

Р. А. БАРАНЮК, к. т. н. В. А. ТОДОРЕНКО, к. т. н. О. Ф. БОНДАРЕНКО

Україна, НТУУ «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

E-mail: licornedev@gmail.com, va.todorenko@gmail.com, bondarenkoaf@gmail.com

АДАПТИВНИЙ ЕЛЕКТРОТЕПЛОВИЙ ЗАХИСТ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

Запропоновано системи теплового захисту імпульсних напівпровідникових перетворювачів електроенергії. Показано, що в напівпровідникових перетворювачах з вихідним згладжувальним фільтром доцільно використовувати схемотехнічні засоби теплового захисту, дія яких базується на нормалізації параметрів згладжувального фільтра залежно від температури, а для випадків, коли достатньо вірогідними є короткі замикання, — на адаптації сталої часу системи плавного запуску до зміни температури. Результати моделювання суміщених електромагнітних та теплових процесів у широтно-імпульсному перетворювачі знижувального типу із запропонованими системами теплового захисту в об'єднаному середовищі PLECS-MATLAB-Simulink показали можливість суттєвого зменшення теплового удару по кристалу транзистора. Результати підтверджено випробуваннями на реальних пристроях.

Ключові слова: диференціальні рівняння, стан системи, електротеплова модель, перехідні процеси, джерело живлення.

Забезпечення теплового захисту напівпровідникових перетворювачів електроенергії в процесі їх експлуатації при повторному ввімкненні, коли компоненти є розігрітими, є актуальною задачею. Особливо важливим це може бути для перетворювачів, що працюють в повторно-короткочасному режимі роботи, як, наприклад, джерела живлення для контактного зварювання. При цьому необхідно забезпечити такі умови безаварійної роботи пристрою під час перехідних процесів, які при зміні навантаження та при короткому замиканні враховували б зміну значень параметрів компонентів та зниження максимально допустимих значень параметрів кристалу напівпровідникових компонентів внаслідок їх нагріву. Згідно з результатами досліджень [1–3] майже 60% виходів з ладу пристроїв перетворювальної техніки пов'язані з перегрівом, при цьому підвищення температури на 10°C призводить до подвоєння інтенсивності виходу приладу з ладу.

До параметрів напівпровідникових компонентів, які обмежуються максимально допустимими значеннями, відносяться наступні:

— середній струм за певної температури або типу охолодження;

— струм робочого перевантаження (при постійному протіканні він зумовлює постійне підвищення температури пасивного компонента або кристалу напівпровідникового компонента), його необхідно регулювати в таких часових межах, які дозволять уникнути перегріву;

— ударний струм (внаслідок його дії температура виходить за рамки максимально допустимої, але це відбувається достатньо рідко та з обмеженою кількістю повторів і викликано аваріями на певних ділянках кола), захисним показником тут є значення часового інтегралу від квадрату величини ударного струму;

— імпульсна напруга;

— напруга пробою активних елементів;

— час вмикання/вимикання активних елементів.

Струми робочого перевантаження, якщо вони не призводять до підвищення температури $p-n$ переходу вище критичної, можуть виникати багаторазово. Щодо кількості ударних струмів, які може витримати прилад, в параметрах напівпровідникових елементів такі дані зазвичай не вказуються, а на практиці вона в середньому на рівні 20.

Задачею даної роботи є забезпечення такого теплового захисту напівпровідникових перетворювачів електроенергії, який би не перешкоджав їх безперебійній роботі, а при спрацюванні не відключав їх від живлення.

Роботу виконано за підтримки Міністерства освіти і науки України (ДБ №0116U006924).

Моделювання теплового захисту

Для точного моделювання перехідних електротеплових процесів необхідно розділити електричну і теплову складові моделі, оскільки спільний розрахунок короточасних електромагнітних процесів і довготривалих теплових процесів призведе до накопичення похибки моделювання. В [4] запропоновано відокремлювати теплову модель на кінцевих елементах моделювання. Згідно даного методу розроблено електричний симулятор, який здатний використовувати складену у [5] теплову модель. Проте в цих роботах не реалізовано зворотний зв'язок від теплової моделі до електричної, хоча на необхідність цього вказується в задачах. Робота [6] присвячена створенню моделі для прогнозування теплового стану пристрою з пасивним тепловідводом. В ній проведено аналіз залежності теплопровідності від вхідної потужності та досліджено залежність похибки теплового моделювання від ступеню апроксимації.

Отримаємо розширені рівняння стану системи, які дозволять виконувати покроковий розрахунок електромагнітних та теплових процесів в перетворювачах.

Рівняння стану системи має вигляд [7, 8]

$$\frac{dX}{dt} = AX + B, \quad (1)$$

де X — вектор змінних стану;
 A — матриця коефіцієнтів;
 B — вектор вхідних впливів;
 t — час.

Для розрахунку сумішених електротеплових процесів необхідно зв'язати рівняння стану системи для електромагнітних та теплових процесів, тобто диференціальне рівняння (1) перетворюється в систему диференціальних рівнянь

$$\begin{cases} \frac{dX_E}{dt} = A_E X_E + B_E; \\ \frac{dX_{T^\circ}}{dt} = A_{T^\circ} X_{T^\circ} + B_{T^\circ}, \end{cases} \quad (2)$$

перше з яких відноситься до електромагнітних процесів (позначення з індексами E), друге — до теплових (з індексами T°).

В даній системі рівнянь матриці коефіцієнтів та вектори зовнішнього впливу не є статичними коефіцієнтами, як в рівнянні стану системи, а залежать від температурного та електромагнітного стану системи, тобто

$$\begin{cases} \frac{dX_E}{dt} = A_E(X_{T^\circ}) \cdot X_E + B_E(X_{T^\circ}); \\ \frac{dX_{T^\circ}}{dt} = A_{T^\circ}(X_E) \cdot X_{T^\circ} + B_{T^\circ}(X_E). \end{cases} \quad (3)$$

Оскільки теплові процеси є нешвидкоплинними, зміну параметрів матриць коефіцієнтів та вектору зовнішнього впливу можна розраховувати не постійно, а в кінці кожного періоду:

$$\begin{cases} \frac{dX_E}{dt} = A_E[nT] \cdot X_E + B_E[nT]; \\ \frac{dX_{T^\circ}}{dt} = A_{T^\circ}[nT] \cdot X_{T^\circ} + B_{T^\circ}[nT], \end{cases} \quad (4)$$

де $n = 0, 1, \dots$;

T — період роботи перетворювача.

Системи диференціальних рівнянь у такому вигляді дозволяє суміщати декілька методів розрахунку електротеплових процесів та використовувати декілька середовищ моделювання для розрахунку сумішених електротеплових процесів. В даному випадку диференціальне рівняння стану системи для електромагнітних процесів розв'язується методом різницьових рівнянь за допомогою середовища MATLAB-Simulink, а для теплових процесів — методом припасовування в середовищі теплового моделювання PLECS. Пакет програм PLECS дозволяє розраховувати теплове поле перетворювача, нагрів активних компонентів схеми та роботу схеми з тепловідводом, а вихідним параметром, який використовується в рівнянні електромагнітних процесів, є потужність розсіювання на кристалах напівпровідникових приладів в кінці кожного періоду роботи перетворювача $P[nT]$ та температура пасивних компонентів.

У випадку розрахунку електромагнітних процесів в MATLAB-Simulink матриця A є погано обумовленою, оскільки до неї входять залежні від температури компоненти. Внаслідок цього в одній й тій самій матриці необхідно проводити розрахунок як перехідних процесів тривалістю в мікросекунди, так і теплових, які тривають кілька годин. Тому для простоти розрахунків матриці розділяються, а в складних схемах перетворювачів, коли не вдається просто розділити дані моделі, можна використовувати методи діакоптики [9]. В даному випадку рівняння стану системи можна розширити додаванням теплової компоненти, тоді вони набувають вигляду

$$\frac{dX}{dt} = (A_e + A_t \xi) X + B, \quad (5)$$

де A_e — компонентна матриця, що відповідає експлуатації пристрою при температурі 25°C ;
 A_t — матриця значень електричних параметрів компонентів, змінених внаслідок нагріву;
 ξ — матриця теплових коефіцієнтів, які залежать від $P[nT]$.

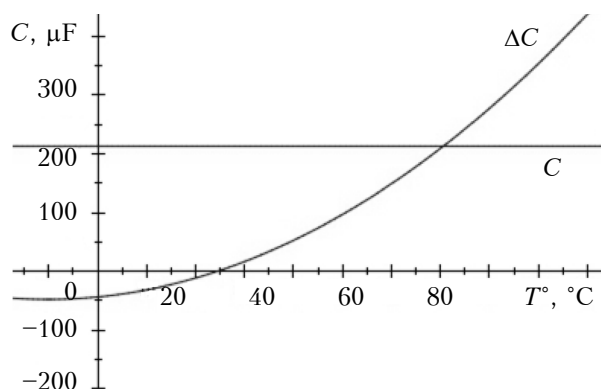


Рис. 1. Теплове розкладання ємності конденсатора: C — електрична складова матриці коефіцієнтів; $^{\circ}C$ — розрахована регресійним методом теплова складова

Приклад розкладеної таким чином характеристики — ємності конденсатора Epcos B43415 [10] — наведено на **рис. 1**.

За даним підходом, розклавши параметри компонентів схеми на теплову і електричну складові, отримуємо дві добре обумовлені матриці. Розв'язанням даної диференційної системи є вираз, у якому перебіг перехідного процесу імпульсного перетворювача характеризує матрична експонента e^{At} , форма якої, в свою чергу, визначається власними значеннями λ матриці A . Якщо власні значення матриці є дійсними, перехідний процес має аперіодичний характер, що запобігає виникненню аварій і дозволяє уникати ударів струму та небезпечних теплових ударів по кристалу напівпровідникових приладів. За комплексних власних значень процес є коливальним, ступінь коливальності при цьому залежить від відстані даних значень до комплексної осі. Рішення рівнянь для двох добре обумовлених матриць [11–13] знаходиться як

$$\det(A - \lambda I) = \lambda^2 + b\lambda + c = 0, \quad (6)$$

де I — одинична матриця 2-го порядку;
 b , c — стандартні коефіцієнти квадратного рівняння за формулами Вієта.

Використовуючи середнє геометричне значення $\Omega = \sqrt{\lambda_1 \lambda_2}$, запишемо цей вираз як

$$\lambda^2 + \frac{b}{\Omega} \Omega \lambda + \Omega^2 = \lambda^2 + B\Omega \lambda + \Omega^2 = 0, \quad (7)$$

де B характеризує криву перехідного процесу, а Ω — його масштаб часу.

За допомогою рівняння (7) можна, змінюючи параметри компонентів схеми, регулювати форму перехідного процесу, наприклад, для запобігання аварій: збільшуючи величину Ω та зменшуючи внаслідок цього ступінь коливальності,

отримаємо замість небезпечного коливального процесу аперіодичний процес.

Аналіз аварійних ділянок роботи перетворювачів

З метою підвищення надійності було проведено дослідження аварійних електротеплових режимів роботи електрокоагуляторів, що належать до трьох груп — які серійно вироблялись раніше та знаходяться на післягарантійному обслуговуванні («Надія-2», ЕХВЧ 350М/120Б); які випускаються в теперішній час («Надія-4», ЕХВЧ-300, 200, 120) та новий прилад, що пройшов етап технічних випробувань («Свармед», ЕК300М). Ці прилади мають спільну платформу силової частини, структурну схему якої зображено на **рис. 2**. Силу частину електрокоагуляторів виконано на основі дволанкового перетворювача частоти, що живиться від мережі змінного струму 220 В, 50 Гц та формує на виході змінну напругу частотою 440 кГц.

Даний пристрій складається з двох каскадів: АС/DC-перетворювача, виконаного на базі регульованого напівмостового інвертора напруги, і нерегульованого мостового DC/АС-інвертора. До складу вхідного регульованого АС/DC-перетворювача входять випрямляч В1 мережі живлення (220 В, 50 Гц), ємнісний С-фільтр, з виходу якого стала напруга поступає на напівмостовий інвертор І1 з системою керування та пристроєм плавного пуску (СПП). З вихідного трансформатора Т змінна напруга поступає на випрямляч В2 та LC-фільтр. До виходу фільтру підключено вхід нерегульованого мостового інвертора І2. Для контролю струмів транзисторів інверторів в схему додатково введені два низькоіндуктивних шунти, один з яких включено послідовно зі стійкою транзисторів інвертора І1, другий — в шину живлення інвертора І2.

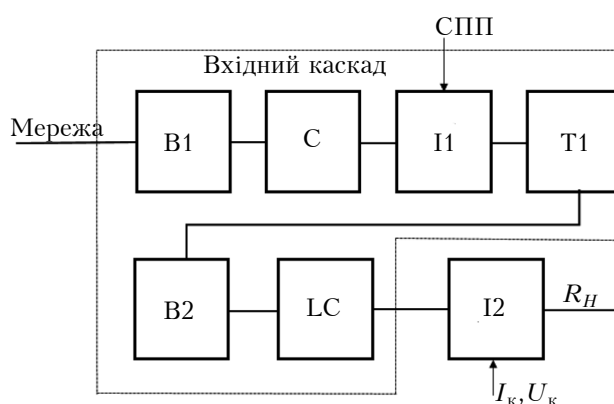
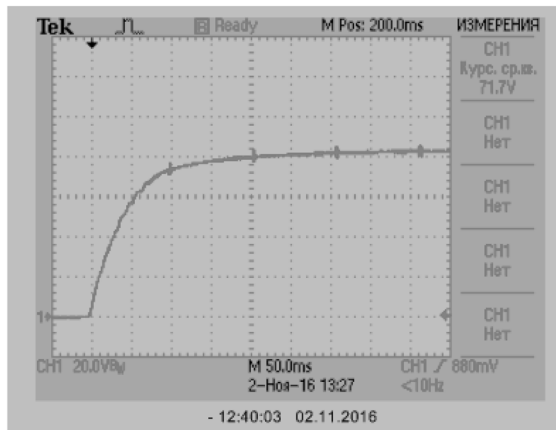
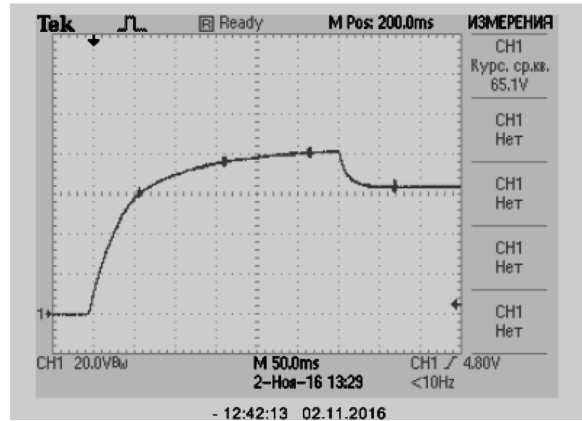


Рис. 2. Структура електрокоагулятора: В1, В2 — випрямлячі; І1, І2 — інвертори; С — С-фільтр; LC — LC-фільтр; Т1 — трансформатор

а)



а)



б)



б)

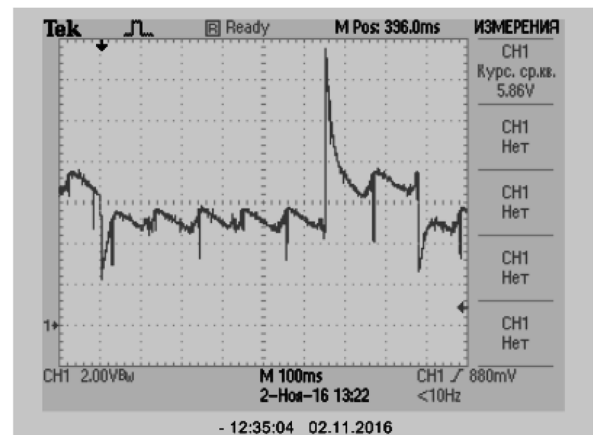


Рис. 3. Вихідна напруга (а) та струм через транзистори (б) напівмостового інвертора І1

Рис. 4. Вихідна напруга (а) та струм через транзистори (б) мостового інвертора І2

Специфіка застосування електрокоагуляторів пов'язана з такими особливостями, як повторювана короточасна робота та робота в режимах з неперіодичними короткими замиканнями навантаження. Під час ввімкнення пристрою, навіть за умови забезпечення аперіодичного типу зміни напруги на ємності LC-фільтру регульованого інвертора напруги, спостерігається коливальний характер зміни струму транзисторів (рис. 3).

Для другої ланки перетворювача частоти небезпечними є коротке замикання або зміна навантаження як частковий випадок короткого замикання. На рис. 4 зображено, як зміна навантаження призводить до зміни напруги на ємності LC-фільтру та як внаслідок цього формується сплеск струму транзисторів другого інвертора.

Наявність сплесків струму призводить до виникнення теплових ударів по кристалах транзисторів першого та другого інверторів.

Задачу забезпечення одночасного електротеплового захисту в такому дволанковому перетворювачі неможливо вирішити, розглядаючи роздільно аварійні режими роботи окремих інверторів. Наприклад, якщо розглядати перший

інвертор, то для зменшення амплітуди сплеску струму транзисторів доцільно збільшити сталу часу перехідного процесу, збільшивши номінальні значення індуктивності дроселя та ємності LC-фільтру. Можна також використовувати режим заряду ємності стабілізованим струмом, що також призведе до збільшення сталої часу перехідного процесу. Проте у другому інверторі такі заходи призведуть до ускладнень — збільшення сплесків струму.

Аналіз режимів роботи вихідного каскаду показав, що при зміні параметрів пасивних компонентів внаслідок нагріву, стрибки струму через напівпровідникові ключі під час зміни навантаження зростають і можуть перевищити граничні значення, які зменшуються внаслідок нагріву кристалів. Тому необхідно провести моделювання поведінки пристрою у всьому температурному діапазоні роботи пасивних компонентів та обрати активні компоненти з урахуванням можливого зниження максимально допустимих значень електричних параметрів їх напівпровідникових елементів.

Дослідження вхідного каскаду показало, що у випадку нагрітих компонентів присутні коливання навіть за наявності системи плавного пуску жорсткого типу з незмінною сталою часу спрацювання. Експоненціальна зміна тривалості імпульсу не залежить від теплової зміни електричних параметрів компонентів. Програмна зміна тривалості плавного пуску усуває дану проблему, і стрибки струму зникають.

Схемотехнічні засоби забезпечення теплового захисту напівпровідникових перетворювачів електроенергії

Використання теплових моделей компонентів схеми дозволило створити систему теплового захисту імпульсних перетворювачів електроенергії, яка працює за принципом зворотного зв'язку щодо температури (рис. 5). Дана систе-

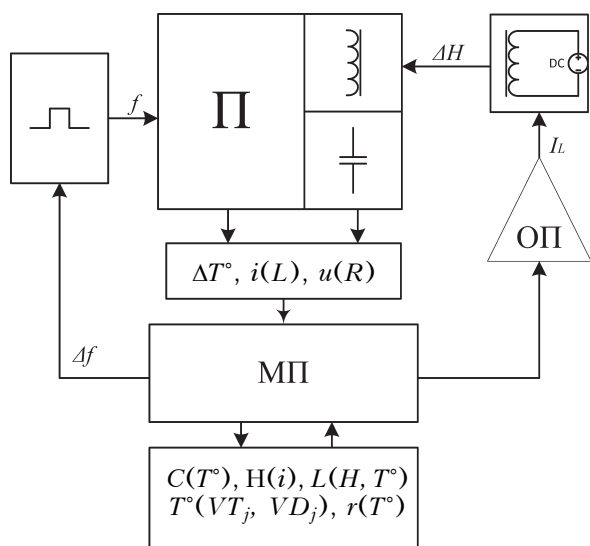


Рис. 5. Система теплового захисту зі зворотнім зв'язком за температурою

ма регулює коливальність перехідних процесів в імпульсних напівпровідникових перетворювачах електроенергії з індуктивними компонентами. Тепловий захист перетворювача здійснюється магнітно-зв'язаною з дроселем фільтра перетворювача котушкою індуктивності, струм якої, так само як і вхідна частота перемикання вхідного ключа, регулюється мікроконтролером залежно від нагріву компонентів. Внаслідок роботи даного кола стабілізуються електромагнітні процеси при зміні робочої температури компонентів імпульсних перетворювачів електроенергії.

На мікроконтролер подаються дані з датчиків температури пасивних компонентів, температури корпусу активних компонентів та струму через котушку індуктивності перетворювача (П на рис. 5) з індуктивно-ємнісним фільтром. Для поточної температури за допомогою теплової моделі, яка попередньо занесена в пам'ять мікропроцесора (МП), розраховуються параметри конденсаторів, насиченість магнітного поля котушки індуктивності та значення індуктивності, температура кристалів напівпровідникового приладу. Для отриманих даних аналізується ступінь коливальності перехідного процесу (за значеннями дійсних і комплексних коренів характеристичного рівняння). Далі розраховується напруженість магнітного поля котушки індуктивності, за якою величина коливальної складової перехідного процесу буде в припустимих межах відповідно до максимально допустимих значень параметрів нагрітих напівпровідникових кристалів. В коло з магнітно-зв'язаною котушкою індуктивності, яка регулює насиченість магнітного поля дроселя фільтра ΔH , подається струм необхідної величини I_L , підсилений за допомогою операційного підсилювача (ОП). Якщо вна-

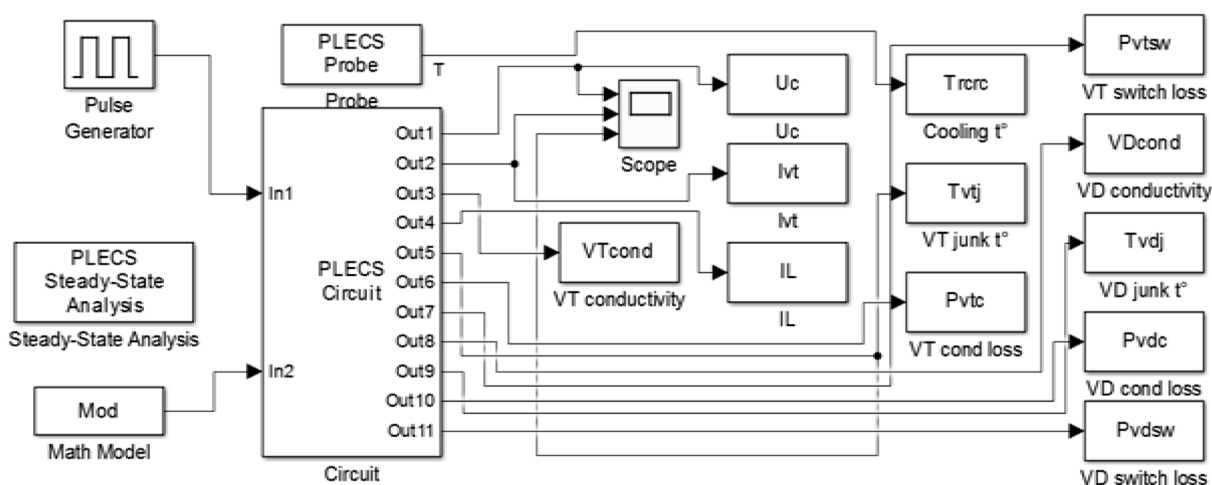


Рис. 6. Схема моделі понижуючого ШІП з системою теплового захисту

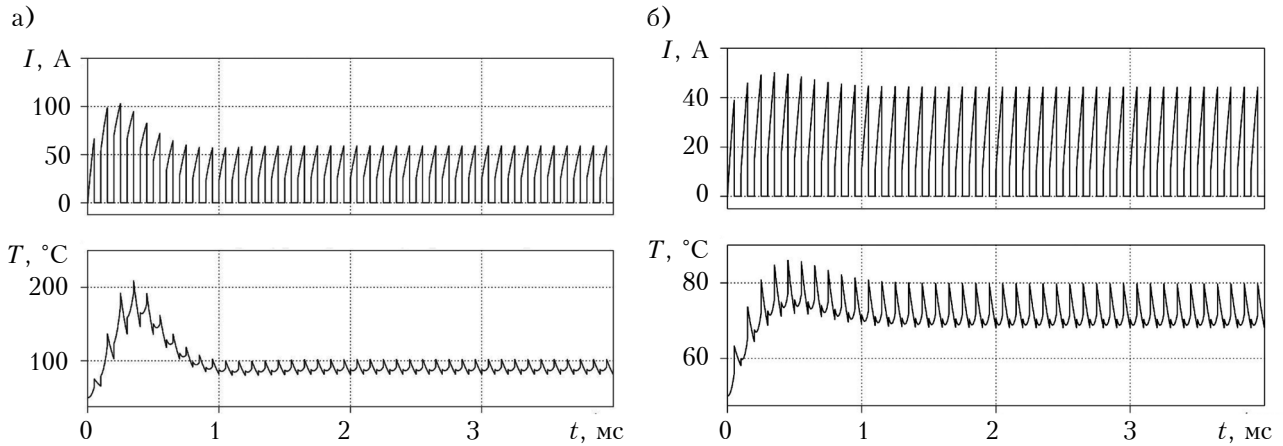


Рис. 7. Перехідні характеристики перетворювача за відсутності системи теплового захисту (а) та за її наявності (б)

слідок зміни індуктивності котушки струм кола збільшився або є необхідність у невеликій корекції реактивного опору пасивних компонентів кола, ці величини корегуються зміною частоти перемикання силового транзистора перетворювача. Сигнал, який містить інформацію про необхідну величину зміни цієї частоти, розраховується у МП та подається на формувач імпульсів, який здійснює безпосереднє керування силовим транзистором перетворювача з частотою f .

Для перевірки працездатності системи створено модель понижуючого широтно-імпульсного перетворювача (ШІП) з системою теплового захисту в середовищах PLECS [13] та MATLAB-Simulink [14] за умов високого ступеню коливальності струму напівпровідникових приладів (рис. 6). Теплова модель з системи PLECS через виходи Out передає значення потужності розсіювання, втрат та температури компонентів схеми в середовище MATLAB-Simulink та

приймають звідти корекцію вхідної частоти та струму через зустрічно підключений дросель.

На рис. 7 продемонстровано, як розрізняються між собою перехідні характеристики (струм I через кристал транзистора та його температура T°) перетворювача за відсутності та у разі наявності системи теплового захисту.

Забезпечення теплового захисту перезапуском системи плавного пуску після короткого замикання

Після зміни навантаження або зняття короткого замикання повторний запуск пристрою здійснюється без системи плавного пуску, але в умовах нагрітих компонентів схеми це доволі небезпечно, тому є необхідність в системі, що буде перезапускати СПП. При цьому, однак, у разі короткого замикання СПП зі стабільною зміною коефіцієнта заповнення імпульсів може бути неефективною, оскільки вона розрахована на значення параметрів компонентів за по-

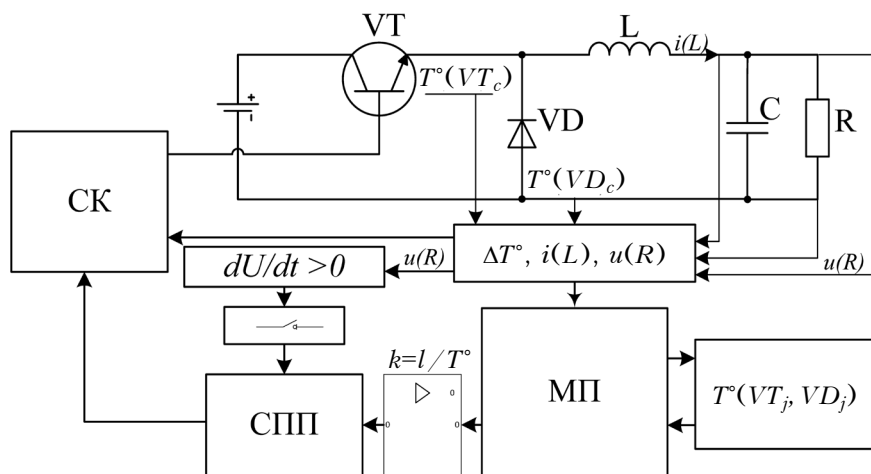


Рис. 8. Система теплового захисту з перезапуском системи плавного пуску

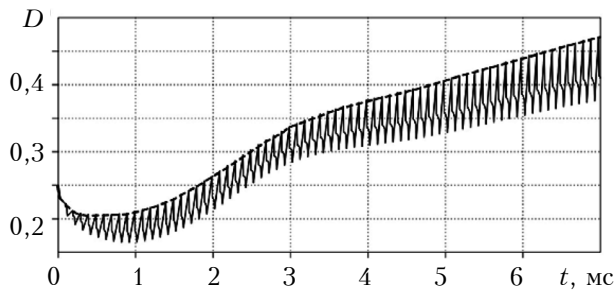


Рис. 9. Коефіцієнт заповнення імпульсів при активованій системі плавного пуску зі зворотнім зв'язком по температурі кристалу напівпровідникових приладів

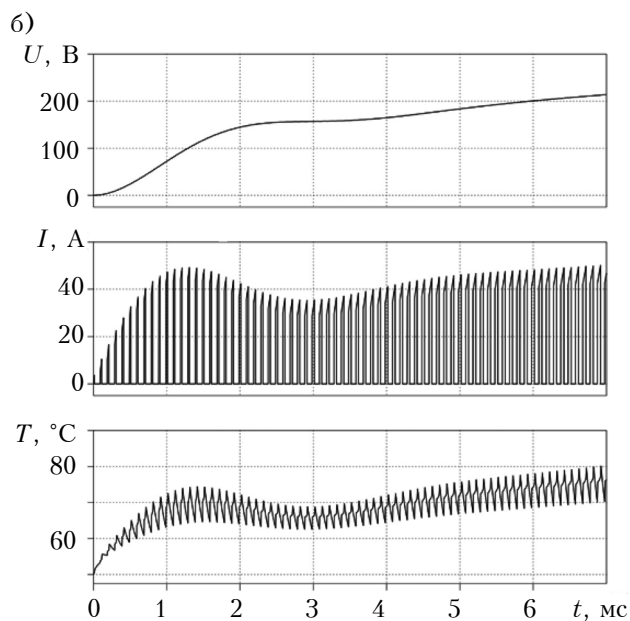
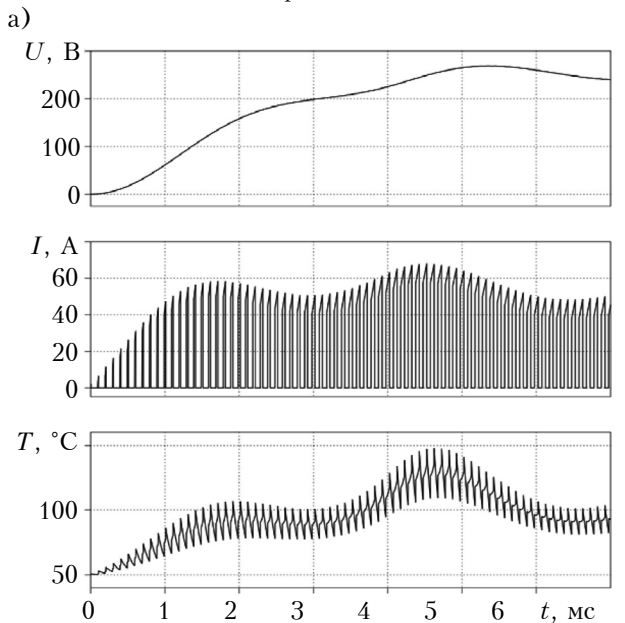


Рис. 10. Перехідні характеристики понижуючого ШПП з нагрітими компонентами у разі застосування звичайної системи плавного пуску (а) та системи, залежної від температури (б)

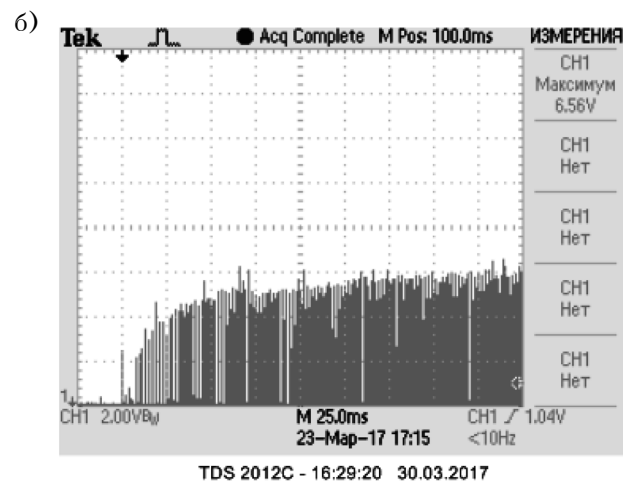
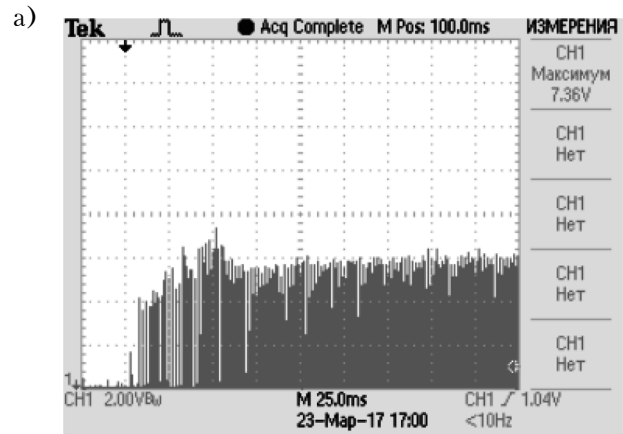


Рис. 11. Перехідний процес входного каскаду електрокоагулятора за наявності СПП (а) та у разі її відсутності, коли пуск керується програмно (б)

чаткової температури. У даному випадку необхідно враховувати залежність коефіцієнту заповнення імпульсів від температури. Для цього використовується мікропроцесор, до пам'яті якого вноситься електротеплова модель напівпровідникових приладів, що дозволяє з використанням знятих з датчиків даних розраховувати температуру кристалів транзистора і діода, струм дроселя, напругу навантаження і конденсатора (рис. 8). З мікропроцесора через функціональний перетворювач на систему плавного пуску подається сигнал, величина якого є обернено пропорційною до температури кристалів транзистора і діода $k=1/T^{\circ}$. Сигнал з СПП, а також сигнали, які є пропорційними напрузі навантаження та струму котушки індуктивності, подаються на систему керування (СК), яка генерує послідовність імпульсів керування силовим транзистором перетворювача зі змінним коефіцієнтом заповнення. Паралельно з цим відстежується напруга на навантаженні $u(R)$, і як тільки вона різко збільшується $dU/dt > 0$ (на-

приклад, при різкому зменшенні навантаження або знятті короткого замикання), СПП перезапускається з урахуванням поточної температури.

У разі застосування вказаного зворотного зв'язку маємо не лінійне зростання коефіцієнта заповнення імпульсів, а криву, яка обернено пропорційно пов'язана з температурою кристалу, скорегованою системою плавного пуску для правильного виведення перетворювача в неперервний режим роботи (рис. 9).

На рис. 10 продемонстровано, як розрізняються між собою перехідні процеси у разі використання стандартної та запропонованої систем плавного пуску за однакових параметрів нагрітого пристрою після короткого замикання.

З рис. 11 видно, що перехідний процес під час ввімкнення вхідного каскаду електрокоагулятора за наявності СПП має стрибок по струму, а отже і тепловий удар по кристалу напівпровідникового приладу, на відміну від роботи приладу за її відсутності, коли пуск регулюється програмно.

Розрахунковим шляхом були визначені параметри компонентів LC-фільтру та запропоновані доцільні типи магнітного матеріалу дроселя та ємності, які забезпечують величину стрибків струму транзисторів та, відповідно, теплових ударів по їх кристалах в допустимих межах.

Систему плавного пуску зі сталою часу, яка забезпечує аперіодичний тип перехідного процесу струму транзисторів регульованого інвертора напруги, було впроваджено в електрокоагуляторах «Надія-4», ЕХВЧ-300, 200, 120 та «Свармед», ЕК300М. Ефективність такого рішення була підтверджена наступним чином. Оцінювалась приведена у відсотках до об'єму середня за рік кількість відмов:

$$KB = \frac{N_{\text{відм}}}{N_{\text{сер}}} \cdot 100\%,$$

де $N_{\text{відм}}$ — середня за рік кількість відмов;
 $N_{\text{сер}}$ — кількість випущених за рік електрокоагуляторів.

Для електрокоагулятора ЕК300М1, який випускали у 2008—2016 роках, використовувалась силова частина з немодифікованими параметрами елементів. У файлі обліку ремонту цих коагуляторів серед зафіксованих відмов кількість пов'язаних з виходом з ладу силових транзисторів складає 17%. Для електрокоагуляторів «Надія-4» ЕХВЧ-300, 200, 120 та «Свармед» ЕК300М з модифікованою силовою частиною наведена кількість відмов складає 1,2%.

Заключення

Таким чином, проведений аналіз суміщених електротеплових процесів дозволив вирішити за-

дачу забезпечення теплового захисту напівпровідникових перетворювачів електроенергії за рахунок систем, дія яких базується на нормалізації параметрів згладжувального фільтра до температури, а для умов, коли вирогідним є виникнення коротких замикань, — на адаптації сталої часу системи плавного запуску до температури. Результати моделювання таких систем спільно з понижуючим широтно-імпульсним модулятором в об'єднаному середовищі PLECS-MATLAB-Simulink показали можливість суттєвого зменшення теплового удару по кристалу транзистора — від 210 до 85°C у першому випадку та від 180 до 80°C у другому, що підтверджує доцільність їх використання в реальних пристроях.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

1. Fabis P.M., Shun D., Windischmann H. Thermal modelling of diamond-based power electronic spackage // Proc. 15th Annu. IEEE Semicond. Therm. Meas. Manage. Symp. — 1999. — P. 98—104.
2. Divins D. Using simulation to estimate MOSFET junction temperature in a circuit application // International Rectifier, Power Electronics Technology Exhibition & Conference. — Dallas, Texas. — 2007.
3. Malyna D. Accelerated synthesis of electrically and thermally constrained power electronic converter systems // Eindhoven, Eindhoven University Press. — 2007. — P. 229.
4. Drofenik U.A., Kolar J.W. General scheme for calculating switching-and conduction-losses of power semiconductors in numerical circuit simulations of power electronic systems // International Power Electronics Conference (IPEC'05). — 2005.
5. Drofenik U., Cotet D., Musing A. et al. Computationally efficient integration of complex thermal multi-chip power module models into circuit simulators // Power Conversion Conference (PCC'07). — 2007. — P. 550—557. — <http://dx.doi.org/10.1109/pcccon.2007.373020>
6. Merrih A. A. Compact thermal modeling methodology for predicting skin temperature of passively cooled devices // Applied Thermal Engineering. — Vol. 85. — 2015. — P. 287—296.
7. Тонкаль В. Е., Руденко В. С., Жуйков В. Я. и др. Вентильные преобразователи переменной структуры. — Киев: Наук. думка, 1989.
8. Стжелецьки Р., Коротеєв І. Е., Жуйков В. Я. Хаотические процессы в системах силовой электроники. — Киев: Аверс, 2001.
9. Kron G. Diakoptics, the piecewise solution of large scale systems. — London: MacDonald & Co, 1963.
10. Soft Ferrites. Data Handbook MA01, Philips Components. — Netherlands: Philips Electronics, 1996.
11. Филаретов В. В. Теорема Сигорского об определителе суммы матриц и диакоптика // Электроника и связь. — 2010. — № 2. — С. 5—13.
12. Голуб Дж., Ван Лоун Ч. Матричные вычисления. — Москва: Мир, 1999.
13. Simulation software PLECS. Plexim GmbH. [Online]. <http://www.plexim.com>.
14. Register A. A. Guide to MATLAB object-oriented programming. — Florida: SciTech Publishing Inc., 2007.

*Дата надходження рукопису
до редакції 12.05 2017 г.*

Р. А. БАРАНЮК, В. А. ТОДОРЕНКО, А. Ф. БОНДАРЕНКО

Украина, НТУУ «Киевский политехнический институт имени Игоря Сикорского»

E-mail: licornedev@gmail.com, va.todorenko@gmail.com, bondarenkoaf@gmail.com

АДАПТИВНАЯ ЭЛЕКТРОТЕПЛОВАЯ ЗАЩИТА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

Предложены системы тепловой защиты импульсных полупроводниковых преобразователей электроэнергии. Показано, что в полупроводниковых преобразователях с выходным сглаживающим фильтром целесообразно использовать схемотехнические средства тепловой защиты, действие которых основано на нормализации параметров сглаживающего фильтра к температуре, а для случаев, когда возможны короткие замыкания, — на адаптации постоянной времени системы плавного запуска к изменению температуры. Результаты моделирования совмещенных электромагнитных и тепловых процессов в широтно-импульсном преобразователе понижающего типа с предложенными системами тепловой защиты в объединенной среде PLECS-MATLAB-Simulink показали возможность существенного уменьшения теплового удара по кристаллу транзистора. Результаты подтверждены испытаниями на реальных устройствах.

Ключевые слова: дифференциальные уравнения, состояние системы, электротепловая модель, переходные процессы, источник питания.

DOI: 10.15222/TKEA2017.3.03
UDC 621.314

R. A. BARANIUK, V. A. TODORENKO, O. F. BONDARENKO

Ukraine, NTUU «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»

E-mail: licornedev@gmail.com, va.todorenko@gmail.com, bondarenkoaf@gmail.com

ADAPTIVE ELECTROTHERMAL PROTECTION OF POWER CONVERTERS

Thermal management for power converters during normal operation and transient modes when electrical components are warmed up is an actual problem. This can be particularly important for converters with intermittent duty operation, e.g. power supplies for resistance welding. According to some research, nearly 60% of failures are temperature-induced, and for every 10°C temperature rise in operating environment the failure rate nearly doubles.

In this paper, thermal motion of state equations eigenvalue is analysed. It is shown, that in semiconductor converters with an output smoothing filter it is appropriate to use thermal protection devices based on thermal normalisation of the converter filter and, while for cases when short circuits are possible it is appropriate to use a soft start system with thermal adaptation for soft start time factor.

Based on these results, two systems of thermal protections operating for semiconductor power converters are introduced. Simulation of combined electromagnetic and thermal processes in buck converter operating with both thermal management systems in overlapping environments MATLAB/Simulink and PLECS showed the possibility to significantly reduce thermal shock on semiconductor components. Using the system of filter parameters normalisation decreases the temperature of the crystal from 210°C to 85°C, using the adaptive soft start system decreases the temperature from 180°C to 80°C. The simulation results are confirmed by tests on real devices.

Keywords: differential equations, system state, electrothermal model, transient processes, power supply.

REFERENCES

1. Fabis P.M., Shun D., Windischmann H. Thermal modelling of diamond-based power electronics package. *Proc. 15th Annu. IEEE Semicond. Therm. Meas. Manage. Symp.*, 1999, pp. 98-104.
2. Divins D. Using Simulation to Estimate MOSFET junction temperature in a circuit application. *International Rectifier, Power Electronics Technology Exhibition & Conference*, Dallas, Texas, 2007.
3. Malyna D. *Accelerated synthesis of electrically and thermally constrained power electronic converter systems*. Eindhoven, Eindhoven University Press., 2007, 229 p.
4. Drofenik U. A., Kolar J. W. A general scheme for calculating switching-and conduction-losses of power semiconductors in numerical circuit simulations of power electronic systems. *International Power Electronics Conference (IPEC'05)*, 2005, pp. 4-8.
5. Drofenik U., Cotet D., Musing A., Meyer J. M., Kolar J. W. Computationally efficient integration of complex thermal multi-chip power module models into circuit simulators. *Power Conversion Conference*, 2007, Nagoya, pp. 550-557. <http://dx.doi.org/10.1109/pccn.2007.373020>
6. Merrikh A. A. Compact thermal modeling methodology for predicting skin temperature of passively cooled devices. *Applied Thermal Engineering*, vol. 85, 2015, pp. 287-296.
7. Tonkal' V.T., Rudenko V.S., Zhuikov V.Ya. et al. *Ventil'nye preobrazovateli peremennoi struktury* [Variable-type gate converters]. Kyiv, Naukova dumka, 1989, 336 p. (Rus)
8. Stzheletski R., Koroteev I.E., Zhuikov V.Ya. *Khaoticheskie protsessy v sistemakh silovoi elektroniki* [Chaotic processes in power electronics systems]. Kyiv, Avers, 2001. (Rus)
9. Kron G. *Diakoptics, the piecewise solution of large scale systems*. London, MacDonald & Co, 1963.
10. *Soft Ferrites. Data Handbook* MA01, Philips Components. Netherlands, Philips Electronics, 1996, 887p.
11. Filaretov V.V. [Sigorsky's theorem on the determinant of the sum of matrices and diakoptics]. *Electronics and Communications*, 2010, no. 2, pp. 5-13. (Rus)
12. Golub D., Van Loun Ch. *Matrichnyye vychisleniya* [Matrix computing]. Moscow. Mir, 1999, 458 p. (Rus)
13. *Simulation software PLECS. Plexim GmbH*. [Online]. <http://www.plexim.com>.
14. Register A. A. *Guide to MATLAB object-oriented programming*. Florida: SciTech Publishing Inc., 2007, p. 354.