому діапазоні.

Напруга на виході перетворювача склала  $11,97\text{ В}$ , що знаходиться в допустимому діапазоні згідно до технічного завдання (рис. 4.10):

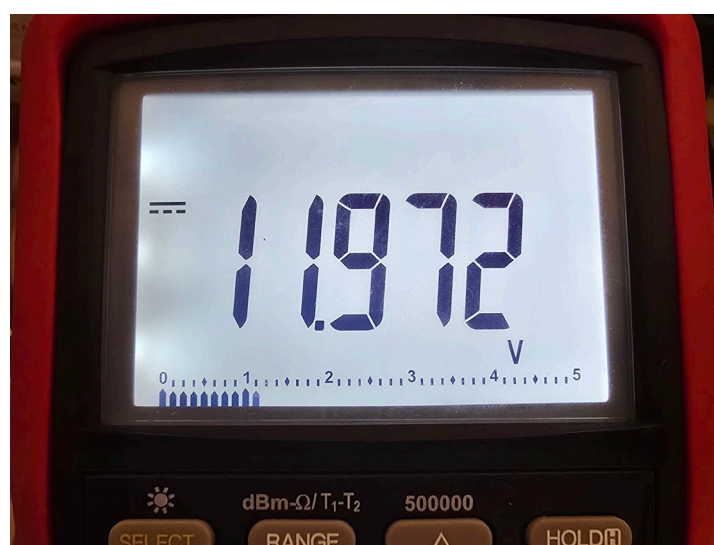


Рисунок 4.10 Напруга на виході перетворювача

Амплітуда пульсацій на виході перетворювача склала  $\sim 33$  мВ, що значно краще поставленої в технічному завданні вимоги в 180мВ і складає 0.27% від номінальної вихідної напруги. Частота повторення пульсацій склала 1,1 МГц (період 905 нс), що відповідає робочій частоті перетворювача.

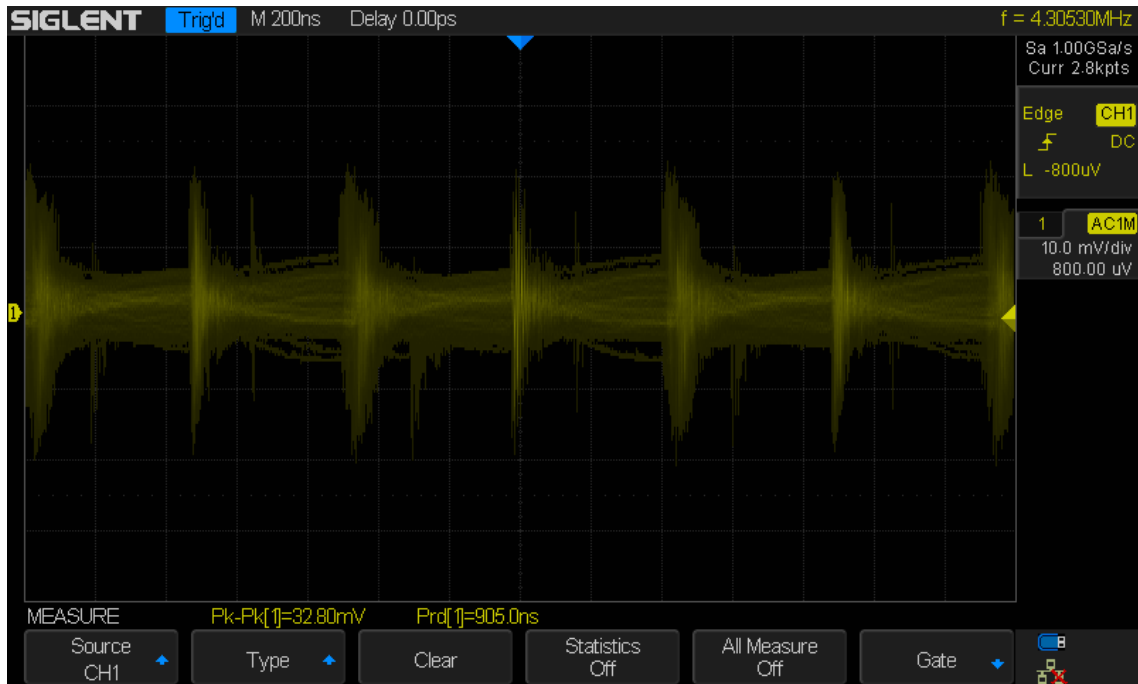


Рисунок 4.11 Пульсації на виході перетворювача

На рис 4.12 зображено термограма перетворювача у інфрачервоному спектрі при роботі на активне навантаження. Отримані термограми розробленого енергоперетворювача виявили, що температура силових елементів склала  $35^{\circ}\text{C}$  при температурі навколишнього середовища  $21^{\circ}\text{C}$  за умов пасивного конвекційного охолодження (open-air test).

Максимальна температура силових елементів склала  $42^{\circ}\text{C}$  при температурі навколишнього середовища  $21^{\circ}\text{C}$  за умов пасивного конвекційного охолодження (closed-box test).

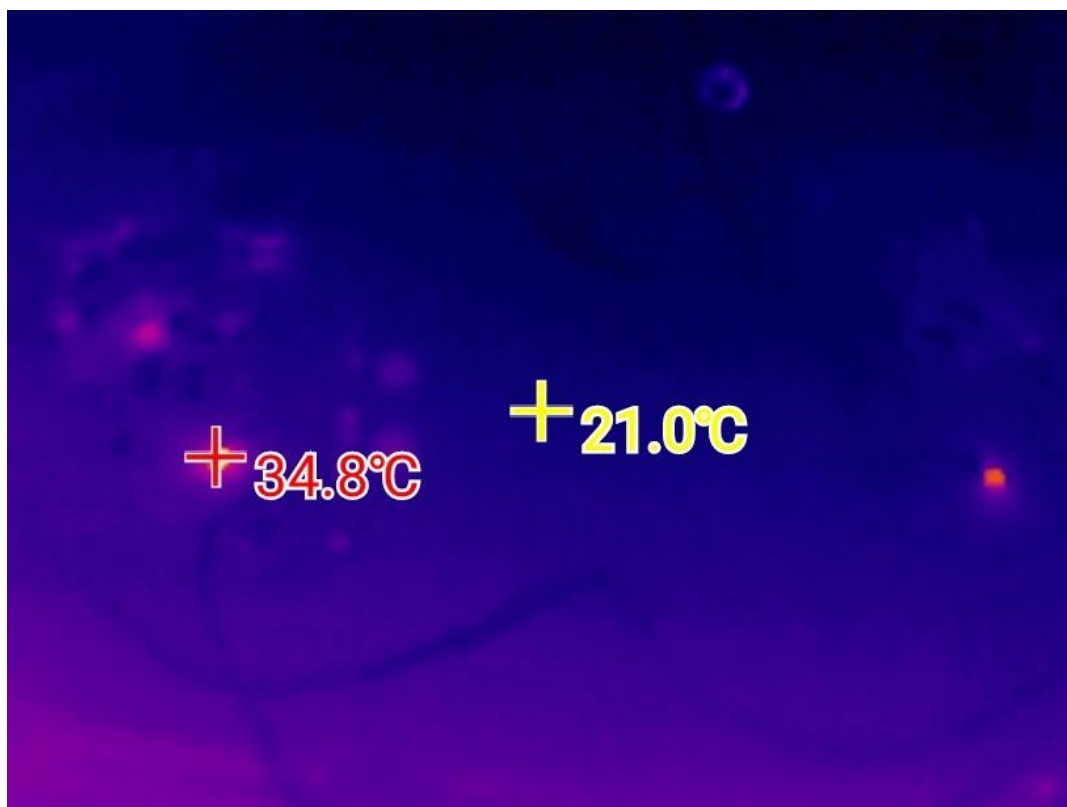


Рисунок 4.12 Термограма понижуючого перетворювача (open-air test)

За результатами тестування систему живлення було встановлено на БПЛА коптерного типу (-окто та квадрокоптер дальнього радіусу дії), чим було підтверджено працездатність у складних умовах (рис. 4.13):

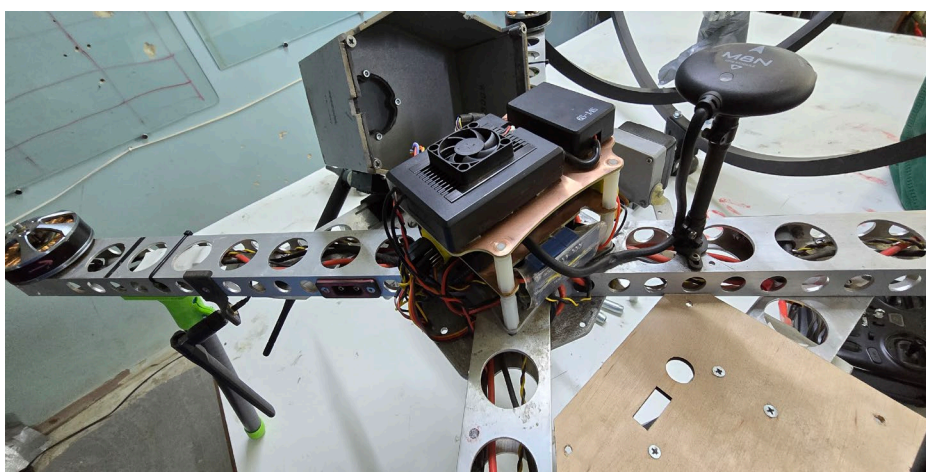


Рисунок 4.13 Тестова платформа – важкий квадрокоптер дальнього радіусу дії



Крім того, система живлення була протестована на наземному БПА віддаленого розмінування, де забезпечила необхідне живлення бортової електроніки у складних умовах експлуатації з високим рівнем ризику (рис. 4.14):



Рисунок 4.14 Тестова платформа – система розмінування з віддаленим керуванням у робочому режимі

Було проведено порівняння розробленого енергоперетворювача із раніше використаним комерційним рішенням, а саме Victron Energy Orion 24/12 [81], а також подібними енергоперетворювачами Traco Power TEP 150WI [82] і Bel Group (CUI) VHK150W [83]. Дані енергоперетворювачі були обрані як такі, що забезпечують відповідність стандарту MIL-STD-810 [84] або позиціонуються виробником як промислове рішення для відповідальних застосувань та були раніше застосовані у платформах БПЛА та БПА. Енергоперетворювач Victron Energy Orion було обрано як еталон для порівняння як найбільш компактний та енергоефективний варіант із перерахованих. Отримані характеристики зведено в таблицю 4.2.

Таблиця 4.2

## Порівняння параметрів енергоперетворювачів

Параметр	Traco Power TER 150WI (№1)	Bel Group (CUI) VHK150 W (№2)	Victron Energy Orion 24/12V (№3)	Розроблений енергоперетворювач (авторський варіант)	Зміна (порівняно з № 3)
Номінальна вхідна напруга	24 В	24 В	24 В	24В	—
Похибка встановлення вихідної напруги	12В +/- 1%	12В +/- 1,5%	12 В +/-3%	12В +/- 0,24%	-1250%
Максимальний вихідний струм	12,5 А	12,5 А	10 А	15А	+150%
Рівень вихідних пульсацій	100 мВ	150 мВ	75 мВ	33мВ	-227%
ККД	89%	86%	93%	97,6%	+5%
Маса	300г	502 г	300г	158г	-190%
Займаємий об'єм	217 см <sup>3</sup>	643 см <sup>3</sup>	175,2 см <sup>3</sup>	82,5 см <sup>3</sup>	-212%

Розроблений енергоперетворювач продемонстрував та забезпечив ККД 97,6%, що відповідає розрахунковому значенню ККД 97,8% та отримано підвищення ККД перетворювача на 5%.

Досягнуто зниження показників маси у 1,9 рази та зменшення об'єму перетворювача у 2 рази, що дозволяє збільшити корисне навантаження та доступний об'єм БПЛА.

Отримане зниження пульсацій вихідної напруги у 2,3 рази та підвищення допустимого вихідного струму у 1,5 рази дозволяє розміщувати в БПЛА бортову радіоелектронну апаратуру (БРЕО) з більш жорсткими вимогами до електроживлення та його якості.

За рахунок підвищення ККД, зниження показників маси та зменшення об'єму було експериментально підтверджено підвищення дальності дії тестового зразка БПЛА на 17% (за рахунок зменшення енергетичних втрат та встановлення батареї живлення більшої ємності у вивільненому об'ємі та масі).

#### **Висновки до Розділу 4**

1. Проведені симуляції засвідчили, що ККД розробленої системи при максимальному навантаженні становить близько 97,5%, що співпадає з розрахованими значеннями при використанні запропонованої теоретичної методики розрахунку та підтвердили відповідність вихідних характеристик перетворювача до технічних вимог.
2. Доведено, що використання цифрового контролера імпульсного перетворювача у комбінації з GaN транзисторами забезпечує спрощення системи охолодження, швидкодію та адаптивність контуру керування, що підвищує частоту перемикання силової частини перетворювача до рівня  $\sim 1,1$  МГц та дозволяє значно зменшити індуктивність і ємність на вході та виході перетворювача для покращення масогабаритних параметрів конструкції.
3. Запропонована та створена згідно до розроблених рекомендацій топологія забезпечила коректну роботу перетворювача незалежно від

цілових параметрів системи. Отримана модульна архітектура довела адаптивність системи енергоперетворення, забезпечуючи гнучкість у збільшенні необхідної потужності.

4. За результатами теоретичного розрахунку та комп'ютерного моделювання силової частини перетворювача створено та впроваджено експериментальний прототип перетворювача, проведено експериментальний вимір його параметрів та порівняння з розрахованими та змодельованими значеннями. У процесі експериментальної валідації було доведено працездатність перетворювача, а також експериментально підтверджено отримані теоретичні результати. Розроблений енергоперетворювач продемонстрував та забезпечив ККД 97,6%, що відповідає розрахунковому значенню ККД 97,8%. Отримано підвищення ККД перетворювача на 5%, досягнуто зниження показників маси у 1,9 рази, зменшення об'єму у 2 рази, зниження пульсацій вихідної напруги у 2,3 рази та підвищення допустимого вихідного струму у 1,5 рази порівняно із раніше використаним існуючим аналогом.
5. Експериментально підтверджено, що за рахунок підвищення ККД, зниження показників маси та зменшення об'єму, дальність дії тестового зразка БПЛА зросла на 17% за рахунок зменшення енергетичних втрат та встановлення батареї живлення більшої ємності у вивільненому об'ємі та масі. В ході практичних іспитів, перетворювач продемонстрував стійкість до екстремальних температур, вібрацій та інших важких умов роботи, характерних для експлуатації БПЛА/БПА. Доведено, що запропонований комплексний підхід забезпечив суттєве підвищення ефективності БПЛА, завдяки зменшенню втрат і компактності конструкції при застосуванні напівпровідників на основі нітриду галію.



## ВИСНОВКИ

1. Розроблена аналітична методика оцінки фізичних обмежень кремнієвих MOSFET-транзисторів та транзисторів на основі напівпровідників з широкою забороненою зоною виявила пряму квадратичну залежність мінімально можливого опору каналу від максимально допустимої зворотної напруги та обернену кубічну залежність від критично допустимої напруженості електричного поля у напівпровіднику у розглянутому діапазоні напруг  $10\text{ В} - 10\text{ кВ}$  та діапазоні опорів  $0,1\text{ мОм} - 10\text{ Ом}$ . Отриманий метод оцінки дозволив аналітично обґрунтувати вибір напівпровідникової основи силового елементу для застосувань у системі енергоперетворення БПЛА / БПА, а саме нітриду галію.
2. Розроблено нову комп'ютерну еквівалентну модель обраного GaN – транзистора, що враховує статичні та динамічні складові паразитних параметрів транзистора, їх температурну залежність та відтворює роботу при гранично допустимих значеннях частоти перемикавання, робочої температури, напруги затвору та струму стоку при застосуванні у системі енергоперетворення, що дозволило змодельовати вхідні та вихідні характеристики обраного транзистору.
3. Розроблена методика теоретичного аналізу втрат понижуючого перетворювача виявила переваги нітрид-галієвих напівпровідників при застосуванні у бортовому джерелі живлення БПЛА/БПА. У ході аналізу статичних і динамічних втрат визначено їх розподіл у співвідношенні 1:3, проведено оптимізацію параметрів системи, що дозволило досягти розрахункового значення ККД 97,8% при повному навантаженні. На основі запропонованої методики розрахунку отримана залежність ККД від вихідного навантаження для перетворювача бортової системи живлення БПЛА та виявлено, що максимальне значення ККД досягається при 100% навантаженні. Це пояснюється значним внеском динамічних втрат на робочій частоті перетворювача (1.1 МГц) у

порівнянні зі статичними омічними втратами, що підтверджується теоретичним розрахунком. Вперше науково доведено, що для розглянутого енергоперетворювача графік залежності ККД від вихідного навантаження апроксимується функцією вигляду  $y(x) = L \cdot (1 - e^{-kx}) + C$ , де  $k$ ,  $L$  та  $C$  – константи.

4. Створена цифрова система керування, що включає цифровий регулятор та компенсатор ланцюгу зворотного зв'язку на основі цифрового ПР фільтру, що враховує передатні функції основних компонентів та забезпечує керування перетворювачем на частотах  $>1$  МГц в різних конфігураціях і робочих режимах. Підтверджено коректність розробленої системи керування у програмному комплексі MATLAB/SIMULINK, а саме: очікувана реакція системи на зміну заданої напруги без значних перерегулювань і пульсацій підтвердила оптимальність вибору коефіцієнтів компенсатора.
5. За результатами теоретичного розрахунку та комп'ютерного моделювання силових частин перетворювача створено та впроваджено енергоперетворювач системи живлення БПЛА дальнього радіусу дії та наземного БПА системи розмінування, проведено експериментальний вимір його параметрів та порівняння з розрахованими та змодельованими значеннями. У процесі експериментальної валідації було доведено працездатність перетворювача, а також експериментально підтверджено отримані теоретичні результати. Розроблений енергоперетворювач продемонстрував та забезпечив ККД 97,6%, що відповідає розрахунковому значенню ККД 97,8%. Отримано підвищення ККД перетворювача на 5%, досягнуто зниження показників маси у 1,9 рази, зменшення об'єму у 2 рази, зниження пульсацій вихідної напруги у 2,3 рази та підвищення допустимого вихідного струму у 1,5 рази порівняно із раніше використаним існуючим аналогом.

6. Експериментально підтверджено, що за рахунок підвищення ККД, зниження показників маси та зменшення об'єму, дальність дії тестового зразка БПЛА зросла на 17% за рахунок зменшення енергетичних втрат та встановлення батареї живлення більшої ємності у вивільненому об'ємі та масі. В ході практичних іспитів, перетворювач продемонстрував стійкість до екстремальних температур, вібрацій та інших важких умов роботи, характерних для експлуатації БПЛА/БПА. У ході проведених експериментальних випробувань в реальних умовах було доведено, що запропонований в роботі комплексний науковий підхід до впровадження напівпровідників на основі нітриду галію в конструкції систем БПЛА/БПА забезпечив суттєве покращення ефективності їх застосування та значне підвищення технічних характеристик.

## ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. On the performance limits for Si MOSFETs: a theoretical study / F. Assad et al. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 2000. Vol. 47, no. 1. P. 232–240. URL: <https://doi.org/10.1109/16.817590> .
2. The Trench Power MOSFET: Part I–History, Technology, and Prospects / R. K. Williams et al. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 2017. Vol. 64, no. 3. P. 674–691. URL: <https://doi.org/10.1109/ted.2017.2653239>.
3. Wu Y. Evolution, Challenges and Applications of Modern MOSFETs. *Applied and Computational Engineering*. 2023. Vol. 24, no. 1. P. 294–301. URL: <https://doi.org/10.54254/2755-2721/24/20230724> .
4. McAllister P., Nase I. The impact of Minimum Energy Efficiency Standards: Some evidence from the London office market. *Energy Policy*. 2019. Vol. 132. P. 714–722. URL: <https://doi.org/10.1016/j.enpol.2019.05.060> .
5. 80 PLUS certification specifications and ratings | CLEAResult. *CLEAResult | Energy efficiency and energy sustainability services*. URL: <https://www.clearesult.com/80plus/program-details> .
6. About ENERGY STAR. *ENERGY STAR*. URL: <https://www.energystar.gov/about>.
7. Establishing a framework for the setting of ecodesign requirements for energy-related products : Regulation of the European Parliament and of the Council of 13.06.2024 no. 2024/1781 : as of 11 December 2024. URL: <https://eur-lex.europa.eu/legal-content/EN/TXT/?uri=CELEX:32024R1781&qid=1719580391746>.
8. Household electrical appliances - Measurement of standby power : International Electrotechnical Commission Standart of 27.01.2011 no. IEC 62301:2011.
9. Emerging Trends and Challenges in Thermal Management of Power Electronic Converters: A State of The Art Review / S. M. Imrat Rahman et al. *IEEE Access*. 2024. P. 1. URL: <https://doi.org/10.1109/access.2024.3385429>.

10. Current Context and Research Trends in Linear DC–DC Converters / K. Gunawardane et al. *Applied Sciences*. 2022. Vol. 12, no. 9. P. 4594. URL: <https://doi.org/10.3390/app12094594>.
11. Calculation of Power Loss (Synchronous). Kyoto : Rohm Semiconductor, 2016. 4 p.
12. Shenai K. The Figure of Merit of a Semiconductor Power Electronics Switch. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 2018. Vol. 65, no. 10. P. 4216–4224. URL: <https://doi.org/10.1109/ted.2018.2866360>.
13. IRF150 - Infineon Technologies. *Semiconductor & System Solutions - Infineon Technologies*. URL: <https://www.infineon.com/cms/en/product/high-reliability/defense/power/hirel-mosfets/single-channel-high-reliability-power-mosfets/irf150/>.
14. ISZ080N10NM6 - Infineon Technologies. *Semiconductor & System Solutions - Infineon Technologies*. URL: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/mosfet/n-channel/isz080n10nm6/>.
15. Udrea F., Deboy G., Fujihira T. Superjunction Power Devices, History, Development, and Future Prospects. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 2017. Vol. 64, no. 3. P. 713–727. URL: <https://doi.org/10.1109/ted.2017.2658344>.
16. Review on Wide Band Gap Semiconductor / A. Das et al. 2022 *IEEE International Conference of Electron Devices Society Kolkata Chapter (EDKCON)*, Kolkata, India, 26–27 November 2022. 2022. URL: <https://doi.org/10.1109/edkcon56221.2022.10032898>.
17. Burkovskiy Y. Y., Zinkovsky Y. F. Gallium nitride semiconductors: transforming the telecommunication systems power supply performance. *Scientific notes of Taurida National V.I. Vernadsky University. Series:*

- Technical Sciences*. 2024. Vol. 35 (74), no. 1, part 2. P. 211–215. URL: <https://doi.org/10.32782/2663-5941/2024.1.2/33>.
18. GaAs microwave MOSFET's / T. Mimura et al. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 1978. Vol. 25, no. 6. P. 573–579. URL: <https://doi.org/10.1109/t-ed.1978.19139>.
  19. High electron mobility transistor based on a GaN-Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>N heterojunction / M. Asif Khan et al. *Applied Physics Letters*. 1993. Vol. 63, no. 9. P. 1214–1215. URL: <https://doi.org/10.1063/1.109775>.
  20. Mass-Production of High-Voltage GaAs and GaN Devices / E. Mitani et al. *CS MANTECH*: International Conference, Vancouver, 24 April 2006 – 27 April 2006. Vancouver, 2006. P. 183–186.
  21. Gallium nitride materials and methods : patent US6617060 United States : B32B 9/00. No. 10/188,814 ; applied on 02.07.2007 ; published on 12.12.2002. 24 p.
  22. Williams J. O. Metal Organic Chemical Vapor Deposition (MOCVD) Perspectives and Prospects. *Angewandte Chemie International Edition in English*. 1989. Vol. 28, no. 8. P. 1110–1120. URL: <https://doi.org/10.1002/anie.198911101>.
  23. MOCVD grown AlGa<sub>N</sub>/AlN/GaN HEMT structure with compositionally step-graded AlGa<sub>N</sub> barrier layer / Z. Ma et al. *2006 8th International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology Proceedings*, Shanghai, China, 23–26 October 2006. 2006. URL: <https://doi.org/10.1109/icsict.2006.306571>.
  24. Enhancement-mode AlGa<sub>N</sub>/GaN HEMTs with high linearity fabricated by hydrogen plasma treatment / B. Lu et al. *2009 67th Annual Device Research Conference (DRC)*, University Park, PA, USA, 22–24 June 2009. 2009. URL: <https://doi.org/10.1109/drc.2009.5354885>.

25. A Survey of Wide Bandgap Power Semiconductor Devices / J. Millan et al. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2014. Vol. 29, no. 5. P. 2155–2163. URL: <https://doi.org/10.1109/tpel.2013.2268900> (date of access: 11.12.2024).
26. A Survey of Wide Bandgap Power Semiconductor Devices / J. Millan et al. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2014. Vol. 29, no. 5. P. 2155–2163. URL: <https://doi.org/10.1109/tpel.2013.2268900>.
27. Wide bandgap semiconductor-based integrated circuits / S. Yuvaraja et al. *Chip*. 2023. P. 100072. URL: <https://doi.org/10.1016/j.chip.2023.100072>.
28. Sze S. M., Lee M.-K. *Semiconductor Devices: Physics and Technology*. Wiley & Sons, Incorporated, John, 2013.
29. A 130-GHz Power Amplifier in a 250-nm InP Process with 32% PAE / K. Ning et al. *2020 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, Los Angeles, CA, USA, 4–6 August 2020. 2020. URL: <https://doi.org/10.1109/rfic49505.2020.9218351>.
30. Kang H., Udrea F. Theory of 3-D Superjunction MOSFET. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 2019. Vol. 66, no. 12. P. 5254–5259. URL: <https://doi.org/10.1109/ted.2019.2947332>.
31. Piezotronic effect on two-dimensional electron gas in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> heterostructure / F. Huang et al. *Nano Energy*. 2022. Vol. 96. P. 107098. URL: <https://doi.org/10.1016/j.nanoen.2022.107098>.
32. Enhancement mode AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HFET with selectively grown pn junction gate / X. Hu et al. *Electronics Letters*. 2000. Vol. 36, no. 8. P. 753. URL: <https://doi.org/10.1049/el:20000557>.
33. Juergensen H. MOCVD technology in research, development and mass production. *Materials Science in Semiconductor Processing*. 2001. Vol. 4, no. 6. P. 467–474. URL: [https://doi.org/10.1016/s1369-8001\(02\)00004-5](https://doi.org/10.1016/s1369-8001(02)00004-5).
34. Thermal Analysis and Operational Characteristics of an AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> High Electron Mobility Transistor with Copper-Filled Structures: A Simulation

- Study / K.-W. Jang et al. *Micromachines*. 2019. Vol. 11, no. 1. P. 53. URL: <https://doi.org/10.3390/mi11010053> .
35. PCB Layout Optimization of High-Frequency Inverter for Magnetic Coupled Resonance Wireless Power Transfer System / D. Yang et al. *IEEE Access*. 2019. Vol. 7. P. 171395–171404. URL: <https://doi.org/10.1109/access.2019.2944972> .
36. Meneghesso G., Meneghini M., Zanoni E. Breakdown mechanisms in AlGaIn/GaN HEMTs: An overview. *Japanese Journal of Applied Physics*. 2014. Vol. 53, no. 10. P. 100211. URL: <https://doi.org/10.7567/jjap.53.100211> .
37. Time-Dependent Dielectric Breakdown of 4H-SiC/SiO<sub>2</sub> MOS Capacitors / M. Gurfinkel et al. *IEEE Transactions on Device and Materials Reliability*. 2008. Vol. 8, no. 4. P. 635–641. URL: <https://doi.org/10.1109/tdmr.2008.2001182> .
38. Analytical Model for Two-Dimensional Electron Gas Charge Density in Recessed-Gate GaN High-Electron-Mobility Transistors / S. Sharbati et al. *Journal of Electronic Materials*. 2021. Vol. 50, no. 7. P. 3923–3929. URL: <https://doi.org/10.1007/s11664-021-08842-7> .
39. EPC2302 – Enhancement Mode Power Transistor. El Segundo : EPC, 2024. 13 p. URL: [https://epc-co.com/epc/Portals/0/epc/documents/datasheets/EPC2302\\_datasheet.pdf](https://epc-co.com/epc/Portals/0/epc/documents/datasheets/EPC2302_datasheet.pdf).
40. GS61008T Top-side cooled 100 V E-mode GaN transistor. Neubiberg : Infineon Technologies, 2020. 19 p. URL: [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-GS61008T-DataSheet-v01\\_00-EN.pdf?fileId=8ac78c8c8d2fe47b018e5160eb52522a](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-GS61008T-DataSheet-v01_00-EN.pdf?fileId=8ac78c8c8d2fe47b018e5160eb52522a).
41. Ferreira A., Simas M. I. C. Power MOSFETs reverse conduction revisited. *PESC '91 Record 22nd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Cambridge, MA, USA. URL: <https://doi.org/10.1109/pesc.1991.162709> (date of access: 27.12.2024).



42. Conduction, reverse conduction and switching characteristics of GaN E-HEMT / C. Sorensen et al. *2015 IEEE 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Aachen, 22–25 June 2015. 2015. URL: <https://doi.org/10.1109/pedg.2015.7223051> .
43. An empirical table-based FET model / I. Angelov et al. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1999. Vol. 47, no. 12. P. 2350–2357. URL: <https://doi.org/10.1109/22.808981> .
44. Khandelwal S. Advanced SPICE Model for GaN HEMTs (ASM-HEMT). Cham : *Springer International Publishing*, 2022. URL: <https://doi.org/10.1007/978-3-030-77730-2>.
45. Burkovskiy Y., Zinkovskiy Y. Power loss characterization in compact GaN transistor-based synchronous buck converters for aerial drone applications. *Herald of Khmelnytskyi National University. Technical sciences*. 2023. Vol. 329, no. 6. P. 28–32. URL: <https://doi.org/10.31891/2307-5732-2023-329-6-28-32>.
46. Efficiency of Buck Converter. Kyoto : *Rohm Semiconductor*, 2022. 16 p.
47. Determining Inductor Power Losses. North Cumbernauld : *Coilcraft*, 2018. 1 p. URL: [https://www.coilcraft.com/getmedia/236a5602-fc7f-432a-9bdb-30fd09b63837/doc486\\_inductorlosses.pdf](https://www.coilcraft.com/getmedia/236a5602-fc7f-432a-9bdb-30fd09b63837/doc486_inductorlosses.pdf).
48. Bogatin E. Signal and power integrity – Simplified. 2nd ed. Upper Saddle River, NJ : *Prentice Hall*, 2010. 992 p.
49. Patel J., Sood V. K. Review of Digital Controllers in Power Converters. *2018 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, Toronto, ON, 10–11 October 2018. 2018. URL: <https://doi.org/10.1109/epec.2018.8598434> .
50. Burkovskiy Y. Y., Zinkovsky Y. F. Simplified shunt bandwidth characterization generator for wide bandgap power converters. Scientific notes of Taurida National V.I. Vernadsky University. Series: Technical

- Sciences. 2024. Vol. 35 (74), no. 4. P. 359–365. URL: <https://doi.org/10.32782/2663-5941/2024.4/56>
51. Kaur R., Kumar S. Stability and dynamic characteristics analysis of DC-DC buck converter via mathematical modelling. *2015 International Conference on Recent Developments in Control, Automation and Power Engineering (RDCAPE)*, Noida, India, 12–13 March 2015. 2015. URL: <https://doi.org/10.1109/rdcape.2015.7281405> .
  52. Erickson R. W., Maksimović D. Fundamentals of Power Electronics. *Springer*, 2020. 1117 p.
  53. Nyquist Stability Criterion and its Application to Power Electronics Systems / M. Amin et al. *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*. 2nd ed. Hoboken, 200. P. 1–28. URL: <https://doi.org/10.1002/047134608X.W1026.pub2> .
  54. Overview and Comparison of Power Converter Stability Metrics / J. Hartman et al. *Signal Integrity Journal*. 2018. URL: <https://www.signalintegrityjournal.com/articles/834-overview-and-comparison-of-power-converter-stability-metrics> .
  55. Zhang H. Understand Power Supply Loop Stability and Loop Compensation—Part 1: Basic Concepts and Tools. Wilmington : *Analog Devices*, 2022. 7 p. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/tech-articles/understand-power-supply-loop-stability-and-loop-compensation.pdf>.
  56. Huang Y.-T., Lian J.-C. Design of Type-III Compensator for Fast Dynamic Performance in Buck Converters. *IEEE Access*. 2024. Vol. 12. P. 167426–167435. URL: <https://doi.org/10.1109/access.2024.3496698> .
  57. Carter B. Understanding Op Amp Parameters. *Op Amps for Everyone*. 2009. P. 189–229. URL: <https://doi.org/10.1016/b978-1-85617-505-0.00013-2> .
  58. Buso S., Mattavelli P. The Test Case: a Single-Phase Voltage Source Inverter. *Digital Control in Power Electronics*. Cham, 2006. P. 7–32. URL: [https://doi.org/10.1007/978-3-031-02495-5\\_2](https://doi.org/10.1007/978-3-031-02495-5_2) .

59. Precision Analysis for an Optimal Parallel IIR Filter's Implementation / M. Zelmat et al. *Circuits, Systems, and Signal Processing*. 2022. URL: <https://doi.org/10.1007/s00034-022-01988-7> .
60. Tan L., Jiang J. Infinite Impulse Response Filter Design. *Digital Signal Processing*. 2019. P. 315–419. URL: <https://doi.org/10.1016/b978-0-12-815071-9.00008-7> .
61. Useful Guide to Low Pressure Overmoulding PCBs, Parts & Connectors. *Overmould*. URL: <https://www.overmould.com/guide-to-low-pressure-overmoulding/> .
62. Generic Standard on Printed Board Design : of 15.03.2003 no. IPC-2221B. URL: <https://www.ipc.org/TOC/IPC-2221B.pdf>.
63. DroneCAN. *DroneCAN*. URL: <https://dronecan.github.io/>.
64. MODBUS application protocol specification : Application Protocol of 12.04.2012 no. V1.1b3. URL: [https://modbus.org/docs/Modbus\\_Application\\_Protocol\\_V1\\_1b3.pdf](https://modbus.org/docs/Modbus_Application_Protocol_V1_1b3.pdf).
65. Buccella C., Cecati C., Latafat H. Digital Control of Power Converters—A Survey. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*. 2012. Vol. 8, no. 3. P. 437–447. URL: <https://doi.org/10.1109/tii.2012.2192280> .
66. Spread-Spectrum Frequency Modulation in a DC/DC Converter with Time-Based Control / M. Leoncini et al. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2022. P. 1–5. URL: <https://doi.org/10.1109/tpel.2022.3227954> .
67. cjiang (Changjiang Microelectronics Tech) FXL2213-100-M. *LCSC Electronics*. URL: [https://www.lcsc.com/product-detail/Power-Inductors\\_cjiang-Changjiang-Microelectronics-Tech-FXL2213-100-M\\_C22378757.html](https://www.lcsc.com/product-detail/Power-Inductors_cjiang-Changjiang-Microelectronics-Tech-FXL2213-100-M_C22378757.html) .
68. NJCON 1011001013R00. *LCSC Electronics*. URL: [https://www.lcsc.com/product-detail/Polymer-Aluminum-Capacitors\\_NJCON-1011001013R00\\_C2887236.html](https://www.lcsc.com/product-detail/Polymer-Aluminum-Capacitors_NJCON-1011001013R00_C2887236.html) .

69. Honor Elec HV1H227M1010PZ. *LCSC Electronics*. URL: [https://www.lcsc.com/product-detail/Polymer-Aluminum-Capacitors\\_Honor-Elec-HV1H227M1010PZ\\_C5246564.html](https://www.lcsc.com/product-detail/Polymer-Aluminum-Capacitors_Honor-Elec-HV1H227M1010PZ_C5246564.html).
70. Milliohm HoGS2512-3mR-3W-1%. *LCSC Electronics*. URL: [https://www.lcsc.com/product-detail/Current-Sense-Resistors-Shunt-Resistors\\_Milliohm-HoGS2512-3mR-3W-1\\_C2903992.html](https://www.lcsc.com/product-detail/Current-Sense-Resistors-Shunt-Resistors_Milliohm-HoGS2512-3mR-3W-1_C2903992.html).
71. Asadi F. Simulation of Power Electronics Circuits with LTspice®. *Essential Circuit Analysis using LTspice®*. Cham, 2022. P. 391–543. URL: [https://doi.org/10.1007/978-3-031-09853-6\\_4](https://doi.org/10.1007/978-3-031-09853-6_4).
72. Бурковський Я., Зінковський Ю. Моделювання мережевого коректора коефіцієнта потужності (PFC) з використанням напівпровідників з широкою забороненою зоною. *Вісник Хмельницького національного університету. Серія: Технічні науки*. 2023. Т. 327, № 5(2). С. 30–35. URL: <https://doi.org/10.31891/2307-5732-2023-327-5-30-35>.
73. Burkovskiy Y. Y., Zinkovsky Y. F. Digital potentiometer-controlled programmable instrumentation amplifier. *Scientific notes of Taurida National V.I. Vernadsky University. Series: Technical Sciences*. 2023. Vol. 34 (73), no. 6. P. 12–18. URL: <https://doi.org/10.32782/2663-5941/2023.6/03>.
74. Програмований диференційний підсилювач : пат. 144848 Україна : H03F3/45, H03G3/00. № u202003477 ; заявл. 09.06.2020 ; опубл. 26.10.2020, Бюл. № 20/2020. 4 с. URL: <https://sis.nipo.gov.ua/uk/search/detail/1460754/>.
75. FEA-Driven Solutions to Minimize Driving Loop Inductance and EMI in MHz PCB Designs / A. Hussain et al. *2024 IEEE Sixth International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*, Columbia, SC, USA, 5–8 August 2024. 2024. P. 1–4. URL: <https://doi.org/10.1109/icdcm60322.2024.10665225>

76. Ferdiansyah I., Hanamoto T. Design and Implementation of Improved Gate Driver Circuit for Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Control. *World Electric Vehicle Journal*. 2024. Vol. 15, no. 3. P. 106. URL: <https://doi.org/10.3390/wevj15030106> (date of access: 27.12.2024).
77. Two-Wire vs. Four-Wire Resistance Measurements: Which Configuration Makes Sense for Your Application?. *Test- und Messgeräte | Tektronix*. URL: <https://www.tek.com/en/documents/technical-article/two-wire-vs-four-wire-resistance-measurements-which-configuration-makes-s> .
78. Effects of conducted electromagnetic interference on analogue-to-digital converter / F. Wan et al. *Electronics Letters*. 2011. Vol. 47, no. 1. P. 23. URL: <https://doi.org/10.1049/el.2010.2988> (date of access: 27.12.2024).
79. DC-DC Buck Converter EMI Reduction Using PCB Layout Modification / A. Bhargava et al. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. 2011. Vol. 53, no. 3. P. 806–813. URL: <https://doi.org/10.1109/temc.2011.2145421> (date of access: 27.12.2024).
80. Grounding in PCBs. *Signal Integrity and Radiated Emission of High-Speed Digital Systems*. Chichester, UK, 2008. P. 355–407. URL: <https://doi.org/10.1002/9780470772874.ch10> (date of access: 27.12.2024).
81. DC-DC converters - Victron Energy. *Victron Energy*. URL: <https://www.victronenergy.com/> .
82. DC/DC converters | Traco Power. *Traco Power | tracopower.com*. URL: <https://www.tracopower.com/>.
83. Dc-Dc Converters | CUI Inc. *Ac-Dc Power Supplies and Dc-Dc Converters | CUI Inc.* URL: <https://www.cui.com>.
84. MIL-STD-810G. Department Of Defense Test Method Standard: Environmental Engineering Considerations And Laboratory Tests. Effective

from 2008-10-31. Official edition. Arlington : *United States Department of Defense*, 2008. 804 p.

## ДОДАТОК А

### Список публікацій здобувача за темою дисертації

#### Наукові праці, в яких опубліковані основні наукові результати

1. Бурковський Я., Зінковський Ю. Моделювання мережевого коректора коефіцієнта потужності (PFC) з використанням напівпровідників з широкою забороненою зоною. *Вісник Хмельницького національного університету. Серія: Технічні науки*. 2023. Т. 327, № 5(2). С. 30–35. URL: <https://doi.org/10.31891/2307-5732-2023-327-5-30-35>.
2. Burkovskiy Y., Zinkovskiy Y. Power loss characterization in compact GaN transistor-based synchronous buck converters for aerial drone applications. *Herald of Khmelnytskyi National University. Technical sciences*. 2023. Vol. 329, no. 6. P. 28–32. URL: <https://doi.org/10.31891/2307-5732-2023-329-6-28-32>.
3. Burkovskiy Y. Y., Zinkovsky Y. F. Digital potentiometer-controlled programmable instrumentation amplifier. *Scientific notes of Taurida National V.I. Vernadsky University. Series: Technical Sciences*. 2023. Vol. 34 (73), no. 6. P. 12–18. URL: <https://doi.org/10.32782/2663-5941/2023.6/03>.
4. Burkovskiy Y. Y., Zinkovsky Y. F. Gallium nitride semiconductors: transforming the telecommunication systems power supply performance. *Scientific notes of Taurida National V.I. Vernadsky University. Series: Technical Sciences*. 2024. Vol. 35 (74), no. 1, part 2. P. 211–215. URL: <https://doi.org/10.32782/2663-5941/2024.1.2/33>.
5. Burkovskiy Y. Y., Zinkovsky Y. F. Simplified shunt bandwidth characterization generator for wide bandgap power converters. *Scientific notes of Taurida National V.I. Vernadsky University. Series: Technical Sciences*. 2024. Vol. 35 (74), no. 4. P. 359–365. URL: <https://doi.org/10.32782/2663-5941/2024.4/56>.

6. Програмований диференційний підсилювач : пат. 144848 Україна : H03F3/45, H03G3/00. № u202003477 ; заявл. 09.06.2020 ; опубл. 26.10.2020, Бюл. № 20/2020. 4 с. URL: <https://sis.nipo.gov.ua/uk/search/detail/1460754/>.

### Наукові праці апробаційного характеру

7. Бурковський Я. Ю., Зінченко М. В. Моделювання пасивного імітатора закладних пристроїв з флуктуючими параметрами. *«Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи» : матеріали конференції* : Міжнар. науково-техн. конф., м. Київ, 14–20 берез. 2016 р. Київ, 2016. С. 216–218.
8. Burkovskiy Y. Gallium nitride electronics. *"Science and Technology of the XXI Century"* : The XVIII All-Ukrainian Students R&D Conference Proceeding, Kyiv, 7 December 2017. Kyiv, 2017. P. 6–7.
9. Бурковський Я. Ю., Арсенюк Д. О. Застосування галій-нітридних транзисторів (GaN FET) у системах живлення сучасної РЕА. *«Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи» : матеріали конференції* : Міжнар. науково-техн. конф., м. Київ, 18–24 листоп. 2019 р. Київ, 2019. С. 79–81.
10. Арсенюк Д. О., Бурковський Я. Ю. Зворотноходовий перетворювач (flyback) з галійнітридовим (GaN) транзистором. *«Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи» : матеріали конференції* : Міжнар. науково-техн. конф., м. Київ, 18–24 листоп. 2019 р. Київ, 2019. С. 76–78.
11. Бурковський Я. Ю. Двофазний мережевий коректор коефіцієнта потужності (PFC) з використанням карбід-кремнієвих (SiC) силових транзисторів. *Том 1. Конференція «Електронна, лазерна та біотехнічна інженерія»* : XXV Міжнар. молодіж. форум «Радіоелектроніка та молодь у XXI столітті, м. Харків, 20–22 квіт. 2021 р. Харків, 2021. С. 9–10.
12. Бурковський Я. Ю., Зінковський Ю. Ф. Моделювання мережевого коректора коефіцієнта потужності (PFC) з використанням карбід



кремнієвих (SiC) силових транзисторів. *«Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи» : матеріали конференції : Міжнар. науково-техн. конф., м. Київ, 16–22 листоп. 2020 р. Київ, 2020. С. 151–153.*

## ДОДАТОК Б

Запропонована комп'ютерна модель GaN транзистора:

```
% --- Begin MATLAB code -----  
  
clear;  
  
close all;  
  
params.Wg=2720000;  
params.aWg=params.Wg*1e-3;  
params.A=1.698e-02*params.aWg;  
params.k1=2.138e+00;  
params.k2=9.000e-02;  
params.i_TC=3.6390e-03;  
params.k1Tc=3.7300e-4;  
params.h0=2.269e+00;  
params.h0_TC=-1.6300e-03;  
params.h1=-2.000e-12;  
params.h1_TC=-8.5200e-7;  
params.a1=1.188e-12*params.aWg;  
params.a2=4.370e-13*params.aWg;  
params.a3=1.899e+00;  
params.a4=2.039e-01;  
params.a5=0.000e+00*params.aWg;  
params.a6=7.480e+01;  
params.a7=1.055e+01;  
params.d1=4.3e-07;  
params.d2=2.6e-13;  
params.d3=0.8;  
params.d4=0.23;  
params.b1=1.940e-15*params.aWg;  
params.b2=5.890e-14*params.aWg;  
params.b3=-7.500e+00;  
params.b4=2.157e+00;  
params.b5=7.790e-15*params.aWg;  
params.b6=-1.726e+01;
```

```

params.b7=1.529e+01;
params.b8=0.000e+00*params.aWg;
params.b9=-3.326e+01;
params.b10=8.900e-01;
params.c1=3.599e-13*params.aWg;
params.c2=6.070e-13*params.aWg;
params.c3=-1.035e+01;
params.c4=1.086e+00;
params.c5=2.540e-13*params.aWg;
params.c6=-2.500e+01;
params.c7=5.616e+00;
params.c8=0.000e+00*params.aWg;
params.c9=-8.125e+01;
params.c10=5.665e+00;
params.Temp=25;
function I_D=drain_current(V_GS,V_DS,params,Temp)
A=params.A;i_TC=params.i_TC;k1=params.k1;k1Tc=params.k1Tc;k2=params.k2;h0=params.h0;h0_TC=params.h0_TC;h1=params.h1;h1_TC=
params.h1_TC;
A_T=A*(1-i_TC*(Temp-25));
k1_T=k1*(1-k1Tc*(Temp-25));
h0_T=h0*(1-h0_TC*(Temp-25));
h1_T=h1*(1-h1_TC*(Temp-25));
exponent=(V_GS-k1_T)/k2;
exponent=min(max(exponent,-100),100);
log_term=log(1+exp(exponent));
denominator=1+(h0_T+h1_T*V_GS).*V_DS;
denominator=max(denominator,1e-12);
I_D=A_T*log_term.*V_DS./denominator;
negative_V_DS=V_DS<=0;
if any(negative_V_DS)
V_DS_neg=V_DS(negative_V_DS);
V_GD=V_GS-V_DS_neg;
exponent_neg=(V_GD-k1_T)/k2;
exponent_neg=min(max(exponent_neg,-100),100);
log_term_neg=log(1+exp(exponent_neg));
denominator_neg=1+(h0_T+h1_T*V_GD).*(-V_DS_neg);
denominator_neg=max(denominator_neg,1e-12);
I_D(negative_V_DS)=-A_T*log_term_neg.*(-V_DS_neg)./denominator_neg;
end
end
function C_GS=gate_source_capacitance(V_GS,params)
a1=params.a1;a2=params.a2;a3=params.a3;a4=params.a4;a5=params.a5;a6=params.a6;a7=params.a7;

```

```

C_GS_fixed=a1;
exponent1=(V_GS-a3)./a4;
exponent2=(V_GS-a6)./a7;
exponent1=min(max(exponent1,-100),100);
exponent2=min(max(exponent2,-100),100);
exp_exponent1=exp(exponent1);
exp_exponent2=exp(exponent2);
dQ_dV1=(0.5*a2.*exp_exponent1)./(1+exp_exponent1);
dQ_dV2=(a5.*exp_exponent2)./(1+exp_exponent2);
C_GS=C_GS_fixed+dQ_dV1+dQ_dV2;
end

function C_GD=gate_drain_capacitance(V_GD,params)

b1=params.b1;a2=params.a2;a3=params.a3;a4=params.a4;b2=params.b2;b3=params.b3;b4=params.b4;b5=params.b5;b6=params.b6;b7=params.
b7;b8=params.b8;b9=params.b9;b10=params.b10;

C_GD_fixed=b1;
exponent1=(V_GD-a3)./a4;
exponent2=(V_GD-b3)./b4;
exponent3=(V_GD-b6)./b7;
exponent4=(V_GD-b9)./b10;
exponent1=min(max(exponent1,-100),100);
exponent2=min(max(exponent2,-100),100);
exponent3=min(max(exponent3,-100),100);
exponent4=min(max(exponent4,-100),100);
exp_exponent1=exp(exponent1);
exp_exponent2=exp(exponent2);
exp_exponent3=exp(exponent3);
exp_exponent4=exp(exponent4);
dQ_dV1=(0.5*a2.*exp_exponent1)./(1+exp_exponent1);
dQ_dV2=(b2.*exp_exponent2)./(1+exp_exponent2);
dQ_dV3=(b5.*exp_exponent3)./(1+exp_exponent3);
dQ_dV4=(b8.*exp_exponent4)./(1+exp_exponent4);
C_GD=C_GD_fixed+dQ_dV1+dQ_dV2+dQ_dV3+dQ_dV4;
end

function C_DS=source_drain_capacitance(V_SD,params)

c1=params.c1;c2=params.c2;c3=params.c3;c4=params.c4;c5=params.c5;c6=params.c6;c7=params.c7;c8=params.c8;c9=params.c9;c10=params.c
10;

C_DS_fixed=c1;
exponent1=(V_SD-c3)./c4;
exponent2=(V_SD-c6)./c7;
exponent3=(V_SD-c9)./c10;
exponent1=min(max(exponent1,-100),100);
exponent2=min(max(exponent2,-100),100);

```

```

exponent3=min(max(exponent3,-100),100);
exp_exponent1=exp(exponent1);
exp_exponent2=exp(exponent2);
exp_exponent3=exp(exponent3);
dQ_dV1=(c2.*exp_exponent1)./(1+exp_exponent1);
dQ_dV2=(c5.*exp_exponent2)./(1+exp_exponent2);
dQ_dV3=(c8.*exp_exponent3)./(1+exp_exponent3);
C_DS=C_DS_fixed+dQ_dV1+dQ_dV2+dQ_dV3;
end

function I_GS=gate_source_leakage_current(V_GS,params)
aWg=params.aWg;d1=params.d1;d2=params.d2;d3=params.d3;d4=params.d4;
factor=0.125*aWg/1077;
I_GS=zeros(size(V_GS));
idx=V_GS<=10;
V_GS_idx=V_GS(idx);
I_GS(idx)=factor*(d1*(exp(V_GS_idx/d3)-1)+d2*(exp(V_GS_idx/d4)-1));
I_GS_clamped=factor*(d1*(exp(10/d3)-1)+d2*(exp(10/d4)-1));
I_GS(~idx)=I_GS_clamped;
end

V_GS_vals=linspace(0,7,50);
V_DS_vals=linspace(0,100,1000);
I_D_vals=zeros(length(V_GS_vals),length(V_DS_vals));
Temp=25;
for i=1:length(V_GS_vals)
V_GS=V_GS_vals(i);
for j=1:length(V_DS_vals)
V_DS=V_DS_vals(j);
I_D_vals(i,j)=drain_current(V_GS,V_DS,params,Temp);
end
end

V_GS_caps=linspace(-5,7,200);
C_GS_vals_caps=zeros(size(V_GS_caps));
I_GS_vals=zeros(size(V_GS_caps));
for k=1:length(V_GS_caps)
V_GS=V_GS_caps(k);
C_GS_vals_caps(k)=gate_source_capacitance(V_GS,params);
I_GS_vals(k)=gate_source_leakage_current(V_GS,params);
end

[V_DS_grid,V_GS_grid]=meshgrid(V_DS_vals,V_GS_vals);
figure;
surf(V_DS_grid,V_GS_grid,I_D_vals,'EdgeColor','none');

```

```

xlabel('V_{DS} (B)');
ylabel('V_{GS} (B)');
zlabel('I_D (A)');
title('Струм стоку I_D від напруги стік-витік V_{DS}, затвор-витік V_{GS} при T = 25°C','FontSize',10);
colorbar;
view(45,30);
selected_V_GS=[2,3,4,5,6];
figure;
hold on;
for V_GS_sel=selected_V_GS
[~,idx]=min(abs(V_GS_vals-V_GS_sel));
plot(V_DS_vals,I_D_vals(idx,:), 'DisplayName',sprintf('V_{GS} = %.1f V',V_GS_sel),'LineWidth',2);
end
xlabel('V_{DS} (B)');
ylabel('I_D (A)');
title('Струм стоку I_D від напруги стік-витік V_{DS}, затвор-витік V_{GS} при T = 25°C','FontSize',10);
legend('Location','best');
grid on;
xlim([0 3]);
hold off;
figure;
plot(V_GS_caps,C_GS_vals_caps,'LineWidth',2);
xlabel('V_{GS} (B)');
ylabel('C_{GS} (Ф)');
title('Залежність ємності затвор-витік C_{GS} від напруги затвор-витік V_{GS}','FontSize',8);
grid on;
figure;
semilogy(V_GS_caps,abs(I_GS_vals),'LineWidth',2);
xlabel('V_{GS} (B)');
ylabel('|I_{GS}| (A)');
title('Залежність струму витіку затвору I_{GS} від напруги затвор-витік V_{GS}','FontSize',8);
grid on;
V_GS_IdVgs=linspace(0.5,5,200);
V_DS_fixed_IdVgs=3;
Temps=[25,125];
I_D_Vgs=zeros(length(Temps),length(V_GS_IdVgs));
for t=1:length(Temps)
Temp=Temps(t);
for k=1:length(V_GS_IdVgs)
V_GS=V_GS_IdVgs(k);
V_DS=V_DS_fixed_IdVgs;

```

```

I_D_Vgs(t,k)=drain_current(V_GS,V_DS,params,Temp);
end
end
figure;
hold on;
colors=['b','r'];
for t=1:length(Temps)
plot(V_GS_IdVgs,I_D_Vgs(t,:), 'Color',colors(t), 'DisplayName',sprintf('T = %d°C',Temps(t)), 'LineWidth',2);
end
xlabel('V_{GS} (B)');
ylabel('I_D (A)');
title(sprintf('Залежність струму стоку I_D від напруги затвор-витік V_{GS} при напрузі стік-витік V_{DS} = %.1f B',V_DS_fixed_IdVgs), 'FontSize',8);
legend('Location','best');
grid on;
hold off;
V_GD_vals=linspace(-5,100,500);
C_GD_vals=zeros(size(V_GD_vals));
for k=1:length(V_GD_vals)
V_GD=V_GD_vals(k);
C_GD_vals(k)=gate_drain_capacitance(V_GD,params);
end
figure;
plot(V_GD_vals,C_GD_vals,'LineWidth',2);
xlabel('V_{GD} (B)');
ylabel('C_{GD} (Ф)');
title('Залежність ємності затвор-стік C_{GD} від напруги затвор-стік V_{GD}', 'FontSize',8);
grid on;
V_SD_vals=linspace(0,100,500);
C_DS_vals=zeros(size(V_SD_vals));
for k=1:length(V_SD_vals)
V_SD=V_SD_vals(k);
C_DS_vals(k)=source_drain_capacitance(V_SD,params);
end
figure;
plot(V_SD_vals,C_DS_vals,'LineWidth',2);
xlabel('V_{SD} (B)');
ylabel('C_{DS} (Ф)');
title('Залежність ємності витік-стік C_{DS} від напруги витік-стік V_{SD}', 'FontSize',8);
grid on;
V_DS_vals=linspace(0,100,1000);
V_GS_fixed=0;

```

```

C_GS_vs_VDS_vals=zeros(size(V_DS_vals));
C_GD_vs_VDS_vals=zeros(size(V_DS_vals));
C_DS_vs_VDS_vals=zeros(size(V_DS_vals));
for idx=1:length(V_DS_vals)
V_DS=V_DS_vals(idx);
V_GS=V_GS_fixed;
V_GD=V_GS-V_DS;
V_SD=-V_DS;
C_GS_vs_VDS_vals(idx)=gate_source_capacitance(V_GS,params);
C_GD_vs_VDS_vals(idx)=gate_drain_capacitance(V_GD,params);
C_DS_vs_VDS_vals(idx)=source_drain_capacitance(V_SD,params);
end
C_ISS_vals=C_GS_vs_VDS_vals+C_GD_vs_VDS_vals;
C_RSS_vals=C_GD_vs_VDS_vals;
C_OSS_vals=C_GD_vs_VDS_vals+C_DS_vs_VDS_vals;
C_ISS_vals_pF=C_ISS_vals*1e12;
C_RSS_vals_pF=C_RSS_vals*1e12;
C_OSS_vals_pF=C_OSS_vals*1e12;
figure;
semilogy(V_DS_vals,C_ISS_vals_pF,'b-','LineWidth',2);
hold on;
semilogy(V_DS_vals,C_RSS_vals_pF,'--','Color',[1,0.5,0],'LineWidth',2);
semilogy(V_DS_vals,C_OSS_vals_pF,'g-','LineWidth',2);
hold off;
xlabel('V_{DS} (B)');
ylabel('Ємність (pF)');
title('Залежність типових ємностей транзистора від прикладеної напруги стік-витік V_{DS}','FontSize',8);
legend('C_{ISS}','C_{RSS}','C_{OSS}','Location','best');
grid on;

```

## ДОДАТОК В

Запропонована комп'ютерна модель розрахунку та апроксимації ККД енергоперетворювача:

```

% --- Begin MATLAB code -----
clear; clc; close all;
Rds= 1.4e-3;
Rg_int= 0.5;
Rg_ext= 2;

```

```

Rg_pu = 0.7;
Rind = 4.15e-3;
Resr1 = 7.5e-4;
Resr2 = 3e-3;
Vbus = 24;
Vout = 12;
Lout = 10e-6;
fsw= 1e6;
Vsd= 1.5;
Qgs= 23e-9;
Qoss = 85e-9;
Vgs_th= 1.3;
Vpl= 2.1;
Vdrv_on = 5;
Vdrv_off= 0;
tdt= 18e-9;
Coss0v= 3200e-12;
CossVbus = 1300e-12;
Id_spec = 50;
gfs= 102;
Crcc = 7e-12;
Qgs_th= (Qgs / Vpl) * Vgs_th;
Qgs_spec = Qgs - Qgs_th;
D = Vout / Vbus;
loadPercents = 10:100;
num_points= length(loadPercents);
I_max = 15;
efficiency= zeros(1, num_points);
for idx = 1:num_points
loadPct = loadPercents(idx);
Iout = (loadPct / 100) * I_max;
Iripple = (Vbus - Vout)*D / (fsw*Lout);
IL_on= Iout - 0.5*Iripple;
IL_off = Iout + 0.5*Iripple;
Qgs2 = Qgs_spec * IL_off / Id_spec;
PcondQ1 = (Iout^2 + (Iripple^2)/12) * (D - tdt*fsw) * Rds;
PcondQ2 = (Iout^2 + (Iripple^2)/12) * ((1 - D) - tdt*fsw) * Rds;
Poss = fsw * Vbus * Qoss;
Poss_sd = 2*fsw*0.5*(CossVbus + Coss0v)* Vsd^2;
tcr = Qgs2 * (Rg_int + Rg_ext + Rg_pu) / (Vdrv_on - (Vgs_th + Vpl)/2);
tvf = ((2 * Qoss)/(Vdrv_on - Vpl)) * ((1/gfs) + 2*(Rg_int+Rg_ext+Rg_pu)*Crcc/(Coss0v+CossVbus));

```



```

tcf = 2*Qgs2 * (Rg_int + Rg_ext + Rg_pu) / ((Vgs_th + Vpl)/2 - Vdrv_off);
tvr = 2*Qoss/IL_off - (tcf/2);
dvcf = 0.5*tcf*IL_off/(Coss0v + CossVbus);
Pon_overlap = fsw*0.5*Vbus*IL_on*(tcr + tvf);
Poff_overlap = fsw*(1/6)*tcf*IL_off*dvcf;
ton_sr = Qgs_th*(Rg_int + Rg_ext + Rg_pu)/(Vdrv_on - (Vgs_th + Vpl)/2);
toff_sr = 2*Qgs_th*(Rg_int + Rg_ext + Rg_pu)/(Vgs_th - Vdrv_off);
tsd1 = tdt - tcf - tvr - 0.5*ton_sr;
tsd2 = tdt - tvf - 0.5*tcr - 0.5*toff_sr;
Psd = ((IL_off*Vsd*tsd1) + (IL_on*Vsd*tsd2)) * fsw;
Pg_Q1 = Qgs*(Vdrv_on - Vdrv_off)*fsw;
Pg_Q2 = Qgs*(Vdrv_on - Vdrv_off)*fsw;
PL_winding = Rind*Iout^2*(1 + (1/12)*(Iripple/Iout)^2);
Pcin = Resr1*Iout^2*D*(1 - D);
Pcout = Resr2*(1/12)*Iripple^2;
Pq1 = PcondQ1 + Poss + Pon_overlap + Poff_overlap + Pg_Q1;
Pq2 = PcondQ2 + Poss_sd + Psd + Pg_Q2;
Ppassive = PL_winding + Pcin + Pcout;
Ptot = Pq1 + Pq2 + Ppassive;
if Iout > 0
    Pout = Iout * Vout;
    efficiency(idx) = 100 * (Pout / (Pout + Ptot));
else
    efficiency(idx) = 0;
end
end
figure;
plot(loadPercents, efficiency, 'LineWidth', 2);
grid on;
xlabel('Навантаження [%]');
ylabel('КПД [%]');
title('Залежність КПД перетворювача від навантаження');
disp('Load% Iout [A] Efficiency [%]');
for iTest = [10, 25, 50, 75, 100]
    idxMatch = find(loadPercents == iTest);
    if ~isempty(idxMatch)
        fprintf('%8d%8.2f %8.2f\n', ...
            iTest, (iTest/100)*I_max, efficiency(idxMatch));
    end
end
Iout_vec = (loadPercents/100)*I_max;% in Amps

```

```

eff_vec = efficiency; % in %
fitModel = fitype('L*(1 - exp(-k*x)) + C', ...
'independent','x','coefficients',{'L','k','C'});
initGuess = [30, 0.2, 50]; % [L, k, C]
options = fitoptions('Method','NonlinearLeastSquares',...
'Startpoint', initGuess);
xData = Iout_vec(:);
yData = eff_vec(:);
[curveResult, gof] = fit(xData, yData, fitModel, options);
disp('--- Fit results ---');
disp(curveResult);% shows L, k, C
disp(gof); % goodness-of-fit metrics
yFit= curveResult(xData);
residuals = yData - yFit;
rmse_val = sqrt(mean(residuals.^2));
mae_val= mean(abs(residuals));
relErrors = (yData - yFit)./ yData; % now dimensionless
mape_val = mean(abs(relErrors)) * 100;% in %
rmspe_val = sqrt(mean(relErrors.^2)) * 100; % in %
fprintf('--- Deviation from curve ---\n');
fprintf('RMSE = %.4f%%\n', rmse_val);
fprintf('MAE = %.4f%%\n', mae_val);
fprintf('--- RMSPE, MAE ---\n');
fprintf('MAPE = %.4f%%\n', mape_val);
fprintf('RMSPE = %.4f%%\n', rmspe_val);
figure;
plot(xData, yData, 'bo','MarkerSize',5, 'DisplayName','Точки розрахунку');
hold on;
xFine = linspace(min(xData), max(xData), 200);
yFine = curveResult(xFine);
plot(xFine, yFine, 'r-','LineWidth',2, 'DisplayName','Апроксимація');
grid on;
xlabel('Струм навантаження [A]');
ylabel('КПД [%]');
title('Апроксимація залежності КПД від навантаження кривою виду  $L*(1 - e^{-k x}) + C$ ', FontSize=8);
legend('Location','best');

```