

**Р. В. ЗАЙЦЕВ, М. В. КІРІЧЕНКО, К. О. МІНАКОВА, В. О. НІКІТІН, Б. В. ВОРОБІЙОВ,
М. М. ХАРЧЕНКО**

КЕРУВАННЯ ТА ОХОЛОДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОННОГО НАВАНТАЖЕННЯ НА ОСНОВІ FET-ТРАНЗИСТОРА

Впровадження електронного навантаження для випробування високоточних низьковольтних джерел (сонячних батарей) вимагає ретельного перегляду не тільки схемотехнічної конструкції, а й теплотехнічної та механічної конструкції такого приладу. 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. У статті розглядається принцип створення та розрахунку оптимального рішення для реалізації електронного навантаження. Для досягнення мети використовуються методи аналізу сучасної електронної бази, розрахунки основних фізичних та електричних параметрів, а також їх моделювання. 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 клеммах 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). Розрахунок теплового балансу дозволяє правильно підібрати систему охолодження для стабільної роботи системи. Управління електронним блоком навантаження реалізовано за допомогою мікросхем INA219 та Xicor X9C, запропоновано спосіб їх калібрування. Ці рішення дозволять створити універсальне рішення електронного навантаження для дослідження напівпровідникових приладів і сонячних елементів. Дотримання рекомендацій і принципів, які викладені в цій статті, забезпечить навантаженню можливість працювати на великій потужності і при цьому зберегти хороші характеристики та надійність.

Ключові слова: електронне навантаження, MOSFET, транзистор, випробувальний пристрій, компоненти, охолодження, температура.

**R. V. ZAITEV, M. V. KIRICHENKO, K. O. MINAKOVA, V. O. NIKITIN, B. V. VOROBIEV,
M. M. KHARCHENKO**

CONTROL AND COOLING OF ELECTRONIC LOAD BASED ON FET-TRANSISTOR

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. 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. The article considers the principle of creating and calculating the optimal solution for the implementation of electronic load. To achieve this goal, methods of analysis of modern electronic database, calculations of basic physical and electrical parameters and their modelling are used. 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). On the basis of the previously considered physical and circuit solutions for the implementation of the electronic load unit, its cooling and control system was developed. The calculation of the heat balance allows you to choose the right cooling system for stable operation of the system. The control of the electronic load unit is implemented using INA219 and Xicor X9C microcircuits, and a method for their calibration is proposed. These solutions will make it possible to create a universal electronic load solution for researching semiconductor devices and solar cells. 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.

Keywords: electronic load, MOSFET, transistor, testing device, components, cooling, temperature.

Вступ. Впровадження електронного навантаження для випробування високоточних низьковольтних джерел (сонячних елементів) вимагає ретельного перегляду не лише схемотехнічної, а й теплотехнічної та механічної конструкції. Дотримання показань і принципів, які викладені в [1] та цій статті, забезпечить навантаженню можливість працювати на великій потужності, і при цьому зберегти хороші характеристики та надійність у всьому інтервалі робочих параметрів.

Мета статті. Розрахунок системи охолодження та системи керування рішення електронного навантаження на основі FET-транзистора для проведення експресних досліджень силових напівпровідникових приладів та приладів сонячної енергетики.

Система охолодження.

Необхідність використання охолодження.

Електронне навантаження, призначене виключно для тестування перехідної реакції, може бути розроблене без радіатора, за умови, що робочий цикл буде дуже коротким. Однак для електронного навантаження, яке призначене для перевірки ефективності постійного живлення, майже напевно знадобиться радіатор та активне охолодження [2].

Алюмінієвий радіатор з охолоджуючим вентилятором може різко знизити ефективний тепловий опір силових компонентів, підвищуючи потужність конструкції в десятки разів у порівнянні зі звичайною друкованою платою без додаткового потоку повітря. Радіатори з ребрами будуть добре працювати для природної конвекції, а радіатори із штифтами, зазвичай працюють краще у поєднанні з вентилятором [3]. Більшість радіаторів мають рівну сполучну поверхню, але це можна легко допрацювати

для більш точного прилягання транзисторів та сенсорних резисторів.

Параметри термоінтерфейсу. Щоб отримати найкращий тепловий контакт між силовими компонентами та радіатором, потрібний певний матеріал теплової поверхні [4]. Існує багато варіантів – від паст до гнучких аркушів. Теплопровідність є властивістю обраного матеріалу, а тепловий опір змінюється залежно від товщини. Відповідно, товщина шару матеріалу інтерфейсу між компонентами та радіатором повинна бути мінімізована, незалежно від типу матеріалу інтерфейсу. Обирають матеріал, який забезпечує компроміс між простотою в обробці та високою теплопровідністю. Крім того, обирають матеріал з фізичними характеристиками, які дозволять йому формуватися по поверхні, не створюючи великих зусиль на друковану плату та компоненти.

Теплопровідність k , як правило, визначається у Вт/м·К. Чим вище значення, тим краще. Термічний опір (Q_{CS}) змінюється пропорційно залежно від товщини межі розділу (L) та обернено до площі поверхні сполучення (S):

$$Q_{CS} = L/(k \times S).$$

Наприклад, розглянемо шар інтерфейсного матеріалу завтовшки 0,25 мм, розміщений під корпусом MOSFET і радіатором площею 30 мм² [5]. Теплопровідність обраного для розрахунку матеріалу інтерфейсу становить 3,8 Вт/м·К, тому тепловий опір є таким:

$$Q_{CS} = (0,00025)/(3,8 \cdot 0,00003) = 2,19 \text{ К/Вт}.$$

Розглянемо зазначений раніше [1] транзистор PSMN2R0-30YLE, через який протікає струм навантаження (P_M) 25 А при падінні напруги (Q_{JC}) 0,675 В, розсіюючи 16,875 Вт теплової енергії. Температура переходу транзистора буде вище температури радіатора відповідно до наступного співвідношення:

$$DT_{CS} = P_M \times (Q_{JC} + Q_{CS});$$

$$DT_{CS} = (25 \cdot 0,675) \cdot (Q_{JC} + Q_{CS}) = 16,875 \cdot 2,64 = 44,6 \text{ К}.$$

Отже, щоб підтримувати температуру переходу транзистора нижче максимальної межі 175 °С, температура поверхні радіатора не повинна перевищувати 130,4 °С. Подібний аналіз застосовується до сенсорних резисторів, за винятком того, що, як правило, не існує еквівалентного параметра для теплового опору з'єднання переходу з корпусом. У більшості потужних резисторних конструкцій резистивний елемент і корпус по суті одне ціле, тому необхідно враховувати лише тепловий опір від корпусу транзистора до радіатора.

На додаток до теплопровідності слід враховувати також електропровідність матеріалу поверхні. У більшості конструкцій необхідний електроізоляційний

матеріал, оскільки інтерфейс буде безпосередньо контактувати з відкритими накладками для поверхневого монтажу та електродами на MOSFET і сенсорних резисторах. Це, як правило, виключає використання деяких інших теплопровідних матеріалів, таких як графіт.

Охолодження радіатора. Для потужних електронних навантажень із компактним форм-фактором радіаційне та природно-конвекційне охолодження, як правило, буде недостатнім для відведення тепла. Примусове повітряне охолодження за допомогою вентилятора – найефективніша техніка охолодження, за винятком рідинного.

Вибір радіатора для використання з вентилятором надає перевагу більш товстим ребрам або штифтам з вужчою відстанню порівняно з природним конвекційним радіатором. Загальне емпіричне правило полягає в тому, що штифти або ребра повинні мати товщину 2 мм або більше, принаймні два-три ребра на сантиметр або щонайменше шість штифтів на квадратний сантиметр. На верхній границі висока щільність ребер або штифтів та вузький інтервал обмежують потік повітря, тому важливо підтримувати розумний баланс між щільністю та обмеженням потоку повітря.

Оскільки радіаційне охолодження лише незначно сприяє загальному тепловому потоку, коли використовується охолодження з примусовою конвекцією, обробка поверхні не є критичною. Анодовані або з покриттям радіатори мають кращу випромінювальну здатність, але вони не будуть працювати помітно краще, ніж чистий метал у випадках з примусовою конвекцією. Відповідні радіатори, як правило, забезпечуються даними про теплові характеристики (рис. 1). На рисунку наведено приклад залежності теплового опору Q_{HS} як функцію повітряного потоку і зростання температури як функцію потужності для радіаторів Wakefield-Vette.

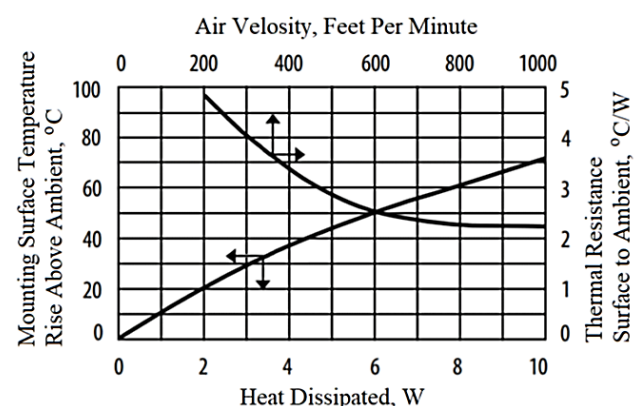


Рисунок 1 – Типові теплові характеристики радіатора

Якщо радіатор поєднаний з високоефективним вентилятором, можна визначити приблизні теплові показники, поєднуючи об'ємну швидкість потоку вентилятора з площею поперечного перерізу шляху потоку повітря. Розглянемо 40 мм квадратний радіатор висотою 1 см, охолоджуваний вентилятором,

встановленим на радіаторі. Повітря надходить у верхню частину радіатора і виходить через боки. Кожна з чотирьох вихідних сторін має приблизну відкриту площу 4 см на 1 см, що дає загальну площу безперешкодного виходу близько 16 см².

Вентилятор генерує номінальний потік повітря 0,75 м³/хв. Щоб отримати еквівалентну швидкість потоку в лінійних метрах за хвилину, ми ділимо значення номінального потоку на площу шляху потоку. Це дає лінійну швидкість потоку повітря майже 46,9 км/хв. Фактичний потік буде значно меншим через значний опір у звивистому шляху потоку через штифти радіатора. Якщо ми зменшимо потік повітря вдвічі, це дасть лінійний потік близько 23 км/хв (що дорівнює близько 750 LFM на рис. 1).

З рис. 1 видно, що радіатор буде демонструвати тепловий опір Q_{HS} близько 1,0 °C/Вт при 750 LFM. Раніше було визначено, що температура поверхні радіатора для нашої гіпотетичної конструкції повинна залишатися нижче 130,4 °C. Якщо температура навколишнього повітря становить 25 °C, то радіатора, що розглядається, з охолоджуючим вентилятором достатньо для загального безперервного розсіювання потужності електронного навантаження до 105,4 Вт. Пікові перехідні рівні потужності можуть значно перевищувати потужність безперервної роботи, оскільки поєднання компонентів, друкованої плати та радіатора мають значну теплову ємність [6]. Ця теплова ємність забезпечує досить тривалу теплову постійну часу. Аналогічно джерелу струму, що живить ланцюг резисторів і конденсаторів, де струм наводить напругу, розсіювання потужності навантаження – це тепловий потік, який живить ланцюг термічного опору та ємностей. Температура буде відставати від теплового потоку, низький тепловий опір і велика теплоємність зменшать підвищення температури на кожному переході для обмежених у часі імпульсів потужності.

Контроль швидкості вентилятора. У більшості випадків електронне навантаження не буде працювати постійно на повну потужність. Насправді робота на максимальній потужності, як правило, є дуже короткою. Тому вентилятор охолодження не повинен постійно працювати на максимальній швидкості.

Для налаштування швидкості обертання вентилятора на основі температури друкованої плати доступно багато активних інтегрально-схемних (IC) контролерів. Наприклад, Maxim MAX31740 забезпечує імпульсно-модульований (ШІМ) сигнал керування, який змінюється залежно від температури, вимірної невеликим, недорогим термістором з негативним температурним коефіцієнтом (NTC). Якщо термістор розміщений поблизу фізичного з'єднання силових компонентів і радіатора, швидкість вентилятора охолодження буде змінюватися залежно від розсіювання потужності в навантаженні. Це забезпечує ергономічні переваги за рахунок зменшення шуму вентилятора, коли навантаження знаходиться на низькій потужності або в режимі холостого ходу, а також забезпечує звуковий зворотний зв'язок з оператором, коли потужність навантаження велика і

радіатор перегрітий. Знижена швидкість обертання вентилятора при низькій потужності також знижує енергоспоживання самого навантаження та максимізує корисний термін служби вентилятора.

Більш складні мікросхеми контролера вентилятора забезпечують цифрову телеметрію температури навантаження та можуть виявляти несправність двигуна вентилятора, дозволяючи навантаженню автоматично відключатися, перш ніж воно пошкодиться надмірним нагріванням.

Захист від перевантаження. Електронне навантаження можна захистити від високої температури та надмірного розсіювання потужності кількома способами. Найпростіший захист - порівняти вимірювання струму з фіксованим порогом. Якщо порогове значення перевищено, схема відключає сигнал управління або іншим чином відключає схему навантаження. Це запобігає подальшому підвищенню температури, захищаючи таким чином компоненти в навантаженні. Такий захист можна поліпшити, використовуючи поріг, який падає із підвищенням температури. Наприклад, це може бути досягнуто за допомогою датчика температури IC, який видає напругу, яка лінійно зменшується з температурою.

Недоліком простого захисту від перенапруги є те, що струм непропорційний потужності, якщо напруга V_d змінюється. При більш високих напругах той самий струм представляє значно вищу загальну потужність у навантаженні. Пряме вимірювання потужності може бути здійснено додаванням аналогового множника для формування сигналу потужності з добутку напруги та струму.

Система керування.

Керування електронним навантаженням. Враховуючи те, що в розробленому блоці електронного навантаження керування реалізовано за рахунок напруги на виводах позитивного зворотного зв'язку операційного підсилювача, то в разі ручного керування зазвичай використовують прецизійний потенціометр. Однак у разі необхідності керування з боку мікроконтролера, обирають спеціалізовані мікросхеми-потенціометри. Також враховуючи той факт, що для керування системою передбачається використання досить простого мікроконтролера, то відповідну мікросхему було обрано саме для роботи з таким мікроконтролером.

Вибір зупинився на досить простому компромісному рішенні мікросхем Xisog серії X9C [7]. Електронний потенціометр – це аналог механічного потенціометра, але з рядом переваг: не має механічних частин, може управлятися дистанційно та істотно менше за розміром. Потенціометри широко застосовуються в різних електронних пристроях, де необхідно регулювати напругу в процесі роботи. Будемо використовувати готовий модуль з цифровим потенціометром X9C102 з номінальним опором 10 Ом.

Опір такого модуля можна регулювати між 0 і максимальним значенням з кроком 1/100 від максимуму (рис. 2). Контроль поточного стану

здійснюється за допомогою серії негативних імпульсів. Кожен імпульс зміщує значення опору на 1 крок в бік збільшення або зменшення. Потенціометр керується за трьома лініями: CS – вибір мікросхеми; INC – зміна опору виходу на одиницю; U/D – напрямок зміни (вгору, вниз). Вигляд часової діаграми керуючих сигналів для такої мікросхеми наведено на рис. 3.

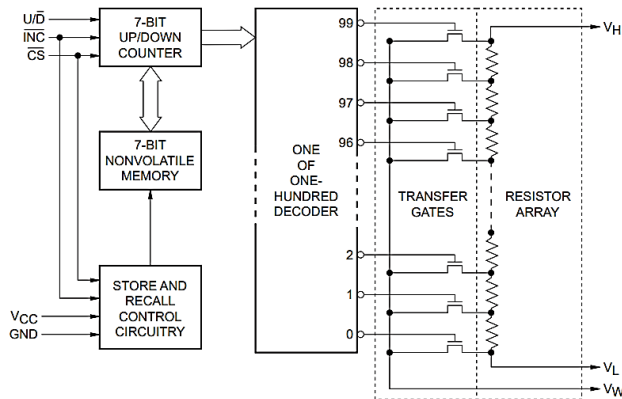


Рисунок 2 – Функціональна діаграма мікросхеми X9C

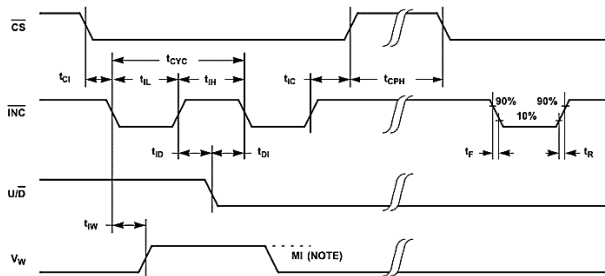


Рисунок 3 – Часова діаграма керування потенціометром X9C102 (V_w – напруга на центральному виводі)

За допомогою логічного аналізатора було проведено аналіз дотримання часової діаграми управління потенціометром. Опускаємо лінію CS в LOW, а також U/D в LOW (зменшення вихідного опору). Коли на INC відрахували 100 імпульсів, піднімаємо U/D в HIGH (змінюємо опір в бік збільшення). За допомогою INC щодо виставленого нульового опору починаємо відраховувати потрібне значення (в даному випадку 10 імпульсів рівні 10% від максимуму потенціометра). Якщо тепер за допомогою мультиметра чи аналізатора проконтролювати опір між центральним і одним з кінцевих виводів, то буде зафіксовано зміну опору від 0 до 1 кОм. Для наочності подано напругу 5 В між кінцевими виводами потенціометра, а до центрального контакту підключено осцилограф DSO211 (рис. 4, а) або аналоговий вхід мікроконтролера (рис. 4, б). Також слід відзначити, що керування потенціометром не потребує особливостей реалізації.

Вимірювання параметрів струму та напруги на навантаженні. INA219 – це струмовідвідний монітор високої напруги та монітор живлення з інтерфейсом I2C (рис. 5) [8]. INA219 контролює як падіння напруги на шунті, так і напругу живлення, з програмованим часом перетворення та фільтрацією. Програмоване

калібрувальне значення в поєднанні з внутрішнім множником забезпечує пряме зчитування в амперах. Додатковий помножувальний регістр обчислює потужність у ватах.

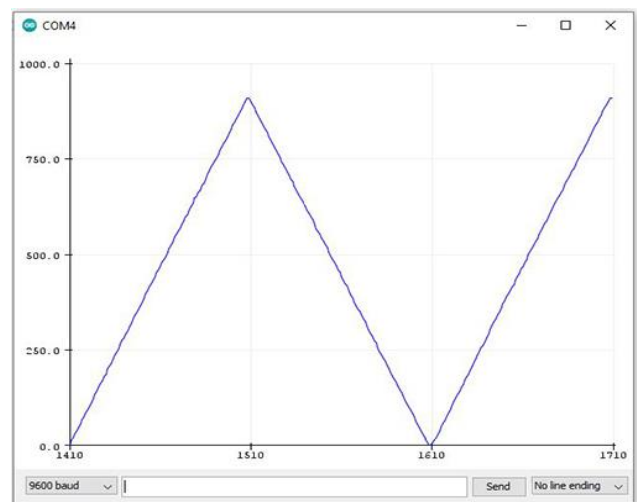
INA219 обчислює струм (I_{sh}), що протікає через сенсорний резистор (шунт струму), спочатку вимірюючи напругу (V_{sh}) на резисторі, а потім застосовуючи закон Ома:

$$I_{sh} = \frac{V_{sh}}{R_{sh}}$$

Напруга шунта вимірюється безпосередньо на стороні навантаження шунтуючого резистора (V_{IN-}). Потім потужність обчислюється множенням цих двох вибірових значень (I_{sh} та U_{sh}).



а



б

Рисунок 4 – Зміна напруги на мікросхемі X9C103 виміряна за допомогою осцилографа DSO211 (а) та мікроконтролера (б)

$$CR = \text{trunc}\left(\frac{0,04096}{\text{LSB}_{\text{cur}} \cdot R_{\text{sh}}}\right).$$

Програмування калібрувального регістру. Таблиця даних INA219 [9] містить кілька прикладів того, як запрограмувати калібрувальний регістр. Однак оптимальним є наступний:

1. Визначається максимальна напруга шини ($V_{\text{bus,max}}$) для системи та налаштовується BVRng на основі цього значення (16 В або 32 В): $V_{\text{bus,max}} = 16$ В ($\text{BVRng} = 0$).

2. Визначається максимальна напруга на шунті ($V_{\text{sh,max}}$) для системи та налаштовується коефіцієнт підсилення PGA на основі цього значення (1, 2, 4 або 8): $V_{\text{sh,max}} = 40$ мВ ($\text{PGA} = 1$).

3. Визначається значення опору резистору шунта (R_{sh}): $R_{\text{sh}} = 0,04$ Ом.

4. Спираючись лише на значення, визначені на перших трьох кроках, розраховується максимальний струм, який міг би протікати через резистор шунта:

$$I_{\text{sh,max}} = \frac{V_{\text{sh,max}}}{R_{\text{sh}}} = \frac{40 \text{ мВ}}{0,04 \text{ Вт}} = 1 \text{ А.}$$

5. Виходячи із значення необхідного робочого струму, визнається фактичний очікуваний максимальний струм, де $I_{\text{max,expected}} \leq I_{\text{sh,max}}$. Для розрахункової системи припустимо, що струм не перевищує 1 А.

6. Регістр струму має ширину 16 біт, але оскільки пристрій може вимірювати двонаправлений струм, найбільший значущий біт (Most Significant Bit, MSB) використовується для позначення знаку [10]. Отже, решта 15 біт можуть бути використані для представлення всього очікуваного діапазону струму $I_{\text{max,expected}}$. Оскільки роздільна здатність АЦП становить 12 біт, бажано вибрати роздільну здатність поточного регістру між 12–15 бітами, в ідеальному випадку якомога ближче до 15-бітової роздільної здатності [11].

Розраховується мінімальний LSB (для роздільної здатності 15 біт):

$$\begin{aligned} \text{LSB}_{\text{cur,min}} &= \frac{I_{\text{max,expected}}}{32767} = \\ &= \frac{1 \text{ А}}{32767} = 30,51850945 \text{ мА.} \end{aligned}$$

Розраховується максимальний LSB (для роздільної здатності 12 біт):

$$\begin{aligned} \text{LSB}_{\text{cur,max}} &= \frac{I_{\text{max,expected}}}{4096} = \\ &= \frac{1 \text{ А}}{4096} = 244,140625 \text{ мА.} \end{aligned}$$

Значення LSB_{cur} обирається у відповідному діапазоні:

$$\text{LSB}_{\text{cur,min}} < \text{LSB}_{\text{cur}} < \text{LSB}_{\text{cur,max}}.$$

Варто звернути увагу, що результати матимуть найбільшу роздільну здатність, коли буде обрано мінімальний LSB. Як правило, LSB вибирається як найближче кругле число до мінімального значення LSB (наприклад 31 мА).

7. Розраховується значення калібрувального регістру CR:

$$CR = \text{trunc}\left(\frac{0,04096}{31 \cdot 0,04}\right) = 33032 = 0x8180.$$

8. Потужність у регістрі потужності розраховується згідно з рівнянням (1).

Підставляючи відповідні значення отримуємо:

$$\begin{aligned} \frac{P}{\text{LSB}_{\text{pow}}} &= \frac{I_{\text{sh}} \cdot V_{\text{bus}}}{\text{LSB}_{\text{cur}} \cdot 0,004} = \frac{I_{\text{sh}}}{\text{LSB}_{\text{cur}}} \cdot \frac{V_{\text{bus}}}{20} = \\ &= \frac{P}{\text{LSB}_{\text{cur}} \cdot 20}; \end{aligned}$$

$$\text{LSB}_{\text{pow}} = 20 \cdot \text{LSB}_{\text{cur}} = 20 \cdot 31 \text{ мА} = 620 \text{ мА.}$$



Рисунок 6 – Реалізація приладу електронного навантаження

Висновки. На основі раніше розглянутих фізико-схемотехнічних рішень для реалізації блоку електронного навантаження була розроблена система його охолодження та управління. Розрахунок теплового балансу дозволяє правильно підібрати систему охолодження для стабільної роботи системи. Управління електронним блоком навантаження реалізовано за допомогою мікросхем INA219 і Xicor XC102, запропоновано спосіб їх калібрування. Ці рішення дозволять створити універсальне електронне навантажувальне рішення для дослідження напівпровідникових приладів і сонячних елементів.

Список літератури

- Zaitsev R. Calculation of the schematic solution of FET-transistor Electronic Load. 2021 IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek). 2021. P. 141–146. DOI: <https://doi.org/10.1109/khpiweek53812.2021.9569987>.
- Mazumder G. C., Biswas P. R., Shams N., Huque S., Rahman H. Development of a computerized I-V-tracing system for solar PV module testing. *International Journal of Scientific & Technology Research*. 2016. Vol. 5, No. 6. P. 328–333.

3. Beye M. L., Wickramasinghe T., Mognotte J. F. et al. Active gate driver and management of the switching speed of GaN transistors during turn-on and turn-off. *Electronics*. 2021. Vol. 10, no. 2. P. 106. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics10020106>.
4. Nel G., Doorsamy W. Development of an intelligent electronic load controller for stand-alone micro-hydropower systems. *2018 IEEE PES/IAS PowerAfrica*. 2018. P. 366–371. DOI: <https://doi.org/10.1109/powerafrica.2018.8521133>.
5. Ichino S., Mawaki T., Teramoto A., Kuroda R., Wakashima S., Sugawa S. Analysis of random telegraph noise behaviors toward changes of source follower transistor operation conditions using high accuracy array test circuit. *IEICE Technical Report*. 2017. Vol. 117, no. 260. P. 57–62.
6. Tsibizov A., Kovačević-Badstübner I., Kakarla B., Grossner U. Accurate temperature estimation of SiC power MOSFETs under extreme operating conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2020. Vol. 35, no. 2. P. 1855–1865. DOI: <https://doi.org/10.1109/tpel.2019.2917221>.
7. X9C102 – Digitally Controlled Potentiometer (XDCP). URL: <https://www.renesas.com/eu/en/products/analog-products/data-converters/digital-controlled-potentiometers-dcp/x9c102-digitally-controlled-potentiometer-xdcp> (дата звернення: 12.04.2017).
8. INA219 data sheet, product information and support. URL: <https://www.ti.com/product/INA219?keyMatch=INA219&tisearch=search-everything&usecase=GPN> (дата звернення: 12.04.2017).
9. Taur Y., Lin H. Modeling of DG MOSFET I-V characteristics in the saturation region. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 2018. Vol. 65, no. 5. P. 1714–1720. DOI: <https://doi.org/10.1109/ted.2018.2818943>.
10. Bin Mohd Yusof M. A., Tsukiji N., Kobori Y., Kuwana A., Kobayashi H. A study on loop gain measurement method using output impedances in operational amplifier. *Journal of Technology and Social Science (JTSS)*. 2018. Vol. 2, no. 3. P. 19–28.
11. Khera N., Tiwari S. Prognostics of Power MOSFET due to unclamped inductive switching. *2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*. 2016. P. 1-4. DOI: <https://doi.org/10.1109/icpeices.2016.7853316>.
2. G. C. Mazumder, P. R. Biswas, N. Shams, S. Huque, and H. Rahman, “Development of a computerized I-V-tracing system for solar PV module testing,” *International Journal of Scientific & Technology Research*, vol. 5, no. 6, pp. 328–333, 2016.
3. M. L. Beye et al., “Active gate driver and management of the switching speed of GaN transistors during turn-on and turn-off,” *Electronics*, vol. 10, no. 2, p. 106, Jan. 2021, doi: <https://doi.org/10.3390/electronics10020106>.
4. G. Nel and W. Doorsamy, “Development of an Intelligent Electronic Load Controller for Stand-Alone Micro-Hydropower Systems,” in *2018 IEEE PES/IAS PowerAfrica*, 2018, pp. 366-371, doi: <https://doi.org/10.1109/PowerAfrica.2018.8521133>.
5. S. Ichino, T. Mawaki, A. Teramoto, R. Kuroda, S. Wakashima, and S. Sugawa, “Analysis of random telegraph noise behaviors toward changes of source follower transistor operation conditions using high accuracy array test circuit,” *IEICE Technical Report*, vol. 117, no. 260, pp. 57–62, 2017.
6. A. Tsibizov, I. Kovačević-Badstübner, B. Kakarla and U. Grossner, “Accurate Temperature Estimation of SiC Power mosfets Under Extreme Operating Conditions,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 2, pp. 1855-1865, Feb. 2020, doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2917221>.
7. “X9C102 – Digitally Controlled Potentiometer (XDCP).” Renesas. <https://www.renesas.com/eu/en/products/analog-products/data-converters/digital-controlled-potentiometers-dcp/x9c102-digitally-controlled-potentiometer-xdcp> (accessed Apr. 12, 2022).
8. “INA219 data sheet, product information and support.” Texas Instruments. <https://www.ti.com/product/INA219?keyMatch=INA219&tisearch=search-everything&usecase=GPN> (accessed Apr. 11, 2022).
9. Y. Taur and H. Lin, “Modeling of DG MOSFET I–V Characteristics in the Saturation Region,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 65, no. 5, pp. 1714-1720, May 2018, doi: <https://doi.org/10.1109/TED.2018.2818943>.
10. M. A. Bin Mohd Yusof, N. Tsukiji, Y. Kobori, A. Kuwana, and H. Kobayashi, “A study on loop gain measurement method using output impedances in operational amplifier,” *Journal of Technology and Social Science (JTSS)*, vol. 2, no. 3, pp. 19–28, 2018.
11. N. Khera and S. Tiwari, “Prognostics of Power MOSFET due to unclamped inductive switching,” in *2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*, 2016, pp. 1-4, doi: <https://doi.org/10.1109/ICPEICES.2016.7853316>.

References

1. R. Zaitsev, “Calculation of the schematic solution of FET-transistor electronic load,” in *2021 IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, 2021, pp. 141–146, doi: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek53812.2021.9569987>.

Надійшло (received) 29.04.2022

Відомості про авторів / About the Authors

Зайцев Роман Валентинович (Roman Zaitsev) – доктор технічних наук, доцент, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», завідувач кафедри мікро- та наноелектроніки; м. Харків, Україна; ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-2286-8452>; e-mail: roman.zaitsev@khpi.edu.ua.

Кіріченко Михайло Валерійович (Mykhailo Kirichenko) – кандидат технічних наук, старший дослідник, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», доцент кафедри мікро- та наноелектроніки; м. Харків, Україна; ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-4847-506X>; e-mail: mykhailo.kirichenko@khpi.edu.ua.

Мінакова Ксенія Олександрівна (Kseniia Minakova) – кандидат фізико-математичних наук, доцент, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», провідний науковий співробітник кафедри мікро- та наноелектроніки; м. Харків, Україна; ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-8869-1082>; e-mail: minakova_kseniia@khpi.edu.ua.

Нікітін Віктор Олексійович (Viktor Nikitin) – Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», науковий співробітник кафедри мікро- та наноелектроніки; м. Харків, Україна; ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-1351-3449>; e-mail: bicmor@ukr.net.

Воробієв Богдан Віталійович (Bohdan Vorobiev) – доктор філософії, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», завідувач кафедри автоматизованих електромеханічних систем; м. Харків, Україна; ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-3871-8773>; e-mail: bohdan.vorobiev@khpi.edu.ua.

Харченко Микола Михайлович (Mykola Kharchenko) – Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», науковий співробітник кафедри мікро- та наноелектроніки; м. Харків, Україна; ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-7645-2642>; e-mail: hnm@ukr.net.