УДК 621.3.049

РОЗРАХУНОК СХЕМИ ЕЛЕКТРОННОГО НАВАНТАЖЕННЯ ДЛЯ ТЕСТУВАННЯ НИЗЬКОВОЛЬТНИХ ДЖЕРЕЛ

ЗАЙЦЕВ Р.В. д.т.н., с.н.с., завідувач кафедри мікро- та наноелектронікиНаціонального технічного університету «Харківський політехнічний інститут», Харків, Україна, e-mail: roman.zaitsev@khpi.edu.ua;

КІРІЧЕНКО М.В. к.т.н., с.н.с., доцент кафедри мікро- та наноелектронікиНаціонального технічного університету «Харківський політехнічний інститут», Харків, Україна, e-mail: mykhailo.kirichenko@khpi.edu.ua;

МІНАКОВА К.О. к.ф.-м.н., доц., доцент кафедри фізикиНаціонального технічного університету «Харківський політехнічний інститут», Харків, Україна, e-mail: kseniia.minakova@khpi.edu.ua;

ТОМАШЕВСЬКИЙ Р.С. д.т.н., проф., директор навчально-наукового інституту енергетики, електроніки та електромеханікиНаціонального технічного університету «Харківський політехнічний інститут», Харків, Україна, e-mail: roman.tomashevskyi@khpi.edu.ua;

НІКІТІН В.О. науковий співробітник кафедри мікро- та наноелектронікиНаціонального технічного університету «Харківський політехнічний інститут», Харків, Україна, e-mail: bicmop@ukr.net;

ХАРЧЕНКО М.М. науковий співробітник кафедри мікро- та наноелектронікиНаціонального технічного університету «Харківський політехнічний інститут», Харків, Україна, e-mail: hnm@ukr.net

Метароботи. *Впровадження електронного навантаження для випробування високоточних низьковольтних джерел (сонячних батарей) вимагає ретельного перегляду не тільки схемотехнічної конструкції, а й теплотехнічної та механічної конструкції. У статті розглядається принцип створення та розрахунку оптимального рішення для реалізації електронного навантаження.*

Методологія.*Для досягнення мети використовуються методи аналіза сучасної електронної бази, розрахунки основних фізичних та електричних параметрів та їх моделювання.*

Висновки. *На основі розглянутих фізико-схемних рішень для реалізації електронного блоку навантаження була розроблена відповідна електрична схема. Транзистори керуються чотирма уніполярними операційними підсилювачами, інтегрованими в мікросхему LM324. Управління електронним блоком навантаження реалізується шляхом управління напругою на клемах позитивного зворотного зв'язку, яка додатково стабілізується мікросхемою TL431. Пристрій живиться від джерела постійного стабілізованого струму напругою 12 В (забезпечує додаткову фільтрацію від коливань напруги).*

Оригінальність. *Сучасні досягнення у розробці сонячних елементів та інших низьковольтних джерел енергії призвели до необхідності створення компактних та експресних систем їх тестування, котрі не можна реалізувати на існуючих рішеннях.*

Практичне значення.*Дотримання показань і принципів, які викладені в цій статті, забезпечить навантаженню можливість працювати на великій потужності, і при цьому зберегти хороші характеристики і надійність.Розроблена схема дозволяє створити компасний пристрій експресного тестування сонячних батарей.*

Ключові слова: електронне навантаження; MOSFET; сонячні елементи; системи тестування; автоматизація.

I. ВСТУП

Впровадження електронного навантаження для випробування сильнострумних низьковольтних джерел (сонячних елементів) вимагає ретельного розгляду не тільки конструкції схеми, але також теплової та механічної конструкції [1]. Дотримання вказівок та принципів, викладених у цій статті, забезпечить навантаженню можливість працювати з великою потужністю, зберігаючи при цьому оптимальні характеристики та надійність.

II. АНАЛІЗ ЗАГАЛЬНИХ РІШЕНЬ ЕЛЕКТРОННИХ НАВАНТАЖЕНЬ

Електронні навантаження, котрі наявні на ринку, поєднують чудову точність зі складними інтерфейса-

© Зайцев Р.В., Кіріченко М.В., Мінакова К.О., Томашевський Р.С., Нікітін В.О., Харченко М.М., 2022
DOI 10.15588/1607-6761-2022-2-4

ми управління і, як правило, здатні працювати з дуже високим струмом при великій потужності [1]. Зазвичай доступні різні моделі, кожна з яких відповідає різному діапазону напруги, потужності та струму (наприклад прилади Chroma, рис. 1) [2]. З рисунку видно, що найнижчий досяжний опір становить близько 5 мОм, а струм може сягати 80 А.

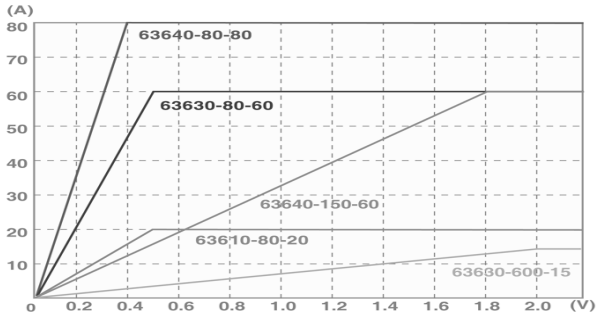

Рисунок 1. Характеристики напруги и струму навантажень серії Chroma 63600 [2]

Однак, незважаючи на ці технічні характеристики, загальна ефективність масиву навантажень принципово обмежена його електричним підключенням до випробовуваного джерела живлення. За вимогами для підключення використовуються мідні та алюмінієві провідники поперечним перерізом 40 см^2 або більше і ця довжина підключення накладає значні резистивні втрати між випробовуваним джерелом живлення та модулями навантаження. Цей додатковий опір впливає на напругу навантаження, а паразитна індуктивність L_p в провідниках обмежує максимальну швидкість перехідних процесів (dI/dt) [2]:

$$\frac{dI}{dt_{\max}} \le \frac{V_d}{L_p} \qquad (1)$$

Також, для тестування більш потужних джерел живлення, можна поєднувати паралельно кілька зазначених модулів навантаження (можна досягти ефективного опору нижче 2,7 мОм). Поряд із цим, чим більше індивідуальних навантажень, які поєднуються паралельно, тим більшою стає установка, і, відповідно, більше шин опору та індуктивних втрат на шині з'єднання. Очевидно, що для досягнення найвищої швидкості перехідних процесів та найнижчого загального опору потрібне більш спеціалізоване рішення електронного навантаження.

III. МЕТА РОБОТИ

Впровадження електронного навантаження для випробування високоточних низьковольтних джерел (сонячних батарей) вимагає ретельного перегляду не тільки схемотехнічної конструкції, а й теплотехнічної та механічної конструкції. У статті розглядається принцип створення та розрахунку оптимального рішення для реалізації електронного навантаження.

IV. СХЕМА РЕАЛІЗАЦІЇ ЕЛЕКТРОННОГО НАВАНТАЖЕННЯ

Щоб імітувати поведінку напівпровідникового приладу [3], що живиться, нам потрібне електронне навантаження з наступними характеристиками:

- якомога більша швидкість наростання струму навантаження (dI/dt) (в кращому випадку швидкість наростання також регулюється);
- регульований струм навантаження;
- висока потужність розсіювання, як пікова, так і безперервна;
- можливість контролювати струм навантаження з високою точністю та широкою смугою пропускання.

Щоб перевіряти джерела живлення низької напруги на дуже високих рівнях струму (наприклад, сонячні модулі), електронне навантаження повинно мати наднизький мінімальний опір. Нарешті, електронне навантаження повинно бути спроектоване для підключення до випробовуваного джерела з мінімальним опором та індуктивністю, інакше загальна ефективність буде обмежена самим з'єднанням.

Найпростішим навантаженням, яке можна запропонувати, є силовий резистор. Якщо його розмір та охолодження правильні, він може задовольнити вимогу до великої потужності, що розсіюється, а струм можна контролювати безпосередньо (вимірюючи напругу на відомому опорі). Послідовне додавання комутатора дає змогу генерувати перехідне навантаження. Однак навантаження буде або повністю ввімкнено, або повністю вимкнено, і сила струму буде залежати від напруги, що випробовується. Швидкість зміни струму не контролюється і не регулюється. Очевидно, що це не гнучке рішення, яке можна адаптувати до широкого кола вимог до тестування.

Для забезпечення змінного навантаження та регульованої швидкості зниження струму (швидкості, з якою струм навантаження зростає та падає), необхідно побудувати активну схему на основі операційного підсилювача. Топологія цієї схеми показана на рисунку 2. Операційний підсилювач приводить в дію затвор силового MOSFET транзистору для встановлення керованої напруги на сенсорному резисторі [4]. Це призводить до контрольованого струму навантаження, який протікає від стоку до джерела MOSFET і через сенсорний резистор до землі. Потужність MOSFET додає посилення струму, але не додає посилення напруги, оскільки він працює як підсилювач струму (source-follower) [5].

Ця схема може бути реалізована з n-канальним MOSFET із сенсорним резистором на нижній стороні або з p-канальним MOSFET із сенсорним резистором на верхній стороні. У будь-якому випадку, сенсорний резистор додає негативного зворотного зв'язку, оскільки він підключений до джерела MOSFET, віднімаючи напругу від напруги затвору при збільшенні

струму, і навпаки, додаючи напругу затвора при зменшенні струму, що сприяє стабільності.

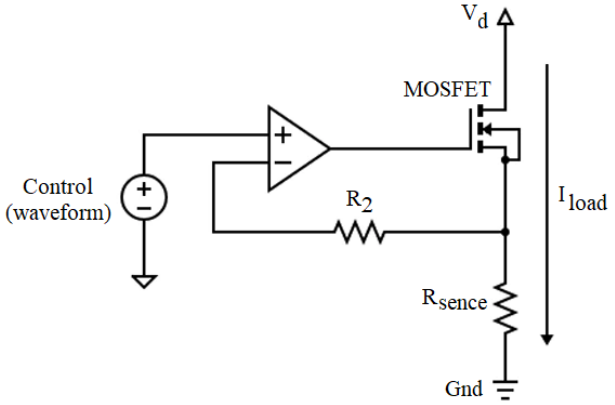

Рисунок 2. Базова схема керованого електронного навантаження

Практична реалізація активної схеми електронного навантаження з n-канальним MOSFET показана на рисунку 3. Ця схема є поєднанням простого навантаження з рис. 2 і диференціального підсилювача. Ця топологія покращує точність, враховуючи динамічні та статичні різниці в потенціалі землі між вхідним сигналом (SGND) і нижньою стороною сенсорного резистора (GND).

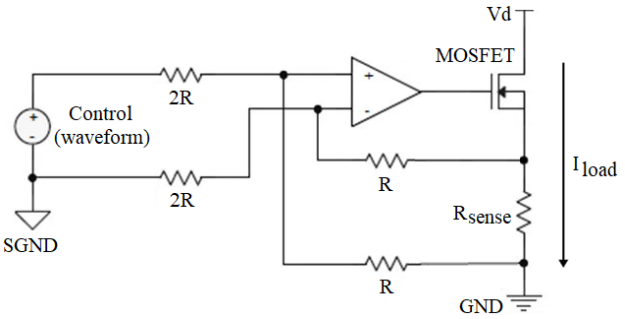

Рисунок 3. Деталізована схема електронного навантаження

Струм навантаження, за запропонованою схемою, пропорційний напрузі та формі керуючого сигналу, при цьому коефіцієнт підсилення встановлюється відношенням вхідних опорів та опорів зворотного зв'язку.

Активна схема електронного навантаження має багато переваг у порівнянні з простим комутованим опором. На відміну від простого опору, активний опір може генерувати змінний струм навантаження від нуля до максимального струму. Крім того, оскільки струм навантаження управляється операційним підсилювачем у замкнутому циклі, струм точно відстежує сигнал управління. Отже, активне електронне навантаження може дозволити контролювати швидкість зниження струму. Нарешті, оскільки в схемі є резистивний елемент із фіксованою величиною, точне вимірювання струму навантаження високою смугою пропускання є відносно простим.

На рисунку 4 наведено один із варіантів додавання другого підсилювача для точного вимірювання струму навантаження. У цьому випадку він сконфігурований як підсилювач провідності, що дозволяє легко підсумовувати сигнали вимірювання струму з декількох схем електронного навантаження.

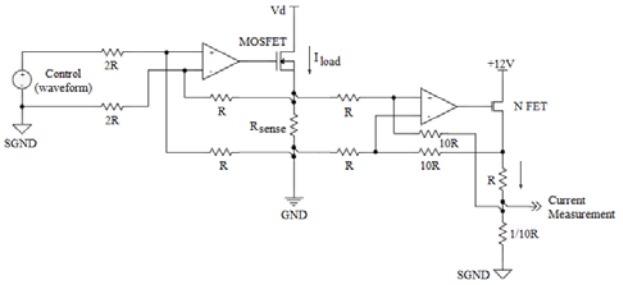

Рисунок 4. Вирім струму за рахунок додаткового підсилювача

V. ВИБІР КОМПОНЕНТІВ ТА ЇХ РОЗРАХУНОК

Вибір MOSFET-транзистора. Силовий транзистор повинен бути обраний для забезпечення швидкої реакції, одночасно витримуючи велику потужність розсіювання. Необхідно враховувати кілька електричних та теплових характеристик:

Заряд затвору. Щоб модулювати струм, що протікає через MOSFET, з високою стабільністю та високою пропускною здатністю, операційний підсилювач повинен мати можливість швидко змінювати напругу від затвора до джерела. MOSFET з високою ємністю затвор-джерело та затвор-злив (C_{GS} та C_{GD}, відповідно) вимагатиме більшого струму керування для досягнення бажаної швидкості наростання. Тому важливо вибрати транзистор з низьким показником FOM та, відповідно, низькою паразитарною ємністю. Для багатьох MOSFET загальний заряд Q_G є хорошою метрикою, і порівняння між MOSFET може бути здійснено швидко, використовуючи лише цей параметр.

Напруга сток-джерело. Напруга сток-джерело (V_{DS}) повинна бути достатньо високою, щоб протистояти напрузі випробовуваного джерела живлення, включаючи будь-які перехідні стрибки або перевищення напруги. Більшість MOSFET -транзисторів розраховані на 12 В, 25 В, 30 В або навіть вище, тому вибір транзистора, придатного для тестування джерел низької та середньої напруги, не становить труднощів. Загалом, MOSFET слід вибирати з напругою V_{DS}, яка становить щонайменше 125% напруги, що вимірюється. Більш висока V_{DS} в транзисторі такого ж розміру негативно вплине на інші робочі характеристики, тому обирають пристрій з найнижчим допустимим значенням V_{DS}.

Струм стоку. Номінальний струм сток-джерело I_D повинен бути достатнім для передачі необхідного

струму навантаження. Якщо необхідно оперувати високими струмами, то можливе використання масиву паралельних схем навантаження, що полегшує розсіювання потужності та підвищує максимальний I_D. Іншими словами, якщо використовується масив із N рівних навантажень активного струму, струм через кожний MOSFET-транзистор є сумарним струмом навантаження, поділеним на N. При цьому один операційний підсилювач може управляти декількома MOSFET паралельно, за умови, що кожен MOSFET підключений до незалежного сенсорного резистора на вихідному терміналі. Ця схема гарантує, що загальний струм розподіляється рівномірно між MOSFET-транзисторами через описану раніше характеристику негативного зворотного зв'язку джерела-послідовника.

Під час керування двома або більше MOSFET-транзисторами, як правило, необхідно додавати невеликі опори послідовно з затворами MOSFET, щоб запобігти коливанню. Конфігурація операційного підсилювача додатково розширюється, включаючи підсумовування шляхом дублювання зворотного зв'язку та опорів вхідного дільника в кожний вхід схеми.

Теплова потужність навантаження. Найважливішою характеристикою MOSFET, що використовується в електронному навантаженні, є його здатність розсіювати відпрацьоване тепло. Загальна потужність навантаження (P_L), очевидно, є добутком струму навантаження та випробовуваної напруги:

$$P_L = I_{load} \cdot V_d$$

Якщо паралельно працюють кілька ланцюгів навантаження, кожен ланцюг проводить струм I_{load}/N, і загальна потужність навантаження розподіляється більш-менш рівномірно між транзисторами.

Частина цієї потужності розсіюється в на сенсорних резисторах (P_R) і ця частина змінюється як квадрат струму навантаження:

$$P_R = \left(I_{load} / N\right)^2 \cdot R_{sense}$$

Залишок потужності розсіюється в MOSFET-транзисторі (P_M):

$$P_L = \left(P_M + P_R\right) \cdot N$$

$$P_M = P_L / N - P_R$$

$$P_M = \left(I_{load} \cdot V_d\right) / N - \left(I_{load} / N\right)^2 \cdot R_{sense}$$

Здатність MOSFET розсіювати тепло узагальнюється двома ключовими параметрами: тепловим опором переходу до корпусу Θ_{JC} та стаціонарним розсіюванням потужності P_D. З цих двох значення Θ_{JC} є найбільш корисним, оскільки воно вказує на найнижче можливе підвищення температури переходу MOSFET як функцію потужності, виключаючи всі впливи зовнішнього середовища [6, 7].

Хоча характеристики MOSFET, надані виробником, також надають значення теплового опору до навколишнього середовища Θ_{CA}, це значення визначається стандартним розміром друкованої плати та конструкцією. Електронне навантаження великої потужності зазвичай проектується для максимального розсіювання тепла зі значно нижчим тепловим опором ніж типові значення теплового опору Θ_{JA} у вільному повітрі, що містяться в характеристиках MOSFET, наданих виробником. Іншими словами, оскільки для електронного навантаження великої потужності потрібен радіатор, який значно відрізняється від стандартної тестової плати Θ_{JA}, значення Θ_{JC} є найбільш корисним.

На додаток до характеристик термічного опору корпусу транзистора також слід враховувати максимальну температуру p-nпереходу кремнію T_{Jmax}. Більшість потужних транзисторів MOSFET розраховані на T_{Jmax} від 150 °C до 175 °C [8]. Електронне навантаження повинно бути спроектоване таким чином, щоб добуток потужності MOSFET P_M та тепловий опір корпусу транзистора в поєднанні з максимальною температурою корпусу T_{MB} не перевищував T_{Jmax}:

$$P_M = \left(T_{j\max} - T_{MB}\right) / Q_{JC}$$

Залежно від вибору параметрів, це співвідношення дає або максимально допустиму стабільну потужність для MOSFET, або максимально допустиму температуру радіатора при бажаній максимальній потужності.

Безпечний діапазон робочих параметрів MOSFET. Таблиця потужності MOSFET зазвичай включає графік безпечної робочої зони (safe-operating-area) (SOA). Цей графік показує постійну імпульсну потужність MOSFET. Графік SOA, наприклад, для PSM2R0 показаний на рисунку 5.

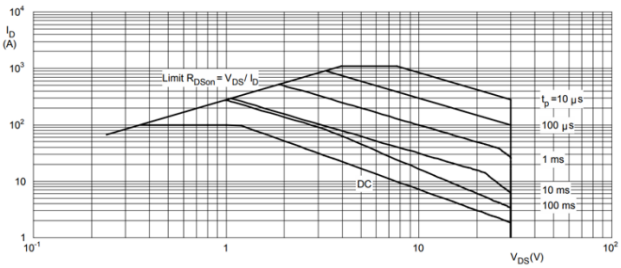

Рисунок 5. Графік безпечної робочої зони для MOSFET-транзистора PSMN2R0, TC = 25 °C

Графік SOA формується для фіксованої температури, додаткові криві показують зростання пікової потужності для більш короткої тривалості імпульсів [9]. Варто зазначити, що криві на графіку SOA, як правило, є лініями постійної потужності (постійний добуток $I_{DS} \times V_{DS}$). Здатність MOSFET обробляти набагато більшу потужність при коротких імпульсах дуже корисна для електронного навантаження, яке призначене для перевірки перехідних процесів.

Важливо розробити електронне навантаження

таким чином, щоб MOSFET не працював вище своєї кривої SOA для будь-якої передбачуваної ширини імпульсу. Робочі точки повинні бути розташовані на ділянці SOA, щоб забезпечити безпечну роботу конструкції. Деякі транзистори MOSFET оптимізовані для роботи в лінійній області і спеціально розроблені для того, щоб мати більшу площу під кривою SOA, також є MOSFET, оптимізовані для режимів швидкого включення.

Перехідний тепловий опір. Параметри MOSFET також включають графік перехідного теплового імпедансу, характерний графік, наприклад для PSMN2R0, показаний на рисунку 6. Імпульсний перехідний тепловий імпеданс MOSFET значно нижче, ніж стаціонарний тепловий імпеданс через теплоємність корпусу пристрою, свинцеву основу та матеріали корпусу.

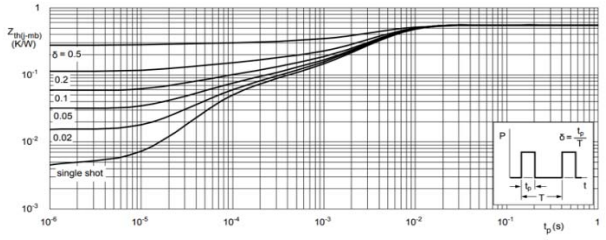

Рисунок 6. Діаграма перехідного теплового опору для силового MOSFETPSMN2R0.

На відміну від графіку SOA, графік перехідного теплового імпедансу не є функцією певного значення T_{MB}. Це робить його дуже корисним для визначення підвищення температури переходу MOSFET вище T_{MB} для будь-якої заданої ширини імпульсу струму та робочого циклу. Коли робочий цикл наближається до 100%, а ширина імпульсу наближається до постійного струму, графік перехідного теплового імпедансу збігається зі значенням стаціонарного стану теплового імпедансу переходу до корпусу Θ_{JC}. Наприклад, використовуючи рисунок 4, можна бачити, що MOSFET пропустить імпульс потужністю 200 Вт, який триває не більше 100 мкс при тривалості робочого циклу 10% (іншими словами, імпульс 100 мкс, що повторюється на частоті 1 кГц), ефективний тепловий імпеданс при такому перехідному процесі становить лише 0,075 °C/Вт, в порівнянні зі стійким значенням Θ_{JC} = 0,45 °C/Вт. Добуток цього перехідного теплового імпедансу та величини імпульсу 200 Вт дає прогнозований приріст T_J приблизно на 200 Вт × 0,075 °C/Вт = 15 °C.

Вибір сенсорного резистора. Тепловідвід. Як і силовий MOSFET, сенсорний резистор в активній схемі електронного навантаження також розсіює значну частку загальної потужності навантаження. Важливо вибрати чутливий резистор, який може не тільки проводити струм навантаження кожної паралельної гілки, але й швидко передавати відпрацьоване тепло до друкованої плати та радіатора.

Такий резистор повинен мати такі механічні характеристики:

- велика площа контакту з друкованою платою для тепловідведення;
- корпус з низьким тепловим опором, який можна поєднати з охолодженням (радіатором);
- резистивний елемент та матеріали корпусу, які витримують високі робочі температури.

Перша характеристика надає перевагу компонентам для поверхневого монтажу, оскільки провідники резисторів електрично з'єднуються з друкованою платою лише на двох наскрізних отворах. Провідники також мають значний резистивний та індуктивний опір для струму навантаження. Також більшість корпусів є складними для термічного з'єднання з друкованою платою та радіатором для ефективного охолодження. SMD резистори мають дві ключові переваги: вони припаяні до широких накладок на друкованій платі і зазвичай мають тонкий плаский корпус, що дозволяє легко встановити ефективний тепловий зв’язок з радіатором.

Матеріали корпусу також важливі для теплових характеристик. Резистор, виготовлений у пластику, має перевагу в тому, що він електрично ізольований від радіатора. Однак інкапсуляція, як правило, має більш високий тепловий опір, ніж сам елемент, тому некапсульовані пристрої можуть досягти нижчого загального теплового опору.

Низька паразитна індуктивність. Паразитна індуктивність в сенсорному елементі безпосередньо обмежує максимальну швидкість наростання струму, яку можна досягти при електронному навантаженні (1), оскільки струм не може зростати швидше, ніж дозволяє індуктивність [10]. Крім того, при великих швидкостях зростання струму паразитна індуктивність знижує напругу на сенсорному елементі, що призводить до відхилення від дійсного струму навантаження. Натомість перехідна напруга на резисторі є сумою резистивної напруги та індуктивної напруги:

$$I_{sense} = \left(V_{sense} / R_{sense}\right) \cdot \left(1 - e^{-\tau/t}\right)$$

$$V_{sense} = \left(I_{sense} \cdot R_{sense}\right) / \left(1 - e^{-\tau/t}\right)$$

$$\tau = L_{sense} / R_{sense}$$

Схема підсилювача електронного навантаження не може відрізнити індуктивну частину сигналу від резистивної частини, тому фактичний струм навантаження зростає повільніше, ніж сигнал напруги на сенсорному резисторі (рис. 7).

На рисунку 7 ідеальний струм - це напруга на сенсорному резисторі, яка регулюється до постійного значення операційним підсилювачем у схемі навантаження, реагуючи на крок вхідної керуючої напруги. Реальний струм відстає від напруги сенсорного резистора з постійною часу τ ≈ 200 нс. Фактичний струм узгоджується з керуючим сигналом лише після того,

як пройде приблизно 5 × τ = 1 мкс, що робить схему неефективною для генерації швидких перехідних процесів навантаження.

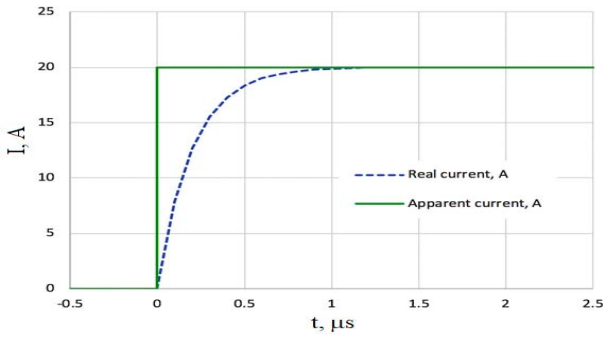

Рисунок 7. Перехідна характеристика резистора (5 мОм з індуктивністю 1 нГн)

Це відставання представляє проблему як для електронного навантаження, так і для ланцюгів вимірювання струму - обидва повинні бути компенсовані на величину цієї постійної часу. Індуктивний сигнал можна нівелювати, застосувавши до сигналу однополюсний фільтр низьких частот. Фільтр може бути реалізовано як RC-фільтр на сенсорному резисторі. Фільтр слід вибирати таким чином, щоб постійна часу відповідала сенсорному резистору:

$$\tau = R_{filter} \cdot C_{filter} = L_{sense} / R_{sense}$$

Якщо фільтр додається через сенсорний резистор, потрібно врахувати, щоб коефіцієнт постійного струму операційного підсилювача не змінювався.

Щоб полегшити проблему до її виникнення, обирають чутливий резистор з низькою індуктивністю. Короткий, широкий і тонкий резистивний елемент матиме нижчу індуктивність, ніж довгий і тонкий або спіральний.

Точність сенсорного резистора. Хоча це не є критичним для випробувань перехідних процесів навантаження, абсолютна точність електронного навантаження надзвичайно важлива, якщо виміряний струм буде використовуватися для розрахунку ефективності джерела живлення, що тестується [11]. Електронне навантаження ніколи не може бути точнішим, ніж сам сенсорний резистор, тому важливо вибрати сенсорний резистор з високою точністю.

Оскільки сенсорний резистор також буде розсіювати потужність, температурний коефіцієнт опору (TCR) відіграє значну роль у точності навантаження в широкому діапазоні потужності. У міру нагрівання резистора його опірR_T також збільшується, як правило, прямопропорційно температуріT:

$$R_T = R_{nom} \cdot \left(1 + \left(T - 25^o C\right) \cdot TCR\right)$$

Багато промислових сенсорних резисторів мають значення TCR на рівні 50 ppm/°C або нижче. Це еквівалентно зміні опору всього на 0,5% при підвищенні температури на 100 °C [12]. Якщо потрібна більша точність, до електронного навантаження можна додати схему вимірювання температури. Потім поточні вимірювання можуть бути скориговані після збору даних на основі значення TCR та температури елемента на момент вимірювання.

Сенсорний резистор з окремим спеціальним підключенням живлення та сенсора також допомагає підвищити точність. Розділення з'єднання на ланцюг сильного струму та ланцюг низького струму дозволяє виключити додаток до струму за рахунок вимірювального кола. Таке з’єднання зазвичай називають з'єднанням Кельвіна, або чотиризондовим з’єднанням. Багато сенсорних резисторів виготовлено таким чином, особливо коли резистор розрахований на високий струм і низький опір.

Максимальний струм. Максимальна сила струму електронного навантаження - це проста функція напруги випробовуваного джерела живлення та комбінованого опору всіх MOSFET та сенсорних резисторів, при цьому MOSFET повністю відкриті. Щоб запобігти насиченню підсилювача при найвищому струмі навантаження, конструкція повинна мати загальний послідовний опір, який істотно нижче досліджуваної напруги розділеної на максимальний струм:

$$R_{load,\min} = \left(R_{DS} + R_{sense}\right) / N$$

$$R_{load,\min} = V_{d,\min} / I_{load,\max}$$

Це дозволяє операційному підсилювачу утримувати MOSFET в лінійній області на максимально керованому струмі. Якщо струм піднімається вище значення $I_{load,max}$, ланцюг навантаження входить в насичення, повністю відкриваючи MOSFET, але більше не може підтримувати контроль струму навантаження.

Конструкція корпусу. Оскільки активна схема управляє струмом навантаження, утримуючи MOSFET в області насичення [13], MOSFET розсіює більшу частину потужності в електронному навантаженні. Сенсорний резистор також розсіює потужність, пропорційну квадрату струму навантаження. Оскільки резистор і MOSFET розсіюють значну потужність при навантаженні, їх слід вибирати ретельно. Теплова конструкція дуже важлива, це дозволить уникнути пошкоджень, спричинених надмірним нагріванням.

Рівномірний розподіл повної потужності. Якщо і MOSFET, і сенсорні резистори мають однакову потужність, конструкцію електронного навантаження можна приблизно оптимізувати, розподіливши потужності між транзистором і сенсорним елементом при максимальному струмі. Це досягається встановленням значення чутливого резистора приблизно рівним R_{DS} відкритого MOSFET. Цей метод також мінімізує пікову потужність як в сенсорних резисторах, так і в MOSFET, однак зобов’язує реалізувати охолодження сенсорних резисторів.

Графік на рисунку 8 показує, як розсіюється по-

тужність в MOSFET і сенсорних резисторах залежно від навантаження. Якщо транзистори або сенсорні резистори є обмежувальним фактором для загальної розсіювання потужності, баланс опору $R_{load,min}$ може бути зміщений, щоб зменшити потужність в транзисторі або сенсорному резисторі, за рахунок вищої пікової потужності у протилежному компоненті.

Використовуючи цю схему при рівнях струму нижче максимального, MOSFET завжди розсіює більше потужності, ніж сенсорний резистор, оскільки більша частина падіння напруги відбувається на MOSFET. Баланс розсіювання потужності також сильно варіюється залежно від напруги випробовуваного джерела живлення.

Вибір операційних підсилювачів. Операційний підсилювач повинен мати достатню вихідну потужність керувати затвором MOSFET, який представляє собою ємнісне навантаження на операційний підсилювач. Сила струму керування та швидкість зниження напруги також є важливими параметрами при виборі операційного підсилювача, особливо коли потрібна велика швидкість зниження струму навантаження.

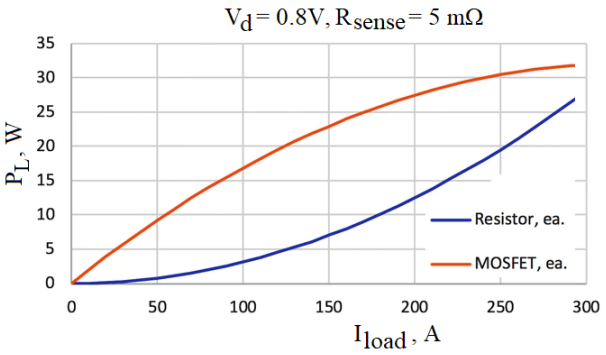

Рисунок 8. Потужності, що виділяються у MOSFET та сенсорному резисторі, в залежності від струму навантаження

Однополярне живлення. Оскільки електронне навантаження повинно мати лінійну реакцію від нульового до повного навантаження, достатньо однополярного живлення. Двополярне живлення не є необхідним, оскільки MOSFET перестає проводити струм, коли вихідна напруга підсилювача менше, ніж порогова напруга затвора V_{GS}. Однак операційний підсилювач та його живлення повинні бути вибрані таким чином, щоб напруга на затворі MOSFET була достатньо високою для досягнення максимально бажаного струму навантаження. Це означає, що вихідна напруга операційного підсилювача повинна перевищувати $I_{load,\max} \cdot R_{sense} + V_{GS}$. Цей критерій суттєво звужує діапазон операційних підсилювачів, оскільки багато пристроїв з однополярним живленням обмежені напругою +5 В. Доступно значно менше операційних підсилювачів, які мають напругу живлення +12 В або вище.

Точність підсилювача. Точний операційний підсилювач забезпечує кращу точність встановлення струму навантаження в залежності від вхідного контрольного сигналу. Це робить навантаження простішим у використанні та стабільнішим. Низькі вхідні напруги зміщення можуть зменшити або усунути зміщення струму навантаження, особливо коли сигнал управління дорівнює 0 В. Низькі вхідні струми зміщення дозволяють використовувати більший опір вхідного сигналу та зворотного зв'язку в схемі диференціального підсилювача, що, в свою чергу, покращує вхідний опір.

Вимірювання струму. На додаток до забезпечення швидкого та точного значення струму навантаження, схема також має включати засоби контролю струму навантаження. Зазвичай це вихідний сигнал, який можна підключити до входу вимірювального пристрою (рис. 4), щоб забезпечити графічну індикацію форми струму навантаження в режимі реального часу. Якщо для вимірювання струму навантаження використовується окремий підсилювач, його точність може зменшити або усунути потребу в калібруванні. Це особливо корисно для навантажень з дуже сильним струмом, у цьому випадку може бути неможливо знайти прецизійний шунт, утруднюючи або унеможливлюючи калібрування за зовнішнім еталоном. Найпростішою схемою контролю струму є підсумовуючий підсилювач, що генерує вихідну напругу, пропорційну струму навантаження [14], [15].

Одним із можливих вдосконалень є перетворення вихідного сигналу підсилювача в джерело струму (рис. 4). Це забезпечує вихідний струм, пропорційний струму навантаження. Такий підхід має деякі переваги перед сигналом напруги. Окремі виходи джерела струму можна легко підсумувати, подаючи їх на єдиний резистор, що дозволяє кільком пристроям навантаження повідомляти про загальний струм навантаження без необхідності додаткового підсумовуючого підсилювача. Виходи джерела струму також менш чутливі до шуму, спричиненого зсувами потенціалу землі між пристроєм навантаження та вимірювальним обладнанням, особливо якщо підсумовуючий резистор розташований на вимірювальному обладнанні.

Схема вимірювання струму або моніторингу може бути оптимізована для точності або для швидкості та пропускної здатності. Перше має важливе значення, якщо електронне навантаження буде використовуватися для вимірювання ефективності, де постійний струм навантаження повинен бути точно відомий. Останнє є важливим для аналізу перехідної реакції, де форма сигналу струму навантаження є критичною для точного представлення швидкості наростання струму навантаження. У багатьох випадках можна досягти хорошого компромісу між швидкістю та точністю. Підсилювачі з більш високою точністю зазвичай підтримують меншу смугу пропускання, тоді як більш швидкі підсилювачі, як правило, мають більш високі вхідні напруги зміщення та струми зміщення.

Схемо-технічне рішення блоку електронного на-

вантаження. На основі розглянутих фізичних та схемних рішень щодо реалізації блоку електронного навантаження було розроблено електричну схему, наведену на рисунку 9. Розроблений блок запропоновано реалізувати на основі чотирьох паралельних ланцюгів, які реалізовано на основі MOSFET-транзисторівSTP75N75F4 (максимальний струм навантаження до 80 А кожний) [16]. Зазначені транзистори керуються через чотири однополярні операційні підсилювачі, об'єднані в мікросхемі LM324. Керування блоком електронного навантаження реалізовано за рахунок керування напругою на виводах позитивного зворотного зв'язку, котра додатково стабілізована мікросхемою TL431 [17]. Живиться блок від джерела постійного стабілізованого струму з напругою 12 В (передбачена додаткова фільтрація від коливань напруги).

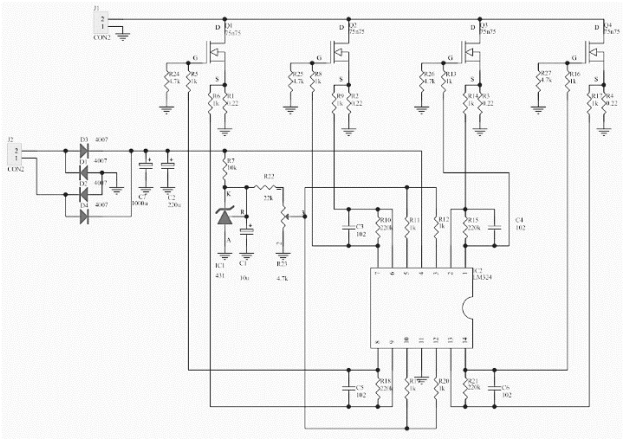

Рисунок 9. Електрична схема блоку електронного навантаження

VI. ВИСНОВКИ

На основі розглянутих фізико-схемних рішень для реалізації електронного блоку навантаження була розроблена електрична схема, показана на рисунку 9. Транзистори керуються чотирма уніполярними операційними підсилювачами, інтегрованими в мікросхему LM324. Управління електронним блоком навантаження реалізується шляхом управління напругою на клемах позитивного зворотного зв'язку, яка додатково стабілізується мікросхемою TL431. Пристрій живиться від джерела постійного стабілізованого струму напругою 12 В (забезпечує додаткову фільтрацію від коливань напруги).

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

[1] Mazumder G.C.Development of a computerized I-V-tracing system for solar PV module testing / G.C.Mazumder, P.R.Biswas, N. Shams, et. al. // International Jjournal of Scientific & Technology Research, 2016. – Vol. 5. – No. 6. – P. 328-333. 10.11591/ijece.v11i3.pp2011-2018.

[2] Beye M.L. Active Gate Driver and Management of the Switch-ing Speed of GaN Transistors during Turn-On and Turn-Off / M.L.Beye, T. Wickramasinghe, J.F. Mogniotte, et. al. // Electronics, 2018. – Vol. 10. – No. 2. – P. 106-119. 10.3390/electronics10020106.

[3] Nel G.Development of an Intelligent Electronic Load Controller for Stand-Alone Micro-Hydropower Systems / G. Nel,W. Doorsamy // IEEE PES/IAS PowerAfrica, 2018, 18202117. 10.1109/PowerAfrica.2018.8521133.

[4] Ichino S.Analysis of Random Telegraph Noise Behaviors toward Changes of Source Follower Transistor Op-eration Conditions using High Accuracy Array Test Circuit / S. Ichino, T. Mawaki, A. Teramoto, et. al. // IEICE Tech. Rep., 2017. – Vol. 117. – No. 260. – P. 57-62.

[5] Zaitsev R.V.Development of hybrid solar generating module for high-efficiency solar energy station / R.V.Zaitsev, M.V. Kirichenko, G.S. Khrypunov, et. al. // First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering, 2017. – P. 360-364. 10.1109/UKRCON.2017.8100510.

[6] ScherbackYa.V. Control characteristics of active four-quadrant converter in rectifier and recovery mode / Ya.V. Scherback, O.A. Plakhtiy, V.P. Nerubatskiy // Technical Electrodynamics, 2017. – No. 6. – P. 26-31. 10.15407/techned2017.06.026.

[7] Tsibizov A.Accurate Temperature Estimation of SiC Power Mosfets Under Extreme Operating Conditions / A. Tsibizov, I. Kovačević-Badstübner, B. Kakarla, et. al. // IEEE Transactions on Power Electronics, 2020. – Vol. 35. – No. 2. – P. 1855-1865. 1865. 10.1109/TPEL.2019.2917221.

[8] Eremenko V.V.Electron and phonon states localized near the graphene boundary / V.V. Eremenko, V.A. Sirenko, I.A. Gospodarev,et. al. // Low Temp. Phys., 2017. – Vol. 43. – No. 11. – P. 1323-1331. 10.1063/1.5010320.

[9] Zaitsev R.V.Single-crystal silicon solar cell efficiency increase in magnetic field / R.V.Zaitsev, V.R. Kopach, M.V. Kirichenko, et. al. // Functional Materials, 2010. – Vol. 17. – No. 4. – P. 554-557.

[10] Eremenko V.V.Electron spectra of graphene with local and extended defects / V.V. Eremenko, V.A. Sirenko, I.A. Gospodarev, et. al. // Journal of Physics: Conference Series, 2018. – Vol. 969. – No. 1. – P. 012021. 10.1088/1742-6596/969/1/012021.

[11] Kirichenko M.V.Adopting of DC magnetron sputtering method for preparing semiconductor films / M.V.Kirichenko, R.V.Zaitsev, A.I.Dobrozhan, et. al. // 2017 IEEE International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering, 2017. – P. 108-111.

[12] Khrypunov G.S.Flexible solar cells are based on underlying layers of CdTe obtained by magnetron sputtering / G.S. Khrypunov,G.I. Kopach, R.V. Zaitsev, et. al. // Journal of Nano- and Electronic Physics, 2017. – Vol. 9. – No. 2. – P. 02008-1-02008-5. 10.21272/jnep.9(2).02008.

[13] Taur Y.Modeling of DG MOSFET I – V Characteristics in the Saturation Region / Y. Taur, H.-H.Lin // IEEE Transactions on Electron Devices, 2018. – Vol. 65. – No. 5. – P. 1714-1720. 10.1109/TED.2018.2818943.

[14] Bin Mohd Yusof M.A.A Study on Loop Gain Measurement Method Using Output Impedances in Operational Amplifier / M.A.Bin Mohd Yusof, N.Tsukiji, Y.Kobori, et. al. // J. Tech. Soc. Sci., 2018. – Vol. 2. – No. 3. – P. 19-28. 10.1587/transcom.2017EBP3358.

[15] Altun M.Design of a fully differential current mode operational amplifier with improved input–output impedances and its filter applications / M. Altun, H. Kuntman // International Journal of Electronics and Communications, 2008. – Vol. 62. – No. 3. – P. 239-244. 10.1016/j.aeue.2007.03.020.

[16] Khera N. Prognostics of Power MOSFET due to unclamped inductive switching / N. Khera, S. Tiwari // 2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems, 2016. – P. 16672709. 10.1109/ICPEICES.2016.7853316.

[17] Irving B.T.Small-signal model of variable-frequency flyback converter / B.T.Irving,Y. Panov,M.M. Jovanovic // Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. – P.7845817. 10.1109/APEC.2003.1179335.

Стаття надійшла до редакції 10.05.2022

РАСЧЕТ СХЕМЫ ЭЛЕКТРОННОЙ НАГРУЗКИ ДЛЯ ТЕСТИРОВАНИЯ НИЗКОВОЛЬТНЫХ ИСТОЧНИКОВ

ЗАЙЦЕВ Р.В. — д.т.н., с.н.с., заведующий кафедры микро- и наноэлектроники Национального технического университета «Харьковский политехнический институт», Харьков, Украина, e-mail: roman.zaitsev@khpi.edu.ua;

КИРИЧЕНКО М.В. — к.т.н., с.н.с., доцент кафедры микро- и наноэлектроники Национального технического университета «Харьковский политехнический институт», Харьков, Украина, e-mail: mykhailo.kirichenko@khpi.edu.ua;

МИНАКОВА К.А. — к.ф.-м.н., доц., доцент кафедры физики Национального технического университета «Харьковский политехнический институт», Харьков, Украина, e-mail: kseniia.minakova@khpi.edu.ua;

ТОМАШЕВСКИЙ Р.С. — д.т.н., проф., директор учебно-научногоинститутаэнергетики, электроники и электромеханики Национального технического университета «Харьковский политехнический институт», Харьков, Украина, e-mail: roman.tomashevskyi@khpi.edu.ua;

НИКИТИН В.А. — Научный сотрудник кафедры микро- и наноэлектроники Национального технического университета «Харьковский политехнический институт», Харьков, Украина, e-mail: bicmop@ukr.net;

ХАРЧЕНКО Н.М. — Научный сотрудни ккафедры микро- и наноэлектроники Национального технического университета «Харьковский политехнический институт», Харьков, Украина, e-mail: hnm@ukr.net

Цель работы. *Внедрение электронной нагрузки для испытания высокоточных низковольтных источников (солнечных батарей) требует тщательного просмотра не только схемотехнической конструкции, но и теплотехнической и механической конструкции. В статье рассматривается принцип создания и расчета оптимального решения для реализации электронной нагрузки.*

Методы исследования. *Для достижения цели используются методы анализа современной электронной базы, расчет основных физических и электрических параметров и их моделирование.*

Полученные результаты. *На основе рассмотренных физико-схемных решений для реализации электронного блока нагрузки была разработана соответствующая электрическая схема. Транзисторы управляются четырьмя униполярными операционными усилителями, интегрированными в микросхему LM324. Управление электронным блоком нагрузки реализуется путем управления напряжением на клеммах положительной обратной связи, дополнительно стабилизируемой микросхемой TL431. Устройство питается от источника постоянного стабилизированного тока напряжением 12 В (обеспечивает дополнительную фильтрацию от колебаний напряжения).*

Научна новизна. *Современные достижения в разработке солнечных элементов и других низковольтных источников энергии привели к необходимости создания компактных и экспрессных систем их тестирования, которые нельзя реализовать на существующих решениях.*

Практическая ценность. *Соблюдение показаний и принципов, изложенных в этой статье, обеспечит на-*

грузке возможность работать на большой мощности, и при этом сохранить хорошие характеристики и надежность. Разработанная схема позволяет создать компасное устройство для экспрессного тестирования солнечных батарей.

Ключевые слова: электронная нагрузка; MOSFET; солнечные элементы; системы тестирования; автоматизация.

CALCULATION OF THE ELECTRONIC LOADING SCHEME FOR TESTING LOW VOLTAGE SOURCES

ZAITSEV R.V. Dr.Sc., Senior Researcher, Head of Micro- and NanoElectronics Department National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", Kharkiv, Ukraine, e-mail: roman.zaitsev@khpi.edu.ua;

KIRICHENKO M.V. PhD, Senior Researcher, Associate Professor of Micro- and NanoElectronics Department National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", Kharkiv, Ukraine, e-mail: mykhailo.kirichenko@khpi.edu.ua;

MINAKOVA K.O. PhD, Associate Professor, Associate Professor of Physics Department National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", Kharkiv, Ukraine, e-mail: kseniia.minakova@khpi.edu.ua;

TOMASHEVSKII R.S. Dr.Sc., Professor, Director of the Educational and Scientific Institute of Energy, Electronics and Electromechanics National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", Kharkiv, Ukraine, e-mail: roman.tomashevskyi@khpi.edu.ua;

NIKITIN V.O. Researcher of Micro- and NanoElectronics Department National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", Kharkiv, Ukraine, e-mail: bicmop@ukr.net;

KHARCHENKO M.M. Researcher of Micro- and NanoElectronics Department National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", Kharkiv, Ukraine, e-mail: hnm@ukr.net

Purpose. *The introduction of electronic load for testing high-precision low-voltage sources (solar panels) requires careful review not only of the circuit design, but also thermal and mechanical design. The article considers the principle of creating and calculating the optimal solution for the implementation of electronic load.*

Methodology. *To achieve this goal, methods of analysis of modern electronic database, calculations of basic physical and electrical parameters and their modeling are used.*

Findings. *Based on the considered physical and circuit solutions for the implementation of the electronic load unit, a corresponding electrical circuit was developed. The transistors are controlled by four unipolar operational amplifiers integrated into the LM324 chip. Control of the electronic load unit is implemented by controlling the voltage at the positive feedback terminals, which is further stabilized by the TL431 chip. The device is powered by a source of DC stabilized current of 12 V (provides additional filtering from voltage fluctuations).*

Originality. *Modern advances in the development of solar cells and other low-voltage energy sources have led to the need to create compact and express systems for testing them, which cannot be implemented on existing solutions.*

Practical value. *Adherence to the indications and principles set out in this article will provide the load with the ability to work at high power, while maintaining good performance and reliability. The developed scheme allows to create a compass device for express testing of solar panels.*

Keywords: electronic load; MOSFET; solar cells; testing systems; automation.

REFERENCES

[1] Mazumder, G.C., Biswas, P.R., Shams, N., et. al. (2016). Development of a computerized I-V-tracing system for solar PV module testing. International Jjournalof Scientific & Technology Research, 5, 6, 328-333. 10.11591/ijece.v11i3.pp2011-2018.

[2] Beye, M.L., Wickramasinghe, T., Mogniotte, J.F., et. al. (2018). Active Gate Driver and Management of the Switching Speed of GaN Transistors during Turn-On and Turn-Off. Electronics, 10, 2, 106-119. 10.3390/electronics10020106.

[3] Nel, G., Doorsamy, W. (2018). Development of an Intelligent Electronic Load Controller for Stand-Alone Micro-Hydropower Systems. 2018 IEEE PES/IAS PowerAfrica, 18202117. 10.1109/PowerAfrica.2018.8521133.

[4] Ichino, S., Mawaki, T., Teramoto, A., et. al. (2017). Analysis of Random Telegraph Noise Behaviors toward Changes of Source Follower Transistor Opera-

tion Conditions using High Accuracy Array Test Circuit. IEICE Tech. Rep., 117, 260, 57-62.

[5] Zaitsev, R.V., Kirichenko, M.V., Khrypunov, G.S., Prokopenko, D.S., Zaitseva, L.V. (2017). Development of hybrid solar generating module for high-efficiency solar energy station. First Ukraine Conference onElectricaland Computer Engineering, 360-364. 10.1109/UKRCON.2017.8100510.

[6] Scherback,Ya.V., Plakhtiy, O.A., Nerubatskiy, V.P. (2017). Control characteristics of active four-quadrant converter in rectifier and recovery mode. TechnicalElectrodynamics, 6, 26-31. 10.15407/techned2017.06.026.

[7] Tsibizov, A., Kovačević-Badstübner, I., Kakarla, B., et. al. (2020). Accurate Temperature Estimation of SiC Power Mosfets Under Extreme Operating Conditions. IEEE Transactionson Power Electronics, 35, 2, 1855-1865. 10.1109/TPEL.2019.2917221.

[8] Eremenko, V.V., Sirenko, V.A., Gospodarev, I.A. (2017). Electron and phonon states localized near the graphene boundary. LowTemp. Phys., 43, 11, 1323-1331. 10.1063/1.5010320.

[9] Zaitsev, R.V., Kopach, V.R., Kirichenko, M.V., et. al. (2010). Single-crystal silicon solar cell efficiency increase in magnetic field. FunctionalMaterials, 17, 4, 554-557.

[10] Eremenko, V.V., Sirenko, V.A., Gospodarev, I.A., et. al. (2018). Electron spectra of graphene with local and extended defects. Journal ofPhysics: Conference Series, 969, 1, 012021. 10.1088/1742-6596/969/1/012021.

[11] Kirichenko, M.V., Zaitsev, R.V., Dobrozhan, A.I., et. al. (2017). Adopting of DC magnetron sputtering method for preparing semiconductor films. 2017 IEEE International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering, 108-111.

[12] Khrypunov, G.S., Kopach, G.I., Zaitsev, R.V., et. al. (2017). Flexible solar cells are based on underlying layers of CdTe obtained by magnetron sputtering. Journal ofNano- and Electronic Physics, 9, 2, 02008-1-02008-5. 10.21272/jnep.9(2).02008.

[13] Taur, Y., Lin, H.-H. (2018). Modeling of DG MOSFET I – V Characteristics in the Saturation Region. IEEE Transactionson Electron Devices, 65, 5, 1714-1720. 10.1109/TED.2018.2818943.

[14] Bin Mohd Yusof, M.A., Tsukiji, N., Kobori, Y., et. al. (2018). A Study on Loop Gain Measurement Method Using Output Impedances in Operational Amplifier. J. Tech. Soc. Sci., 2, 3, 19-28. 10.1587/transcom.2017EBP3358.

[15] Altun, M., Kuntman, H. (2008). Design of a fully differential current mode operational amplifier with improved input–output impedances and its filter applications. International Journal of Electronics and Communications, 62, 3, 239-244. 10.1016/j.aeue.2007.03.020.

[16] Khera, N., Tiwari, S. (2016). Prognostics of Power MOSFET due to unclamped inductive switching. 2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems, 16672709. 10.1109/ICPEICES.2016.7853316.

[17] Irving, B.T.,Panov, Y., Jovanovic, M.M. (2003). Small-signal model of variable-frequency flyback converter. Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 7845817. 10.1109/APEC.2003.1179335.