

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»
МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ**

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

БАРАНЮК РОМАН АНДРІЙОВИЧ

УДК 621.314

**ДИСЕРТАЦІЯ
СИСТЕМИ ТЕПЛОВОГО ЗАХИСТУ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ
ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ**

Спеціальність 05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії
Технічні науки

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук
Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей,
результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

Р.А. Баранюк

Науковий керівник

Тодоренко Віктор Агафонович, кандидат технічних наук, доцент

Київ-2017

АНОТАЦІЯ

Баранюк Р. А. Системи теплового захисту напівпровідникових перетворювачів електроенергії. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії. – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», МОН України, Київ, 2017.

Дисертація присвячена розробці систем для забезпечення теплового захисту напівпровідникових перетворювачів електроенергії за рахунок суміщеного моделювання електромагнітних та теплових процесів в перетворювачах.

В роботі проведено аналіз сучасних методів розрахунку електромагнітних та теплових процесів, аналіз моделей ключових та пасивних компонентів. Показана доцільність використання моделей пасивних та активних компонентів перетворювачів, параметри яких залежать від температури і електричних режимів роботи. Запропонована суміщена модель для розрахунку електротеплових процесів у перетворювачах з урахуванням швидкості процесів і поділом даної системи на систему рівнянь, що описують швидкі та повільні процеси. Дана модель побудована як діакоптично поділена система рівнянь, що складається з рівнянь стану системи для повільних і швидких процесів, а також рівнянь зв'язку. Рівняння стану системи для електромагнітних процесів було поділено на незалежну та залежну від температури складові. Проаналізовані прискорення розрахункового процесу з урахуванням чутливості теплового руху коренів характеристичного рівняння матриці коефіцієнтів і стійкості методу інтегрування діакоптично поділеної системи з подальшим вибором двох різних кроків інтегрування для рівнянь, що описують швидкі і повільні процеси. Дана методика була застосована для

створення математичних моделей електротеплових процесів понижуючого широтно-імпульсного перетворювача та створення суміщеної електротеплової моделі в об'єднаних середовищах *MATLAB/Simulink* і *Plecs*. Проаналізовано пристрої електрокоагуляторної апаратури, що випускаються серійно, на предмет теплових аварійних режимів роботи і дані рекомендації з нормалізації режимів та теплового захисту. Запропоновані дві системи теплового захисту, які працюють за рахунок нормалізації перехідних електромагнітних процесів в ланцюгу перетворювача з урахуванням температури елементів та перезапуску плавного пуску після зняття короткого замикання з програмним обліком температури елементів.

Наукова новизна одержаних результатів полягає в тому, що на основі диференціальних рівнянь стану побудована математична модель понижуючого широтно-імпульсного перетворювача з урахуванням температурних залежностей зміни параметрів компонентів напівпровідникових перетворювачів, що дало можливість проводити об'єднаний розрахунок електромагнітних та теплових процесів. На базі сформованої математичної моделі запропоновано розділення компонентних матриць, що дозволяє розраховувати електромагнітні процеси при базовій температурі 25°C, відокремивши складову перехідного процесу залежну від температури та оцінити її вплив на режими роботи. Вперше на основі аналізу впливу температури на корені характеристичного рівняння системи визначено шляхи нормалізації електромагнітних процесів до зміни температури, що дало можливість запропонувати два типи засобів теплового захисту: зі зміною сталої часу пристрою плавного запуску у залежності від температури та з адаптацією параметрів пасивних компонентів.

Практичне значення одержаних результатів підтверджується тим, що запропонована методика суміщеного розрахунку електромагнітних та теплових процесів у ключових напівпровідникових перетворювачах електроенергії дозволяє визначати граничні режими експлуатації та проводити вибір компонентів з врахуванням температурної залежності їх параметрів, що

зменшує можливість виникнення аварійних режимів роботи. Проведене моделювання електромагнітних та теплових процесів у понижуючому широтно-імпульсному перетворювачі (ШП) підтвердило необхідність використання засобів теплового захисту перетворювачів, що дає можливість нормалізувати теплові удари по кристалах напівпровідникових приладів. Проведене моделювання суміщених електромагнітних та теплових процесів у понижуючому ШП із запропонованою системою повторного плавного пуску з врахуванням температурного режиму роботи показало можливість зменшення теплового удару по кристалу транзистора від 180°C до 80°C. Моделювання суміщених електромагнітних та теплових процесів у понижуючому ШП із системою теплового захисту, що базується на нормалізації параметрів пасивних компонентів при зміні температури показало можливість зменшення теплового удару по кристалу транзистора від 210°C до 85°C. Результати моделювання суміщених електромагнітних та теплових процесів у понижуючому ШП підтвердили доцільність використання запропонованих систем теплового захисту, які суттєво зменшують теплові удари по кристалах транзистора в пускових та повторно короткочасних режимах роботи.

Результати досліджень, виконаних в дисертації, впроваджені в навчальний процес Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»; при виконанні НДР «Підвищення показників енергоефективності та ресурсозбереження засобами силової електроніки для технології отримання високонадійних зварювальних з'єднань різнорідних матеріалів» і у виробництво електрокоагуляторів ООО «СВАРМЕД».

Ключові слова: адаптивні системи теплового захисту, диференційні рівняння стану системи, метод діакоптики, суміщена модель електротеплових процесів.

Список опублікованих праць за темою дисертації:

1. Баранюк Р. А. Расчет переходных электромагнитных и тепловых процессов в преобразователях электроэнергии / Р. А. Баранюк, В. А. Тодоренко, О. И. Тюрютиков // Электрификация транспорта. – 2013. – №5. – С. 74-77. *Здобувачем проведено суміщене моделювання понижуючого ШПП в пакеті MATLAB/Simulink.*

2. Баранюк Р. А. Аналіз електромагнітних процесів у понижуючому широтно-імпульсному перетворювачі з врахуванням температурного режиму роботи / Р. А. Баранюк, В. А. Тодоренко // Электрификация транспорта. – 2016. – №11. – С. 8-12. *Здобувачем запропонований принцип формування рівнянь стану перетворювачів з врахуванням впливу температури на параметри пасивних компонентів.*

3. Баранюк Р. А. Теплове моделювання силових напівпровідникових пристроїв / Р. А. Баранюк // Електроніка та зв'язок. – 2016. Том. 21, – №3(92). – С. 10-16. *Здобувачем висвітлені перспективні методи електротеплового моделювання за допомогою створення еквівалентної схеми, побудови моделей в системі Simulink та поєднання пакетного середовища MATLAB з програмою, написаною мовою C++ для більш складних циклів та обчислень (включена до міжнародних наукометричних баз Index Copernicus Journals Master List, РИНЦ).*

4. Баранюк Р. А. Тепловий захист імпульсних перетворювачів електроенергії / Р. А. Баранюк, В. А. Тодоренко // Електроніка та зв'язок. – 2016. Том. 21, – №5(94). – С. 66-69. *Здобувачем описується шлях до забезпечення теплового захисту напівпровідникових перетворювачів електроенергії як на методологічному рівні, встановлюючи межі безпечної роботи пристрою, так і схемотехнічному рівні, додаючи до схеми пристрою додаткові ланцюги, а саме ланцюг зворотного зв'язку відносно температури (включена до міжнародних наукометричних баз Index Copernicus Journals Master List, РИНЦ).*

5. Baraniuk R. Calculation of electrothermal processes in pulse converters to provide thermal protection / R. Baraniuk, V. Todorenko, D. Ushakov // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2016. Vol. 4, No. 8(82). – P. 19-25. *Здобувачем проведено суміщене електротеплове моделювання, розрахунок та проектування пристроїв теплового захисту імпульсних напівпровідникових перетворювачів (включена до міжнародних наукометричних баз SciVerse Scopus, Index Copernicus Journals Master List, Chemical Abstracts Plus, Academic Search Complete).*

6. Патент України 112957 МПК G05F 1/00 (2016.01). Адаптивна система теплового захисту імпульсних перетворювачів електроенергії / Баранюк Р. А.; заявл. 23.05.2016, опубл. 10.01.2017, Бюл. № 1. *Здобувачем запропонована система теплового захисту імпульсних перетворювачів електроенергії, що працює за рахунок стабілізації перехідних електромагнітних процесів в колі пристрою.*

7. Баранюк Р. А. Моделювання теплових режимів роботи напівпровідникових перетворювачів електроенергії / Р. А. Баранюк // Матеріали VII Міжнародної науково-практичної конференції «Електрифікація транспорту» «ТРАНСЕЛЕКТРО - 2014». – 2014. – С. 67. *Здобувачем запропоновано поєднання середовища програмування з середовищем MATLAB для розрахунку електротеплових режимів.*

8. Баранюк Р. А. Аналіз характеру перехідних процесів ключових перетворювачів електроенергії / Р. А. Баранюк, В. А. Тодоренко. // Матеріали VII Міжнародної науково-практичної конференції «Електрифікація транспорту» «ТРАНСЕЛЕКТРО - 2015». – 2015. – С. 7-8. *Здобувачем побудована математична модель електротеплових процесів у вигляді рівнянь стану системи. Проведений аналіз коренів характеристичного рівняння матриць даної моделі на предмет коливальності електромагнітних процесів нагрітого перетворювача.*

SUMMARY

Baraniuk R. A. Thermal protection systems of semiconductor power converters. – PhD thesis printed as manuscript.

PhD thesis in the speciality 05.09.12 – semiconductor converters of electrical energy. – National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute», Ministry of Science and Education of Ukraine, Kyiv, 2017.

The thesis is devoted to the development of thermal protection systems for semiconductor power converters due to the combined analysis of electromagnetic and thermal processes in the converters.

The analysis of modern methods of electromagnetic and thermal processes calculation, hubs and passive components modeling is made. The expediency of using models of passive and active elements of converters with thermal and electrical operating modes dependences of parameters is shown. Combined model for electrothermal processes calculating, considering the speed of processes and division of the system into systems of equations describing fast and slow processes is proposed. The model is constructed as a diacoptically separated system of equations, consisting of state equations for slow and fast processes plus coupling equations. Also, the equation of system state for electromagnetic processes was divided into constant and temperature-dependended components. Acceleration of the calculation process, considering sensitivity of characteristic equation roots thermal motion of the coefficient matrix and stability of the calculated diacoptical method with the further selection of two different integration steps for the equations describing fast and slow processes are analyzed and recommendations on the electrical regimes normalization and thermal protection are given. The technique has been applied to create mathematical models of electrothermal processes means for buck converter and create a combined electrothermal model in MATLAB/Simulink together with Plecs. Serially produced electrocoagulation devices are analyzed for thermal emergency operations. Two thermal protection systems, which operate due

to normalization of transient electromagnetic processes in converters and restart of smooth start after short circuit mode, considering temperature of components, are introduced.

The scientific novelty of the obtained results is a mathematical model of the buck converter creating considering the temperature dependences of the semiconductor converter components parameters changes which based on differential equations of state. This model made it possible to make a combined calculation of electromagnetic and thermal processes. Based on the mathematical model, the separation of component matrixes is proposed, what allows to calculate electromagnetic processes at 25° C, separating the transient processes and temperature-dependent calculations. Also, it allows to calculate thermal influence on operating modes. For the first time the ways of normalization of electromagnetic processes to temperature changes have been determined based on the analysis of the influence of temperature on the roots of the characteristic equations. Based on this, two types of thermal protection means were offered: soft start system with the time change, depending on converter components temperature; thermal protection system with the adaptation of passive components parameters.

The practical significance of the obtained results is confirmed by the fact that the proposed method of electromagnetic and thermal processes combined calculation of semiconductor power converters allows to determine the boundary operating modes and chose the components considering to the temperature dependence of their parameters, what reduces the possibility of emergency operation modes initiation. Simulation of electromagnetic and thermal processes in buck converter confirmed the necessity of thermal protection means use what will make it possible to normalize thermal shock of semiconductor device junctions. The simulation of combined electromagnetic and thermal processes in the buck converter with the proposed system of thermal depended soft start system has shown the possibility of reducing the thermal shock of the junction from 180° C to 80° C. The simulation of combined electromagnetic and thermal processes in the buck converter with a thermal protection system based on the normalization of the passive

components parameters with temperature changing showed the possibility of junction thermal shock reducing from 210° C to 85° C. The results of the combined electromagnetic and thermal processes simulation confirmed the feasibility of using the proposed thermal protection systems, what significantly reduce the semiconductor components junction thermal shock in the transient and restart operating modes.

The results of the research carried out in the dissertation are implemented in the educational process of the National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute"; research work "Improvement of indicators of energy efficiency and resource-saving by power electronics means for the technology of obtaining highly reliable welding compounds of heterogeneous materials"; in the production of electrocoagulators SVARMED LLC.

Key words: adaptive thermal protection systems, combined model of electrothermal processes, differential system state equations, method of diacoptics.

List of published works on the topic of the dissertation:

1. R. Baraniuk, V. Todorenko, O. Turutikov, "Calculation of transient electromagnetic and thermal processes in power converters," *Электрификация транспорта (Electrification of transport)*, No. 5, pp. 74-77, 2013. *In this work a combined simulation of the buck converter in MATLAB / Simulink is built, where electrical parameters of transistor are temperature dependable.*

2. R. Baraniuk, V. Todorenko, "Electromagnetic Analysis of Buck Converter According to Thermal Process," *Электрификация транспорта (Electrification of transport)*, No. 11, pp. 8-12, 2016. *In this work the principle of converters state equations formation considering the thermal influence on passive components parameters are proposed.*

3. R. Baraniuk, "Thermal Modeling of Power Semiconductor Devices," *Electronics and Communications*, Vol. 21, No. 3(92), pp. 10-16, 2016. *In this work the prospective methods of electro thermal modeling are described. Using an equivalent circuit, constructing models in the Simulink system and combining the MATLAB package environment with a program programmed in C++ for more*

complex cycles and computations new electrothermal model is created (included to Index Copernicus Journals Master List, РИИЦ).

4. R. Baraniuk, V. Todorenko, “Heat Protection of Pulse Converters,” *Electronics and Communications*, Vol. 21, No. 5(94), pp. 66-69, 2016. *In this work the way to provide thermal protection of semiconductor power converters is described. Using methodological calculation and setting the limits of safe operation of the device and the circuit optimisation with adding to the circuit of the device additional circuits of the thermal feedback thermal protection of semiconductor device is applied (included to Index Copernicus Journals Master List, РИИЦ).*

5. R. Baraniuk, V. Todorenko, D. Ushakov, “Calculation of electrothermal processes in pulse converters to provide thermal protection,” *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies (Scopus)*, Vol. 4, No. 8(82), pp. 19-25, 2016. *In this work combined electrothermal simulation, calculation and design of thermal protection devices for pulsed semiconductor converters are described (included to SciVerse Scopus, Index Copernicus Journals Master List, Chemical Abstracts Plus, Academic Search Complete).*

6. R. Baraniuk “Адаптивна система теплового захисту імпульсних перетворювачів електроенергії” (“Adaptive system of semiconductor pulse converters thermal protection”), patent UA 112957 U: МПК G05F 1/00 (2016.01); appl. 23.05.2016, publ. 10.01.2017, bull. № 1. *In this work system of semiconductor pulse converters thermal protection, which operates at the expense of stabilization of transient electromagnetic processes in the circuit of the device is proposed.*

7. R. Baraniuk “Моделювання теплових режимів роботи напівпровідникових перетворювачів електроенергії” (“Thermal operation modes simulation of semiconductor power converters”), International research and practice conference of electrification of the transport «ТРАНСЕЛЕКТРО - 2014». – 2014. – p. 67. *In this work a combination of a programming environment with a MATLAB environment for calculating electrothermal regimes is proposed.*

8. R. Baraniuk, V. Todorenko “Аналіз характеру перехідних процесів ключових перетворювачів електроенергії” (“Pulse power converters transient

analysis”), International research and practice conference of electrification of the transport «ТРАНСЕЛЕКТРО - 2015». – 2015. – pp. 7-8. *In this work mathematical model of electrothermal processes in the form of state equations was constructed. The analysis of the matrix characteristic equation roots of this model is carried out the oscillation of the electromagnetic processes of the heated converter.*

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....	14
ВСТУП	15
РОЗДІЛ 1. ТЕПЛОВИЙ ЗАХИСТ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ	22
1.1. Робота перетворювачів в аварійних електричних та теплових режимах	22
1.2. Вплив температури на характеристики електронних компонентів.....	27
1.3. Методи розрахунку електромагнітних та теплових режимів роботи напівпровідникових перетворювачів електроенергії.	38
1.4. Тепловий захист напівпровідникових пристроїв	54
Висновки до розділу 1	60
РОЗДІЛ 2. РОЗРАХУНОК СУМІЩЕНИХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ТА ТЕПЛОВИХ ПРОЦЕСІВ В КЛЮЧОВИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ.....	61
2.1. Формування електротеплових моделей компонентів перетворювачів..	61
2.2. Моделювання систем з врахуванням нагріву пасивних компонентів.....	70
2.3. Дискретизація рівнянь стану системи	75
2.4. Прискорення розрахункового процесу.....	78
Висновки до розділу 2	85
РОЗДІЛ 3. РОЗРАХУНОК СУМІЩЕНИХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ТА ТЕПЛОВИХ ПРОЦЕСІВ В ПОНИЖУЮЧОМУ ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНОМУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ	86
3.1. Математична модель понижуючого широтно-імпульсного перетворювача	86

3.2. Моделювання впливу температури пасивних компонентів на зміну коренів характеристичних рівнянь системи.....	92
3.3. Моделювання повторно-короткочасних режимів роботи перетворювачів в середовищах MATLAB/Simulink/Placs	99
Висновки до розділу 3	112
РОЗДІЛ 4. ТЕПЛОВИЙ ЗАХИСТ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ВІД АВАРІЙНИХ РЕЖИМІВ	113
4.1. Дослідження аварійних режимів роботи в електрокоагуляційній апаратурі.....	113
4.2. Адаптація характеристик засобів плавного пуску до зміни температурного режиму роботи перетворювача та короткого замикання ...	118
4.3. Система теплового захисту з температурною стабілізацією електромагнітних процесів.....	127
Висновки до розділу 4	134
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	135
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	137

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

МП – мікропроцесор;

ОП – операційний підсилювач;

ПВ – повторне ввімкнення;

СК – система керування;

СПП – система плавного пуску;

ШІМ – широтно-імпульсна модуляція;

ШІП – широтно-імпульсний перетворювач;

DTC – digital time control.

ВСТУП

Актуальність теми. На сьогоднішній день серед найбільш актуальних проблем силової електроніки є мінімізація габаритів та забезпечення надійності напівпровідникових перетворювачів електроенергії. Внаслідок зменшення габаритів електронні компоненти стають більш чутливими до зовнішнього впливу, стрибків по струму і напрузі, теплових ударів.

Зменшення габаритів напівпровідникових приладів обумовлює підвищення теплового опору між кристалом та навколишнім середовищем, що ускладнює передачу тепла під час швидких процесів.

Згідно досліджень [1-4], майже 60% виходів з ладу пристроїв перетворювальної техніки пов'язані з перегрівом. При цьому на кожні 10° С підвищення температури інтенсивність виходів з ладу подвоюється.

Для того, щоб забезпечити безаварійність роботи перетворювача, необхідно визначити допустимі значення параметрів електромагнітних та теплових режимів роботи. Теорії синтезу та моделювання електромагнітних процесів в перетворювачах та регулюванням перетворювачів присвячені роботи таких вчених як член-кореспондентів Волкова І.В., Сокола Є.І., професорів Андрієнка П.Д., Глазенко Т.О., Денисюка С.П., Долбні В.Т., Домніна І.Ф., Жемерова Г.Г., Зинов'єва Г.С., Каганова І.Л., Лабунцова В.О., Пентегова І.В., Руденко В.С., Жуйкова В.Я., Коротєєва І.Є., Сенько В.І., Стржелецького Р., Денисова Ю.О., Шаповала І.А., Харитонова С.О., Терещенко Т.О., Ямненко Ю.С.

Вирішенням питань побудови перетворювачів в системах зі зворотніми зв'язками та проблемами їх стійкості займалися такі вчені як професори Денисов О.І., Поздєєв А.Д., Шипіло В.П., Белов Г.А.

Створення теплового захисту перетворювальних пристроїв ускладнюється тим, що при використанні силових ключів внаслідок малої теплової ємності та значного теплового опору швидко відведення теплоти від кристалу напівпровідникового приладу є неможливим.

Особливо небезпечними є перехідні режими під час повторного ввімкнення перетворювача, при яких нагрітий прилад зі зниженими граничними значеннями параметрів отримує тепловий удар. Дані процеси необхідно моделювати, розраховуючи суміщені електротеплові процеси пристрою, розраховуючи елементи схеми так, щоб знизити величину теплового удару і пом'якшити характер перехідного процесу при включенні нагрітого перетворювача. Аналізом теплових процесів в установленому режимі роботи займалися такі вчені як Fabis P.M., Du B., Leuca T [1-3].

Дані методи добре підходять для теплового моделювання та забезпечення теплового захисту в сталих режимах роботи перетворювача. При цьому теплові удари в кристалі напівпровідникових приладів в моменти ввімкнення пристрою, а особливо при повторно-короткочасному режимі роботи, не можуть розраховуватися даними методами, що є їх істотним недоліком. Для точного моделювання перехідних електротеплових процесів необхідно розділити електричну і теплову складові моделі, так як при спільному розрахунку короткочасних електромагнітних процесів і довготривалих теплових процесів буде накопичуватися похибка моделювання. Теплові моделі, розраховані методом кінцевих елементів [5, 6] для перехідних процесів, було розглянуто такими вченими як Drogenik U., Merrikh A. A., Malyna D [4-7].

Проблематиці теплових ударів по кристалу напівпровідникових приладів та перегріву напівпровідникових приладів, аналізу електротеплових процесів МОП-транзисторів, розрахунку схем тепलोзаміщення присвячені роботи інженерів фірми Infineon: Divins D. [7], Schutze T. [8-9].

Методи електротеплового моделювання, які можна застосувати для повторно-короткочасних режимів роботи імпульсних перетворювачів, не враховують багатьох чинників, наприклад, температурні залежності магнітних матеріалів внаслідок зміни струму ланцюга, теплове поле пристрою і т. д. Тому перспективною є розробка методу розрахунку електротеплових процесів для забезпечення теплового захисту імпульсних перетворювачів, застосування

якого можливо як в сталих, так і повторно-короткочасних режимах роботи пристрою.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Робота виконана в Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського» на кафедрі промислової електроніки в рамках держбюджетної ініціативної науково-дослідницької роботи «Підвищення показників енергоефективності та ресурсозбереження засобами силової електроніки для технології отримання високонадійних зварюваних з'єднань різнорідних матеріалів», № державної реєстрації 0116U006924, у відповідності до пріоритетного тематичного напрямку наукових досліджень і науково-технічних розробок 3. Енергетика та енергоефективність.

Мета і завдання досліджень. Метою даної роботи є розробка засобів теплового захисту ключових напівпровідникових перетворювачів електроенергії на основі аналізу суміщених електромагнітних та теплових перехідних та установлених режимів роботи та відповідно на їх основі вузлів захисту, що забезпечують допустимі межі електротеплових процесів.

Дана мета досягається суміщеним розглядом електромагнітних та теплових процесів в ключових напівпровідникових перетворювачах електроенергії, аналізом коренів характеристичного рівняння системи та перехідних процесів зміни струму в напівпровідникових ключах та відповідних теплових ударів по їх кристалах для визначення можливих граничних режимів роботи. На підставі такого розгляду визначаються шляхи зменшення теплових ударів та пропонуються відповідні засоби теплового захисту, які базуються на установленні температурної залежності параметрів пристроїв плавного пуску та зміни параметрів пасивних компонентів відповідно до зміни температури з врахуванням зниження граничних значень струму ключових елементів перетворювачів.

Для досягнення мети в роботі вирішено такі задачі:

1. Проаналізовано існуючі методи розрахунку електромагнітних та теплових режимів роботи перетворювачів.
2. Створено математичну модель напівпровідникових перетворювачів з врахуванням температурної залежності параметрів пасивних компонентів та розділенням залежної та незалежної від температури складових електромагнітних процесів.
3. Досліджено вплив зміни параметрів пасивних компонентів схеми внаслідок нагріву на хід перехідного процесу та теплові удари по кристалу напівпровідникових приладів.
4. Розроблено та промодельовано пристрої теплового захисту методами адаптивного плавного пуску та стабілізації пускового перехідного процесу.

Об'єктом дослідження є електромагнітні та теплові процеси в ключових напівпровідникових перетворювачах електроенергії.

Предметом дослідження є засоби забезпечення допустимих електромагнітних та теплових режимів роботи ключових напівпровідникових перетворювачів електроенергії.

Методи дослідження. При розв'язанні поставлених у роботі завдань для створення системи теплового захисту імпульсних перетворювачів електроенергії використано чисельні методи, теорію електричних кіл та метод різницевих рівнянь; для створення математичних моделей електротеплових процесів використано диференційні рівняння стану системи при розв'язку яких застосована матрична експонента та проведено аналіз характеристичних коренів матриці за умови теплової зміни параметрів її компонентів. Математичні розрахунки виконані на персональному комп'ютері з використанням математичного пакету *MATLAB* та програми *MuPAD*, математичне моделювання проводилось за допомогою створення скриптів *MATLAB*, комп'ютерне моделювання проводилось за допомогою програмних пакетів *MATLAB Simulink* та *Plecs*. Попередній вибір активних компонентів

перетворювача за допомогою онлайн симулятора теплових процесів фірми виробника *Infineon* на офіційному сайті компанії.

Наукова новизна отриманих результатів полягає у наступному:

1. На основі диференціальних рівнянь стану побудована математична модель понижуючого широтно-імпульсного перетворювача з урахуванням температурних залежностей зміни параметрів компонентів напівпровідникових перетворювачів, що дало можливість проводити об'єднаний розрахунок електромагнітних та теплових процесів.

2. На базі сформованої математичної моделі запропоновано розділення компонентних матриць, що дозволяє розраховувати електромагнітні процеси при базовій температурі 25°C, відокремивши складову перехідного процесу залежну від температури та оцінити її вплив на режими роботи.

3. Вперше на основі аналізу впливу температури на корені характеристичного рівняння системи визначено шляхи нормалізації електромагнітних процесів до зміни температури, що дало можливість запропонувати два типи засобів теплового захисту: зі зміною сталої часу пристрою плавного запуску у залежності від температури та з адаптацією параметрів пасивних компонентів.

Практичне значення отриманих результатів:

1. Запропонована методика суміщеного розрахунку електромагнітних та теплових процесів в ключових напівпровідникових перетворювачах електроенергії дозволяє визначати граничні режими експлуатації та проводити вибір компонентів з врахуванням температурної залежності їх параметрів, що зменшує можливість виникнення аварійних режимів роботи.

2. Проведене моделювання електромагнітних та теплових процесів у понижуючому ШПП підтвердило необхідність використання засобів теплового захисту перетворювачів, що дає можливість нормалізувати теплові удари по кристалом напівпровідникових приладів.

3. Проведене моделювання суміщених електромагнітних та теплових процесів у понижуючому ШПП із запропонованою системою повторного плавного пуску з врахуванням температурного режиму роботи показало можливість зменшення теплового удару по кристалу транзистора від 180 до 80°C.

4. Моделювання суміщених електромагнітних та теплових процесів у понижуючому ШПП із системою теплового захисту, що базується на нормалізації параметрів пасивних компонентів при зміні температури, показало можливість зменшення теплового удару по кристалу транзистора від 210 до 85°C.

5. Результати моделювання суміщених електромагнітних та теплових процесів у понижуючому ШПП підтвердили доцільність використання запропонованих систем теплового захисту, які суттєво зменшують теплові удари по кристалам транзистора в пускових та повторно короткочасних режимах роботи.

Особистий внесок здобувача. Викладені в дисертаційній роботі наукові положення та результати отримані автором особисто. Автору належать обґрунтування задачі, проведення досліджень, аналіз і обробка результатів, висновки за отриманими результатами роботи, а саме: формування суміщеної електротеплової моделі напівпровідникових перетворювачів електроенергії для забезпечення теплового захисту пристрою на методологічному рівні та створення додаткових ланцюгів схеми перетворювача для забезпечення теплового захисту пристрою на схемотехнічному рівні. Робота [10] написана автором дисертації особисто. У роботах, опублікованих із співавторами, дисертанту належать [11] – створення рівнянь стану перетворювачів з врахуванням впливу температури на параметри пасивних компонентів, [12] – суміщене моделювання понижуючого ШПП в пакеті *MATLAB/Simulink*, [13-15] – суміщене електротеплове моделювання та створення пристроїв теплового захисту імпульсних напівпровідникових перетворювачів.

Апробація роботи. Основні положення дисертації обговорювались на Міжнародних науково-технічних конференціях: «ТРАНСЕЛЕКТРО» 2014, 2015 рр.; «Smart-технології в енергетиці та електроніці» 2016р.; «Сучасні інформаційні та електронні технології» 2017р.

Публікації. Основний зміст роботи відображено у 8 публікаціях: 5 статей у наукових фахових виданнях України, з них 3 статті у виданнях України, включеному до міжнародних наукових баз Scopus, Ulrich's Periodicals Directory, OpenAIRE, Index Copernicus Journals Master List; 1 патент на корисну модель; 2 тез доповідей в збірниках матеріалів конференцій.

Структура та обсяг дисертації. Дисертація складається зі вступу, чотирьох розділів, висновку та списку використаних джерел із 95 найменувань та 2 додатків. Загальний обсяг дисертаційної роботи становить 140 сторінок, у тому числі 121 сторінка основного тексту, 58 рисунків та 8 таблиць.

РОЗДІЛ 1. ТЕПЛОВИЙ ЗАХИСТ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

1.1. Робота перетворювачів в аварійних електричних та теплових режимах

Задачею пристроїв та систем теплового захисту є запобігання теплових аварійних режимів роботи та перевищення максимально допустимих значень теплових параметрів компонентів; запобігання виходу з ладу пристрою внаслідок дії на нього аварійних струмів.

До максимально допустимих значень електричних параметрів компонентів відносяться: максимально допустимий середній струм при певній температурі та частоті; ударний струм короткого замикання (діодів, тиристорів, симисторів) – максимально допустима амплітуда прямого струму тривалістю 10 мс, при роботі у режимі перевантаження під час аварії, це струм, внаслідок якого температура виходить за рамки максимально допустимої, але дане перевищення відбувається рідко з граничною кількістю повторів і відбувається внаслідок аварій на певних ділянках кола; захисний показник $\int i^2 dt$ – значення інтегралу квадрату ударного струму по часу; максимальне значення імпульсної напруги; напруга пробою активних елементів; час вмикання/вимикання активних елементів [16].

До аварійних режимів роботи напівпровідникових перетворювачів відносять: зовнішні короткі замикання, внутрішні короткі замикання, аварії силового перетворювача в інвертному режимі, одночасні ввімкнення груп вентилів різного напрямку струму, порушення замикаючих властивостей тиристора в прямому напрямку, пропуск включення окремих тиристорів, суттєве зменшення внаслідок перегріву граничних режимів роботи транзисторів та вихід їх з ладу [16, 17].

У випрямлячах перші два види аварійних режимів роботи супроводжуються виникненням надструмів і перенапруг в усіх силових елементах. Зовнішнє коротке замикання може виникнути внаслідок замикання в навантаженні, виходу з ладу або пробою електродвигуна в навантаженні випрямляча, тощо [16]. Внутрішнє коротке замикання частіше всього виникає внаслідок пробою вентилів, тобто відсутності замикаючих властивостей внаслідок недопустимо високих значень напруги, струму або перегріву компоненту [18]. Також можлива помилка в керуванні активного компоненту. Дані види аварійних режимів у випрямлячах викликають погіршення форми кривих випрямленої напруги і струму, перевантаження окремих компонентів, що призводить до стрімкого нагріву та виходу з ладу [19].

У інверторах аварійні режими роботи призводять до наскрізного пробою інвертора або його опрокинення. Можливим є наскрізний пробій інвертора внаслідок помилки системи керування або несвоєчасного ввімкнення вентиля іншої фази в провідний стан. Внаслідок цього виникає коротке замикання генератора постійного струму [18]. Також може виникнути опрокинення інвертора. Опрокинення може виникнути внаслідок різноманітних причин, наприклад відсутності живлення в колі змінного струму, помилки системи керування, внаслідок якої вентиля не вимикаються та працюють не в своїй фазі. В контурі аварійного струму змінна напруга додається до напруги генератора постійного струму [16, 20]. Довготривалий аварійний струм призводить до перегріву напівпровідникових компонентів, виходу їх з ладу та пошкодженню пасивних елементів перетворювачів електроенергії.

Також може виникнути одночасне ввімкнення груп вентилів різного напрямку струму, що призведе за собою зміну режиму роботи пристрою та незаплановані процеси. Характер протікання даного аварійного режиму залежить від кутів керування вентилів. В деяких випадках може спостерігатись вихід пристрою з ладу внаслідок аварії, подібній до короткого замикання [17].

Виникнення навіть незначної аварії може повністю змінити режим роботи пристрою. Внаслідок пошкодження одного компонента можливе виникнення різноманітних перехідних процесів, що може привести до пошкодження всього пристрою в цілому.

Для запобігання пошкодженню елементів перетворювачів при аварійних режимах роботи в них передбачаються спеціальні захисні пристрої. Проте такі пристрої у більшості випадків забезпечують лише аварійне відключення перетворювача в якому вже відбулася аварія та не реагують на передумови, що призвели до її виникнення [17].

При аналізі потенціальної аварійності роботи перетворювачів, необхідно приділити увагу електричним режимам роботи (рис. 1.1).



Рис. 1.1. Режими роботи перетворювачів

В статичному режимі роботи перетворювачі працюють з постійним розсіюванням потужності та постійним або періодично змінним падінням напруги на кожному компоненті пристрою.

Розрахунок роботи пристрою в даному режимі є найпростіший у порівнянні з розрахунком інших режимів. Даний режим є довготривалим без стрімкої зміни температури компонентів. Внаслідок плавного нагріву захист від перегріву реалізується тепловідводами.

Пусковий режим роботи. При запуску перетворювача окрім перехідного процесу можуть бути наявними перевищення максимально допустимих електричних та теплових значень параметрів, оскільки температура кристалу напівпровідникових приладів може значно перевищувати температуру корпусу. Для запобігання аварії можуть бути використані системи м'якого пуску та інші системи теплового захисту, що базуються на пониженні струму та зміні частоти перемикання. Важливу роль в даному режимі відіграють саме напівпровідникові прилади.

Під час пускових режимів можуть виникнути стрибки струму внаслідок ввімкнення джерела зовнішньої напруги при наявності вхідного конденсатора або ємнісного фільтра перетворювача. Такий струм проходить через вхідні конденсатори, заряджаючи їх до рівня, необхідного для нормальної роботи. Також стрибки струму можуть виникнути при роботі перетворювача постійної напруги з вихідним конденсатором, внаслідок його заряду [21].

Повторно-короткочасні режими роботи перетворювачів схожі з пусковими режимами. Складність розрахунків даних режимів полягає в тому, що при повторному ввімкненні пристрій може бути уже в нагрітому стані, внаслідок чого електричні параметри компонентів будуть змінені, що вплине як на перебіг перехідного процесу, так і подальший статичний режим роботи пристрою.

Під час пуску перетворювача або при повторно-короткочасних режимах роботи виникнення аварійних режимів в основному обумовлене напівпровідниковими приладами. Теплові властивості напівпровідникових

приладів характеризуються усталеним значенням теплового опору між кристалом та корпусом приладу. Дане значення описує теплопередачу на корпус приладу під час розсіювання потужності при роботі даного приладу. Внаслідок значного теплового опору між кристалом та корпусом та малої теплової ємності кристалів спостерігається сплеск температури переходів напівпровідника [8, 9]. Температура кристалу напівпровідникового приладу може суттєво перевищувати температуру корпусу. При запуску перетворювача нагрів кристалу може досягти граничних значень при незначній зміні температури корпусу. На рис. 1.2. зображено тепловий перехідний процес на кристалі *MOSFET*-транзистора, який працює в ключовому режимі роботи з навантаженням ємнісного типу при незмінній температурі корпусу і тепловідводу рівній 50°C [8].

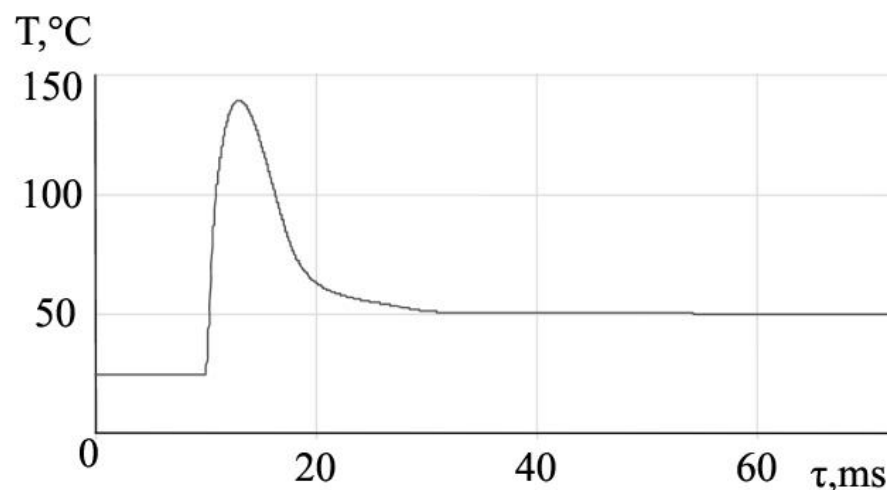


Рис. 1.2. Тепловий удар і охолодження кристалу транзистора під час подачі імпульсу струму

Найявним є тепловий удар по кристалу з сплеском та подальшим зменшенням його температури. Сплеск температури обумовлений двома факторами – формою характеристики зміни струму транзистора та його термічними параметрами, а саме тепловими опорами перехід-корпус, корпус-

радіатор (або перехід-навколишнє середовище) та тепловими ємностями кристалу, корпусу, радіатора.

Режим короткого замикання. Стійкість до перевантажень і короткого замикання є важливим фактором сучасних керованих пристроїв. Імпульсні перетворювачі електроенергії зі зворотнім зв'язком мають високу стійкість до коротких замикань. Однак, незважаючи на захист від коротких замикань, при деяких екстремальних умовах роботи можливий вихід з ладу елементів силової частини перетворювачів. Транзистори та інші напівпровідникові прилади не можуть протистояти надструмам, що виникають при короткому замиканні [17].

Для перетворювачів, що мають високі показники перегріву і працюють в екстремальних режимах роботи, необхідно розраховувати максимальний час безперервної роботи, а також час повторного ввімкнення, щоб при вмиканні пристрою основні компоненти не були нагрітими [20]. В даних режимах роботи робочі періоди з певним навантаженням чергуються з паузами. Тривалість роботи і пауз та повторне ввімкнення пристрою повинні бути розраховані так, щоб нагрів компонентів перетворювача не досягав критичних значень.

Розрахунки аварійних режимів є невід'ємною частиною електричних та теплових розрахунків силової схеми і в більшості випадків є визначальними при виборі параметрів силових напівпровідникових приладів.

1.2. Вплив температури на характеристики електронних компонентів

Однією з основних причин виникнення аварійних режимів роботи силових перетворювачів являється їх перегрів.

Температура нагріву компонентів залежить від теплотехнічних характеристик тепловідводу і параметрів навколишнього середовища. На процес нагріву впливають такі фізичні параметри, як теплоємність і

тепловіддача.

Залежно від теплового стану перетворювача і навколишнього середовища ступінь їх впливу може бути різною. Якщо різниця температур компоненту перетворювача, радіатора і навколишнього середовища невелика, а енергія, що виділяється, значна, то її основна частина поглинається радіатором або йде на нагрів компоненту. Відбувається інтенсивне зростання температури. По мірі нагріву все більше проявляється вплив тепловіддачі. Процес встановлюється після досягнення рівноваги між виділеним теплом і теплом, що віддається в навколишнє середовище.

Перевищення допустимого значення струму може відразу викликати аварійний режим роботи напівпровідникових приладів внаслідок пробою кристалу. Якщо ж відбувається перевищення струму пасивних компонентів, аварійний режим роботи настає не відразу. Потрібен деякий час, перш ніж дросель або діелектрик ємності нагріються до граничної температури. Тому немає необхідності в тому, щоб захист реагував на кожне перевищення струму. Захист повинен відключати пристрій тільки в тих випадках, коли виникає небезпека швидкого зносу ізоляції, діелектрика ємності або виплесків енергії на кристалах напівпровідникових приладів [4].

У транзисторів **нагрів кристалу** особливо сильно впливає на максимальний струм колектора і максимальну потужність розсіювання. Необхідне зменшення струму розраховується за допомогою знаходження потужності розсіювання, що теж залежить від температури і втрат при комутації [22].

Струм і потужність в закритому стані будуть збільшуватися в 3...6 разів при температурі від 25°C до 125°C [1, 2], однак це не грає великої ролі, оскільки розсіювана потужність в закритому стані становить лише незначну частину загальної потужності [2].

Аналitiчну форму представлення значення залежностей параметрів компонентів від температури можна знайти, використовуючи регресійний аналіз точок тестових вимірювань або значень графіків залежностей з

довідникових даних. На прикладі *MOSFET* транзистора, проаналізованого в [23], температурна залежність опору стік-витік в провідному стані R_{CB} була знайдена за формулою

$$R_{CB} = R_{CB_0} \cdot \left[T \cdot \frac{1.024 \cdot U_{CB}^{0.1124} - 1}{100} + \frac{5 - 1.024 \cdot U_{CB}^{0.1124}}{4} \right], \quad (1.1)$$

де R_{CB_0} – опір між стоком та витіком при $T_0 = 25^\circ\text{C}$, T – діюча температура, U_{CB} – напруга стік-витік.

При розрахунку теплових режимів роботи діодів, необхідно приділити увагу залежності опору та прямого падіння напруги від температури.

Опір діода при прямому включенні, R_{VD} , залежить від температури наступним чином [23]

$$R_{VD} = R_{VD_0} \cdot \left(1 + \frac{T - 25}{298} \right), \quad (1.2)$$

де R_{VD_0} – опір діода при прямому включенні при $T_0 = 25^\circ\text{C}$.

Пряме падіння напруги на діоді, U_{VD} , може бути змодельоване як [21]:

$$U_{VD} = U_{VD_0} - 2 \cdot 10^{-3} \cdot (T - 25), \quad (1.3)$$

де U_{VD_0} – пряме падіння напруги на діоді при $T_0 = 25^\circ\text{C}$.

При нагріві напівпровідникових приладів, перетворювач може перейти в аварійний режим роботи за такими причинами:

1. Внаслідок перегріву та теплового пробою кристалу, які обумовлені перевищенням його допустимої температури (необоротній процес).

2. Внаслідок зменшення максимально допустимого струму через кристал або максимальної потужності розсіювання на кристалі (якщо струм при електричному пробіє не перевищить максимально допустимого значення, за якого відбудеться перегрів і руйнування кристалічної структури напівпровідника, то процес пробою є оборотним і може бути відтворений багаторазово). Наприклад, для стабілітронів запобігання теплового пробою забезпечується у разі виконання наступної умови [16]:

$$P_{розс} = U_{зв} \cdot I_{зв} < P_{розсmax}, \quad (1.4)$$

де $P_{розс}$ – потужність розсіювання, $U_{зв}$, $I_{зв}$ – зворотні напруга та струм, $P_{розсmax}$ – максимально допустима потужність розсіювання, яка залежить від поточної температури.

Також небезпечним процесом являється зменшення гранично допустимих значень параметрів кристалу при його нагріві. При перевищенні гранично допустимих параметрів напівпровідникових приладів, які падають з ростом температури, відбудеться перехід перетворювача в аварійний режим роботи, на що необхідно звернути увагу при проектуванні пристрою.

Загальні втрати потужності при роботі активних компонентів можна поділити на [7]:

1. Статичні втрати.
 - 1.1. В відкритому стані.
 - 1.2. В закритому стані.
2. Втрати при комутації.
 - 2.1. Втрати при ввімкненні.
 - 2.2. Втрати при вимкненні.

3. Втрати внаслідок керування (керовані елементи).

Втратами в закритому стані і втратами внаслідок керування в більшості випадків можна знехтувати, оскільки вони являють лише невелику частину загальних втрат потужностей.

Нехтуючи даними втратами, можна записати наступні залежності для *IGBT* та *MOSFET* транзисторів [21]:

$$P_{VT} = P_{\epsilon} + P_{пер}, \quad (1.5)$$

де P_{VT} – загальні втрати, P_{ϵ} – втрати в відкритому стані, $P_{пер}$ – втрати при перемиканні.

Втрати у відкритому стані розраховуються як [21]:

$$P_{\epsilon} = I_{\sigma_c}^2 \cdot R_{ce}, \quad (1.6)$$

де $I_{\sigma_c}^2$ – квадрат діючого струму стоку, R_{ce} – опір стік-витік у відкритому стані.

Втрати на перемикання [7]:

$$P_{пер} = \frac{E_{ce} + E_{ввімк} + E_{VT.VD} + E_{вимк}}{T_{пер}}, \quad (1.7)$$

де E_{ce} – енергія, що витрачається при перемиканні внаслідок перезаряду ємності між силовими виводами напівпровідникового приладу, $E_{ввімк}$ – енергія ввімкнення, $E_{VT.VD}$ – енергія, що передається між транзистором і зворотно-ввімкненим діодом, $E_{вимк}$ – енергія вимикання, $T_{пер}$ – тривалість процесу перемикання.

Енергія перезаряду ємності приладу [23]:

$$E_{cв} = \frac{2}{3} C_{cв,дог} \cdot U_{cв,дог}^{0.5} \cdot U_{cв}^{1.5}, \quad (1.8)$$

де: $C_{cв,дог}$ – ємність стік-витік за даними виробника; $U_{cв,дог}$ – пряма напруга стік-витік за нормальних умов (довідникове значення); $U_{cв}$ – пряма напруга стік-витік, яка використовується в приладі.

Енергія ввімкнення [21]:

$$E_{ввімк} = \frac{2}{3} U_{cв} \cdot I_c \cdot t_{ввімк}, \quad (1.9)$$

де I_c – струм стоку, $t_{ввімк}$ – час вмикання.

Аналогічно розраховується енергія при вимиканні транзистору, тільки замість параметрів вмикання підставляються параметри вимкнення [21]:

$$E_{вимк} = \frac{2}{3} U_{cв,вимк} \cdot I_c \cdot t_{вимк}, \quad (1.10)$$

Енергія, що передається між транзистором і зворотнім діодом [23]:

$$E_{VT.VD} = U_{cв} \cdot \left(Q_{зв,дог} \cdot \sqrt{\frac{I_{VD} \cdot U_{VD,зв}}{I_{VD,дог} \cdot U_{VD,зв,дог}}} + I_c \cdot t_{зв,дог} \cdot \sqrt[4]{\frac{I_{VD}}{I_{VD,дог}}} \right), \quad (1.11)$$

де: $Q_{зв,дог}$, $t_{зв,дог}$ – довідникові значення заряду і часу зворотного відновлення переходу діода; I_{VD} – пряме значення струму діода до моменту зворотного зміщення переходу; $I_{VD,дог}$ – пряме значення струму згідно довідника; $U_{VD,зв}$ – зворотне значення напруги діода після моменту зворотного зміщення переходу; $U_{VD,зв,дог}$ – довідникове значення зворотної напруги діода.

Загальні втрати при роботі діода [7]:

$$P_{VD} = P_{np} + \frac{E_{пер}}{T_{пер}}, \quad (1.12)$$

де: P_{np} – втрати провідності, $E_{пер}$ – енергія перемикавання, $T_{пер}$ – час перемикавання.

Потужність прямого включення діода розраховується як [7]:

$$P_{np} = I_{\delta}^2 \cdot R_{VD} + I_{сер} \cdot U_{VD}, \quad (1.13)$$

де I_{δ}^2 – квадрат діючого значення струму через діод, $I_{сер}$ – середнє значення струму діода, R_{VD} – диференційний опір діода, U_{VD} – напруга прямого зміщення.

Енергія перемикавання діоду [21]

$$E_{пер} = \frac{2}{3} C_{КА_{дог}} \cdot U_{КА_{дог}}^{0.5} \cdot U_{КА}^{1.5}, \quad (1.14)$$

де $C_{КА_{дог}}$ – довідникове значення ємності катод-анод переходу діода, $U_{КА_{дог}}$ та $U_{КА}$ – довідникове і діюче значення напруги між катодом і анодом діода.

Для моделювання температури кристалу, температурні імпеданси розділяються на окремі RC ланцюги. Залежність температури кристалу діода від часу залежить від температури корпусу. Ефективні температурні параметри між корпусом і тепловідводом залежать від наступних факторів, якими нехтувати не можна: якість конструкції, контактний тиск між модулем і радіатором, термопаста, якість поверхні радіатора.

При імпульсному режимі роботи необхідно мати довідникові дані Z_{thjc} – характеристики транзистора і діода, що використовуються для розрахунку середньої і максимальної температури кристалу [8-9].

Середня температура кристалу напівпровідникових приладів знаходиться як добуток теплового опору R_{thjc} на середню розсіювану потужність P_{VD} [9].

$$T_{VD} = T_c + P_{VD} \cdot R_{thjc}, \quad (1.15)$$

де T_c – температура корпусу, яка при початкових умовах дорівнює температурі навколишнього середовища.

Максимальна температура кристалу напівпровідникових приладів T_{VDmax} знаходиться як добуток теплового імпедансу Z_{thjc} між кристалом та корпусом приладу на максимальну потужність розсіювання P_{VDmax} [22]

$$T_{VDmax} = T_c + P_{VDmax} \cdot Z_{thjc}. \quad (1.16)$$

Внаслідок наявності теплової ємності, значення Z_{thjc} є достатньо великим, внаслідок чого температура кристалу може значно перевищувати температуру корпусу напівпровідникового компонента..

Виникнення аварійних режимів роботи під час нагріву пасивних компонентів може бути внаслідок значного перегріву компонентів (плавка ізоляції котушки індуктивності, трансформатора; пробій діелектрика конденсатора), а також внаслідок зміни параметрів компонентів (насичення магнітопроводу із-за перегріву дроселя фільтру) і виходу з ладу напівпровідникових приладів внаслідок даних змін.

З точки зору нагріву ізоляції велике значення мають величина і тривалість протікання струмів, що перевищують номінальне значення. Короткотривалі перевантаження зазвичай не викликають перегрівання обмоток дроселя або

ізоляцій конденсатора, що мають порівняно велику теплову інерцію. Однак при достатньо великій тривалості і повторному ввімкненні створюється небезпечний нагрів [24].

В дроселях і трансформаторах можуть виникати порівняно невеликі, але тривалі перевантаження. Зазвичай невеликі перевищення струму в трансформаторах, незважаючи на тривалість дії, не можуть створити небезпечну ситуацію. У цьому випадку відключення кола системою теплового захисту не обов'язкове.

Теплова залежність опору провідників або обмотки дроселів, R_{II} , має наступний вигляд [21]

$$R_{II} = R_{II_0} \cdot (1 + \alpha \cdot (T - 25)), \quad (1.17)$$

де R_{II_0} – опір за нормальних умов, $\alpha = 3.9 \cdot 10^{-3} K^{-1}$ для міді, T – температура в $^{\circ}C$.

Температурні зміни опору дроту зумовлюють зміни добротності і власної ємності. Добротність котушки падає на 10% при підвищенні температури на кожні 30 $^{\circ}C$.

Особливо небезпечними є зміни параметрів осердя, адже внаслідок зміни параметрів магнітного компонента можливі стрибки струму, що зумовлюють новий, непередбачуваний перехідний процес.

Основними джерелами тепла в дроселях являються втрати в обмотці і магнітопроводі. Власні втрати в котушці і магнітопроводі являються джерелами теплоти відносно нагріву елементів конструкції [3].

В залежності від умов теплообміну з навколишнім середовищем дроселі поділяють на два типи:

1. Дроселі, теплообмін яких з навколишнім середовищем відбувається через обмотку і осердя.

2. Дроселі, магнітопровід (або обмотка) яких повністю закритий обмоткою (або магнітопроводом) і теплообмін з навколишнім середовищем відбувається через обмотку (або магнітопровід) [24].

Втрати магнітопроводу розраховуються наступним чином [25]:

$$P_{\text{магн}} = V \cdot \frac{1}{T_{\text{пер}}} \int_0^{T_{\text{пер}}} c_m \cdot \left| \frac{dB}{dt} \right|^x \cdot |B(t)|^{y-x} dt, \quad (1.18)$$

де V – об’єм магнітопроводу, $T_{\text{пер}}$ – період перемикання, c_m , x , y – коефіцієнти властивостей феромагнітного матеріалу, задані в довіднику.

$B(t)$ знаходиться як:

$$B(t) = \frac{L_m \cdot i_m(t)}{n \cdot S}, \quad (1.19)$$

де L_m – індуктивність обмотки, $i_m(t)$ – струм намагнічування, n – кількість витків, S – площа поперечного перерізу осердя.

Ємність конденсатора змінюється зі зміною температури, і цю залежність описують за допомогою так званого температурного коефіцієнта.

У разі, коли не можна знехтувати впливом температури на електричні характеристики конденсаторів, слід зазначити, що зміна температури надає певний вплив на характеристики діелектрика в конденсаторі, а саме змінюється діелектрична проникність, тангенс кута втрат і змінюється ємність за рахунок зміни лінійних розмірів.

Розглядаючи дестабілізуючий вплив температури, також слід зазначити, що основна зміна ємності обумовлена зміною діелектричної проникності ізоляції. Залежність діелектричної проникності від температури виявляється при будь-якому вигляді поляризації: електронної, іонної, дипольно релаксаційної, міграційної та ін.

У першому наближенні температурний коефіцієнт ємності для конденсатора розраховується як [19]:

$$TK = \frac{\Delta C}{C} \cdot \frac{1}{\Delta T} = \frac{\Delta \varepsilon}{\varepsilon} \cdot \frac{1}{\Delta T} + \Delta C(\beta), \quad (1.20)$$

де C – ємність конденсатора, ΔC – відповідна зміна ємності в інтервалі температур, ε – діелектрична проникність конденсатора, $\Delta C(\beta)$ – поправочний коефіцієнт, що зумовлює розширення діелектрика на величину ємності.

В більшості випадків $\Delta C(\beta)$ можна знехтувати. Тоді [19, 20]:

$$TK \approx \frac{\Delta \varepsilon}{\varepsilon} \cdot \frac{1}{\Delta T}, \quad (1.21)$$

Нагрів конденсаторів відбувається внаслідок розсіювання частини енергії всередині приладу. Активна потужність втрат в конденсаторі [26]:

$$P_{C_a} \approx 2\pi fU^2 C_e \cdot \operatorname{tg}(\delta), \quad (1.22)$$

де $\operatorname{tg}(\delta)$ – тангенс кута втрат, C_e – еквівалентна ємність.

Реактивна потужність конденсатора [26]:

$$P_{C_p} = 2\pi fU^2 C_e. \quad (1.23)$$

Реактивна потужність конденсатора не повинна перевищувати допустимого вказаного виробником значення, щоб температура конденсатора при заданій температурі навколишнього середовища не перевищувала максимально допустимого значення. Допустиме значення струму через

конденсатор залежить від допустимої температури нагріву і геометричних розмірів корпусу і приводиться в технічній документації.

1.3. Методи розрахунку електромагнітних та теплових режимів роботи напівпровідникових перетворювачів електроенергії.

В той час, як для систем з статичною структурою розроблено багато методів розрахунку, кожен з яких може краще підійти до конкретного перетворювача для спрощення розрахунків, підвищення точності, простоти задання розрахункових формул, то для систем зі змінною структурою розрахунки є доволі складними, що є важливим чинником в актуальності проблеми розрахунку суміщених електромагнітних та теплових розрахунків напівпровідникових перетворювачів зі змінними параметрами під час перехідного процесу.

Для моделювання ключових напівпровідникових перетворювачів електроенергії використовуються різні моделі ключових компонентів, в залежності від яких змінюється складність та точність розрахунку (таблиця. 1.1).

Таблиця 1.1. Моделі ключових компонентів перетворювачів

Модель	Опис моделі	Недоліки
<i>S</i> -модель	Модель ключа описується функцією перемикання, де під час вимкненого стану ключ зображується розривом в схемі, а у ввімкненому стані – закорткою.	Не враховується опір та розсіювання потужності ключа. Не враховуються динамічні режими.
<i>R</i> -модель	Модель ключа зображується у вигляді опору. При цьому	Неможливість точного встановлення моментальних

	значення електромагнітних процесів усереднюються на протязі періоду.	значень струмів та напруг на протязі періоду. Не враховуються динамічні режими.
<i>RS</i> -модель	Модель ключа описується як <i>S</i> -модель з послідовно під'єднаним опором	Не враховується нагрів ключа та зміна опору ключа в залежності від температури
<i>RST</i> -модель	Модель ключа описується як <i>RS</i> -модель з врахуванням нагріву та зміни опору ключа в залежності від температури. Можливе врахування динамічних режимів.	Необхідність розрахунку суміщених електромагнітних та теплових процесів. Складність розрахунку. Можливе використання лише чисельних методів для розрахунку.

З таблиці видно, що найбільш складною для аналізу моделлю ключа являється *RST*-модель. Дана модель потребує суміщеного електротеплового розрахунку, а отже і вибору методики розрахунку електромагнітних та теплових процесів, а також поєднання даних методів.

Моделі пасивних компонентів можна класифікувати як в таблиці 1.2.

Таблиця 1.2. Моделі пасивних компонентів перетворювачів

Модель	Опис моделі	Недоліки
<i>LC</i> -модель	Найбільш поширена модель пасивних компонентів. Постійні значення ємності та індуктивності.	Відсутність зміни параметрів пасивних компонентів під час зміни струму, напруги та температури.
<i>L(I)C(U)</i> -	Індуктивність та ємність	Складність розрахунку

модель	залежні відповідно від струму та напруги в колі. Під час перехідного процесу параметри ємності та індуктивності змінюються, змінюючи подальший перебіг електромагнітних процесів.	електромагнітних процесів. Необхідність використання числових методів, які дозволяють адаптувати крок інтегрування до зміни параметрів з використанням лінеаризації під час розрахунку повторно-короткочасних та пускових режимів роботи.
$L(T)C(T)$ - модель	Ємність та індуктивність залежні від температури компонентів.	Потребуються проведення суміщеного аналізу електромагнітних та теплових режимів роботи.
$L(I,T)C(U,T)$ - модель	Ємність та індуктивність залежні від електричних та теплових режимів роботи.	Складність розрахунку внаслідок того, що зміна електричних режимів роботи веде до зміни параметрів компонентів та температури. Зміна температури в свою чергу веде до зміни параметрів пасивних компонентів, та, як наслідок, зміни струму та напруги під час перехідних процесів. Потребуються проведення суміщеного аналізу електромагнітних та теплових режимів роботи.

В залежності від використаних типів моделей ключових та пасивних компонентів може змінюватися жорсткість відповідних систем диференціальних рівнянь, які описують електромагнітні (теплові) процеси в перетворювачах.

Для оцінки жорсткості системи диференціальних рівнянь може використовуватись коефіцієнт жорсткості [27],

$$S = \frac{\min \operatorname{Re} \lambda_i}{\max \operatorname{Re} \lambda_i} \Big|_{1 \leq i \leq m}, \quad (1.24)$$

де λ_i – власні значення матриці коефіцієнтів. Система рівнянь є жорсткою, якщо коефіцієнт жорсткості $S \gg 1$.

Можна виділити такі типи суміщення моделей компонентів:

1. Система слабкої жорсткості $L(I)$, $C(U)$, $R(T)$. Оскільки температура кристалу ключових елементів змінюється приблизно з такою ж швидкістю, як і струм та напруга кола, дана система є слабо жорстка. Але для розрахунку даної системи необхідно використовувати числові методи, які дозволяють адаптувати крок інтегрування до зміни параметрів з використанням лінеаризації повторно-короткочасних та пускових режимів роботи.

2. Система $L(T)$, $C(T)$. В даній системі зміна температури пасивних компонентів розраховується з кроками, що відповідають швидкості перебігу теплових процесів в індуктивності та ємності. Для розрахунку даної системи потребуються проведення суміщеного аналізу електромагнітних та теплових режимів роботи.

3. Жорстка система $L(T)$, $C(T)$, $R(T)$. В даній системі розрахунок теплових процесів пасивних компонентів та кристалів активних компонентів проводяться з кроками, які відрізняються на декілька порядків. Для розрахунку даної системи необхідний розділ на дві слабо жорсткі підсистеми методом діакоптики [27].

Кожен тип перетворювачів має певні особливості. Залежно від типу перетворювача та режиму його роботи використовують відповідні методи аналізу та розрахунку (таблиця 1.3).

Таблиця 1.3. Методи розрахунку перетворювачів.

Метод	Опис методу	Недоліки
Метод припасовування [28]	Дозволяє зробити розрахунки з врахуванням найбільшої кількості параметрів компонентів, при роботі як в звичайних, так і в аварійних режимах при певному зовнішньому впливі. Являється базовим методом для багатьох інших методів та широко використовується для розрахунку всіх типів перетворювачів	Трудомісткість, неможливість знаходження усталеного режиму роботи без повного аналізу перехідних процесів. Для використання даного методу для розрахунку впливу температури на перехідний процес, необхідно його значно модифікувати.
Гармонічного аналізу [29]	Використовує кусково-лінійну апроксимацію ВАХ нелінійних елементів для отримання шуканих функцій у вигляді повного ряду Фур'є. Разом з миттєвими значеннями шуканих струмів і напруг, даний метод дозволяє також проаналізувати і їх гармонічний склад.	Необхідність рішення трансцендентних рівнянь для знаходження моментів часу початку і кінця провідного стану вентилів, і наближеність результатів внаслідок кінцевої кількості врахованих членів ряду.
Метод фазової площини [30]	Використовується для аналізу систем, що описуються диференціальними рівняннями першого або другого порядку.	Обмеження аналізу системами лише першого і другого порядку.

	Для системи повинні бути задані дві аналогічні змінні, наприклад заряд ємності (або напруга) та струм.	
Окремих складових [31]	Базується на використанні для рішення лінійних диференційних рівнянь з кусково-неперервною функцією впливу неперервного перетворення Лапласа.	Необхідність обчислення зображень функції впливу на кожному інтервалі за допомогою теорем випередження і запізнення, але модифікація методу [32] дозволяє отримати рішення одночасно на всіх інтервалах неперервності функції впливу.
Метод Ф-функцій [33]	Вираження кусково-неперервних періодичних функцій впливу рядами Фур'є і введенням спеціальних Ф-функцій, що являють собою рішення диференціального рівняння схеми при дії синусоїдального ЕРС.	При підвищенні складності функції впливу, її необхідно представляти рядом Фур'є, що значно понижує точність розрахунків.
Спектрально-операторний метод [34]	Розкладання перемикальних функцій в ряд Фур'є з наступним використанням перетворень Лапласа. Використовується для аналізу	Наближеність значень, що залежить від кількості членів ряду Фур'є, а також неширокий спектр перетворювачів, які

	процесів в автономних інверторах при зміні джерела впливу по певному закону.	можна розрахувати даним методом.
Метод на основі теореми множення і інтеграла Дюамеля [32]	Використовується для характеристичних рівнянь з однократними коренями.	Застосування методу при складній функції впливу є ускладненим обчисленням зображень даної функції на кожному інтервалі неперервності.
Метод з використанням перетворення Тейлора [35]	Є методом на основі диференційного перетворення. Перетворення Тейлора значно спрощує рішення диференційних рівнянь при високій точності.	Можна використовувати лише тоді, коли існують зображення вихідних функцій.
Різницевих рівнянь [31] та дискретно-імпульсних перетворювань [36].	Використовуються для розрахунку перетворювачів зі змінною структурою з відомим часом комутації. ґрунтується на припущеннях методу припасовування і проводить розрахунок процесів в два етапи. Перший етап: проводиться розрахунок електромагнітних процесів в перетворювачі без врахування початкових умов для певних інтервалів. На другому етапі складається	Необхідне розширення даних методів для розрахунку впливу температури на електромагнітні процеси перетворювача.

	система різницевих рівнянь, рішеннями яких є невідомі на першому етапі.	
--	---	--

Модифікація методу різницевих рівнянь добре підходить для додавання стороннього впливу на систему у вигляді теплових процесів, тобто суміщення електромагнітної та теплової складової методами діакоптики.

Основна ідея діакоптики полягає в тому, що рішення деякої складної системи в певний момент інтегрування визначається з рішень окремих її частин – підсистем незалежно одне від одного та узгодження їх згідно рівнянь зв'язку [37]. Даний метод можна використовувати в системах різної жорсткості, як в таблиці 1.4.

Таблиця 1.4. Використання методів діакоптики

Тип системи	Опис	Приклад
Системи з постійними параметрами. Слабо-жорсткі системи	Системи, компонентні матриці підсистем яких є сталими та слабо відрізняються одна від одного.	Багатокаскадний перетворювач, каскади якого замінюються двополюсниками для спрощення розрахунку електричних процесів пристрої в цілому.
Системи з постійними параметрами. Жорсткі системи	Системи, компонентні матриці підсистем яких є сталими та відрізняються одна від одної на декілька порядків.	Система рівнянь с постійними параметрами, що описує декілька різних режимів роботи перетворювача, які об'єднуються рівнянням зв'язку.
Системи змінною	Системи, компонентні матриці підсистем яких	Опис електромагнітних та теплових процесів

структурою	є змінюються внаслідок зовнішнього впливу.	перетворювача, компонентна матриця електричних процесів змінюється під впливом теплових процесів, а компонентна матриця теплових процесів змінюється під впливом електромагнітних процесів.
------------	--	---

В даній роботі використано розділення електромагнітних та теплових процесів системи зі змінною структурою.

Основою теплового конструювання являються розрахунки теплового режиму окремих функціональних елементів і пристроїв в цілому.

Розрахунки можуть проводитися як для пристроїв з відкритою архітектурою, вважаючи, що компоненти пристрою не зв'язані між собою, а теплопередача проводиться лише в навколишнє середовище, так і з блочною архітектурою, з врахуванням теплового поля пристрою.

Розрахунок теплового режиму починається з побудови теплової моделі. Розглядаються 3 види теплопередачі в тепловій моделі:

1. Теплопередача конвекцією.
2. Теплопередача кондукцією.
3. Теплопередача теплоти випромінюванням.

Теплопередача конвекцією між поверхнею твердого тіла S_j і оточуючим газоподібним або рідким середовищем описується законом Ньютона-Ріхмана [38]:

$$P_{кic} = \alpha_{кic} S_i (T_i - T_c), \quad (1.25)$$

де $P_{кic}$ – тепловий потік через поверхню твердого тіла в навколишнє середовище; $\alpha_{кic}$ – коефіцієнт теплообміну між поверхнею тіла і середовищем; T_i і T_c – температура поверхні тіла і середовища.

Добуток $\alpha_{кic} \cdot S_i = \sigma_{кic}$ – теплопровідність між тілом і середовищем; оберненою величиною до якої є $R_{кic}$ – тепловий опір між тілом і середовищем.

Як видно з величин, що входять до формули, розрахунок теплового режиму зводиться до обчислення коефіцієнтів конвективного теплообміну α_k для різноманітних поверхонь ізотермічного тіла.

Коефіцієнт теплообміну конвекцією α_k чисельно характеризує потужність, що розсіюється одиницею поверхні твердого тіла при різниці температур між тілом і середовищем в 1°C . Коефіцієнт теплообміну являє собою складну функцію з великою кількістю параметрів, що впливають на процес теплообміну, в тому числі фізичні властивості середовища, конфігурацію і розміри тіла, швидкість потоку, прискорення вільного падіння та інші.

При теплопередачі випромінюванням для розрахунку потужності, що передається за одиницю часу від поверхні з площею S_i на іншу поверхню з площею S_j або в навколишнє середовище, можна користуватись формулами [38]

$$P_{\pi ij} = \alpha_{\pi ij} \cdot S_i \cdot (T_i - T_j) \text{ або } P_{\pi ij} = \frac{(T_i - T_j)}{R_{\pi ij}}, \quad (1.26)$$

де $\alpha_{\pi ij} \cdot S_i = \frac{1}{R_{\pi ij}}$ – теплопровідність випромінюванням між тілами i та j ; $R_{\pi ij}$ – тепловий опір між ними; $\alpha_{\pi ij}$ – коефіцієнт теплообміну випромінюванням між поверхнями.

До кондуктивної теплопередачі відносять процеси теплопередачі через елементи конструкції апаратури (через стінки різноманітної форми, стержні і пластини). Характерною рисою стержнів і пластин являється малий перепад температур в поперечному перерізі цих тіл, зазвичай його приймають рівним нулю. Процес теплопередачі в стінках відрізняється від процесу обміну теплоти в стержнях і пластинах. В стаціонарних режимах тепловий потік через стінку сталий, а в стержнях і пластинах через різні ізотермічні поверхні проходить різний потік. Це пояснюється тим, що при передачі теплоти кондукцією в стержні або пластині проходить неперервне розсіяння теплової енергії з поверхні цих тіл в навколишнє середовище завдяки конвекції і випромінюванню.

При розрахунку теплового режиму знаходяться середні температури поверхні: металічної основи, плати, корпусу. Температури конструкції блока і навколишнього середовища вважаються заданими. Знаючи теплові залежності компонентів з їх характеристик, можна розрахувати перегрів найбільш термочутливих модулів.

Методика розрахунку теплового режиму зводиться до наступних пунктів [24]:

1. Знаходяться площі поверхні основи і плати.
2. В першому наближенні задаються конвективні і випромінювальні складові коефіцієнта теплообміну між платою і основою з навколишнім середовищем і між ними.
3. Знаходяться відповідні теплопровідності.
4. Визначаються коефіцієнти, що входять в матриці для знаходження температур основи і плати.
5. В першому наближенні визначаються температури основи і плати.
6. Уточнюються значення коефіцієнтів теплообміну по результатам, отриманим в п. 5: з характеристик визначаються коефіцієнти для даних температур; розраховуються значення конвективних складових коефіцієнта теплообміну між поверхнею і навколишнім середовищем; розраховуються

значення випромінювальних складових коефіцієнта теплообміну між поверхнею і навколишнім середовищем.

7. Обчислення поверхневих температур в другому наближенні.
8. Обчислення температури контактів.
9. Обчислення температури опорів.
10. Обчислення температури кристалів напівпровідникових приладів.

Переважає більшість параметрів транзисторів і діодів залежать від температури кристалу. В довідниковій літературі вони звичайно вказані при температурі 25°C , або приводяться характеристики, які дозволяють визначити параметри в залежності від температури.

При визначенні аварійних електричних режимів слід врахувати зменшення максимально допустимого прямого струму через напівпровідниковий прилад з ростом температури. Наприклад, на рис. 1.3 зображено залежність струму стоку від нагріву корпусу транзистора *SL30B60K* [39].

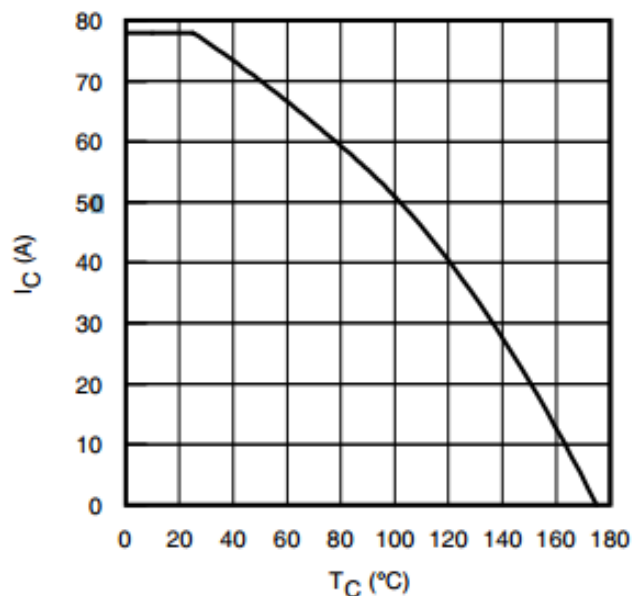


Рис. 1.3. Залежність струму стоку від температури

Проте така характеристика не повністю визначає критичне значення струму. В документації на напівпровідникові прилади вказується також

максимальне значення робочої температури кристалу. Це значення співпадає з максимальною температурою корпусу визначеною на такій характеристиці. Враховуючи наявність теплових сплесків на кристалі у перехідних режимах роботи можна вважати граничну температуру кристалу більш жорстким параметром, на який слід звертати увагу при розробці перетворювача електроенергії. Відповідно необхідно обирати максимальне значення робочого струму у залежності від максимальної температури кристалу.

Внаслідок даного заниження параметрів необхідним є слідкування за формою і максимальними значеннями перехідного процесу, оскільки та ж величина струмів і напруг при різних температурах може призвести до аварії.

Під час короткотривалих процесів температура корпусу приладу T_c при стабільному тепловідводі та незмінних зовнішніх умовах становить сталу величину. Разом з тим температура кристалу T_j може суттєво змінюватися. При визначенні потужності P , що виділяється на кристалі, звичайно враховують статичні та динамічні втрати. Особливістю розрахунку статичних втрат є те, що падіння напруги на переході або опорі ввімкненого напівпровідникового приладу залежать від поточної температури кристалу. Тепловий імпеданс між кристалом та корпусом Z_{jc} розраховують наступним чином [9]:

$$Z_{jc}(t) = \frac{T_j(t) - T_c(t)}{P}. \quad (1.27)$$

Одним з методів розрахунку теплового імпедансу є використання еквівалентної теплової електричної схеми теплопередачі [40] побудованої на ланцюгах Кауера або Фостера. Особливістю даного методу полягає в тому, що за допомогою RC -ланцюга зображується еквівалентна тепловій електрична схема, вихідні параметри якої співпадають з тепловою характеристикою напівпровідникового пристрою. Із збільшенням кількості RC елементів в

ланцюговій схемі підвищується точність наближення до кривої теплопередачі. Нехай чотири RC -ланцюга відповідають вимогам точності зображення теплової характеристики кристал-корпус приладу. Тоді еквівалентна схема буде мати вигляд, як на рис. 1.4.

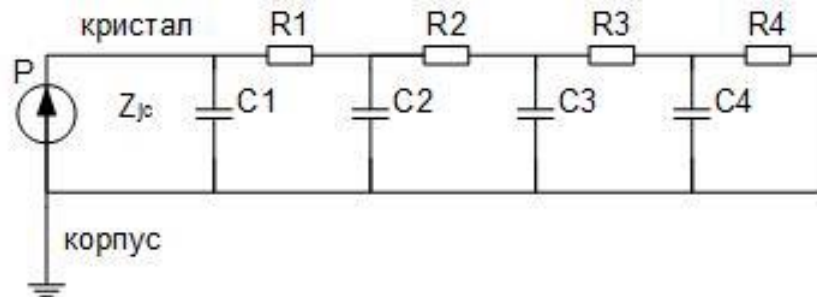


Рис. 1.4. Еквівалентна схема теплового ланцюга кристал-корпус

За даною еквівалентною схемою формула розрахунку теплового імпедансу в операторній формі має наступний вигляд:

$$Z_{jc}(p) = \frac{1}{pC_1 + \frac{1}{R_2 + \frac{1}{pC_2 + \dots + \frac{1}{R_n}}}}. \quad (1.28)$$

Розрахунок теплопередачі з корпусу в навколишнє середовище є необхідним для аналізу довготривалих процесів. Зазвичай використовуються радіатори, призначені для забезпечення допустимих теплових режимів роботи у довгострокових режимах роботи. У даному випадку еквівалентна схема теплопередачі з наявним тепловідводом буде мати вигляд, як на рис. 1.5.

Тепловий імпеданс між корпусом приладу та навколишнім середовищем Z_{ca} розраховується за допомогою передачі температури з корпусу в навколишнє середовище T_{ca} та потужності $P = U \cdot I$ за формулою:

$$Z_{ca}(t) = \frac{T_{ca}(t)}{P}. \quad (1.29)$$

Температура, яка передається з кристалу в навколишнє середовище дорівнює:

$$T_{ja}(t) = T_{jc}(t) + T_{ca}(t). \quad (1.30)$$

Відповідно тепловий імпеданс між кристалом та навколишнім середовищем:

$$Z_{ja}(t) = \frac{T_{jc}(t)}{P} + \frac{T_{ca}(t)}{P} = Z_{jc}(t) + Z_{ca}(t). \quad (1.31)$$

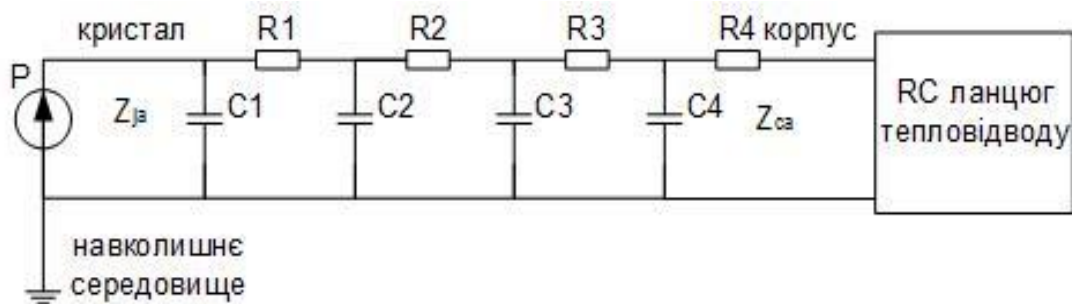


Рис. 1.5. Еквівалентна схема теплового ланцюга кристал-навколишнє середовище

Суміщені розрахунки електромагнітних та теплових режимів роботи є доволі трудомісткими навіть з використанням методів діакоптики. Тому необхідно вибрати необхідне середовище комп'ютерного моделювання, яке задовільнить потреби даної системи. В таблиці 1.5 представлений огляд середовищ моделювання.

Таблиця 1.5. Середовища комп'ютерного моделювання

Середовище моделювання	Опис	Сумісність
<i>Spice</i> [41]	Великий набір математичних моделей компонентів, включаючи моделі магнітних елементів з урахуванням насичення і гістерезису, затримок, відображень, втрат і перехресних перешкод, взаємодії аналогової і цифрової частин і ін.	<i>PSpice</i> , та ін. <i>Spice</i> середовища
<i>Electronics Workbench</i> [42]	<i>DC</i> -аналіз (режими роботи по постійному струму); <i>AC</i> -аналіз (АЧХ і ФЧХ); аналіз перехідних процесів; різноманітний аналіз по постійному струму; Фур'є-аналіз і аналіз спектра внутрішніх шумів; аналіз нелінійних і інтермодуляційних спотворень; розрахунок відносної чутливості характеристик схеми до зміни параметрів обраного елемента в режимах <i>DC</i> і <i>AC</i>	<i>Multisim</i> , <i>Ultiroute</i> , <i>Commsim</i>
<i>COMSOL</i> [43]	Нааявний модуль «Теплопередача» допомагає досліджувати вплив нагріву і охолодження на різні пристрої, деталі або процеси. Інструменти, які містить цей модуль, дозволяють вивчати механізми теплопередачі - теплопровідність, конвекцію й випромінювання, найчастіше разом з іншими фізичними явищами. Платформа призначена для вирішення завдань, коли виділення, поглинання або передача теплоти чи інших видів енергії є істотно важливим процесом.	

<i>OrCad</i> [44]	Інтегрований програмний комплекс для наскрізного проектування аналогових, цифрових і змішаних аналого-цифрових пристроїв, синтезу пристроїв програмованої логіки і аналогових фільтрів	<i>PSpice</i>
<i>MATLAB/Simulink</i> [45]	Імітаційне моделювання на рівні структурних схем. Можливість комбінованого математичного та схемного моделювання складних систем	<i>Plecs</i>
<i>TASPCB</i> [46]	Моделювання поведінки багатошарових друкованих плат	
<i>Plecs</i> [47]	Моделювання теплової поведінки перетворювачів, робота напівпровідникових ключів з врахуванням теплової ємності та опору між кристалом та корпусом напівпровідникового приладу, між корпусом та тепловідводом і навколишнім середовищем. Побудова схеми теплозаміщення	<i>Simulink</i>

Об'єднання програмних середовищ *MATLAB/Simulink* та *Plecs* підходять для вирішення задач, поставлених в даній роботі, оскільки при суміщеному моделюванні в даних середовищах можна проводити як і аналітичне задання систем та зв'язку між ними (робоча область *MATLAB*), використовувати бібліотеки електромагнітного моделювання (область *Simulink*) та проводити обчислення втрат, енергії перемикання ключових компонентів та теплові удари по кристалах напівпровідникових приладів (середовище *Plecs*).

1.4. Тепловий захист напівпровідникових пристроїв

Тепловий захист напівпровідникових перетворювачів електроенергії

можна реалізувати на методологічному та технічному рівні. Методологічний рівень являє собою розрахунки, моделювання та попередження виходу пристроїв в аварійні режими роботи попередивши їх включенням в розрахунки при проектуванні. Технічною реалізацією теплового захисту є додаткові системи та пристрої, які знешкоджують аварії при роботі перетворювача. Дані пристрої повинні задовольняти такі вимоги як: швидкодія, надійність, селективність [16].

При швидкій реакції систем захисту можна виявити аварійні режими на ранній стадії виникнення та обмежити до мінімуму аварійний струм, тим самим уникнувши перегріву або інших видів небезпечних впливів. Тим самим забезпечується цілісність напівпровідникового пристрою, зводяться до мінімуму наслідки аварій в навантаженні та зміщення робочої точки внаслідок зміни параметрів перехідного процесу.

Селективність являє собою вплив систем захисту на ті ланцюги, що забезпечать приведення до нормального режиму роботи пристрою, не задіваючи нормально працюючі ділянки.

Теплові властивості напівпровідникових приладів характеризуються усталеним значенням теплового опору між кристалом та корпусом приладу. Дане значення описує теплопередачу на корпус приладу під час розсіювання потужності при роботі даного приладу.

Надійність пристрою визначається температурою, яка не повинна перевищувати певного значення на всіх ділянках роботи. Тому за даними потужності розсіювання, теплового опору та часу дії імпульсів необхідний розрахунок нагріву пристрою на аварійних струмах.

Для опису імпульсу потужності можна використовувати рівнянням [11]:

$$P(\tau) = P_0 f(\tau) + \Delta_1 P f(\tau - \Delta_1 \tau) + \dots + \Delta_{n-1} P f(\tau - t - \Delta_{n-1} \tau) + \Delta_n P f(\tau - t), \quad (1.32)$$

де τ – час, ΔP_i – потужність i -го імпульсу ($i = 1, \dots, n$), $f(\tau - \Delta t)$ – одинична

прямокутна функція, рівна нулю для $t < \tau - \Delta\tau$ і одиниці для $t > \tau - \Delta\tau$.

При використанні даної структури для знаходження залежності зміни температури від часу виходить досить громіздка формула. Для спрощення розрахунку, реальний імпульс можна замінити еквівалентним прямокутним з такою ж максимальною і середньою потужністю розсіювання. Це досягається відповідним розрахунком довжини еквівалентного імпульсу $t_i = P_{\text{сер}} \cdot t / P_{\text{max}}$, де $P_{\text{сер}}$ – середня потужність розсіювання реального імпульсу, P_{max} – максимальна потужність розсіювання реального імпульсу, t – довжина реального імпульсу.

Максимальне перевищення температури структури, розраховане за допомогою еквівалентного імпульсу \bar{P} , знаходиться за виразом [48]:

$$\Delta\bar{T}_{\text{max}} = \bar{P}R_i(U_0I_0 + RI_0^2)Ht_i^\nu \left(\frac{\frac{1}{2} + \frac{x}{3}}{1+x} \right), \quad (1.33)$$

де $U_0I_0 + RI_0^2 = \bar{P}_{\text{max}}$ – значення потужності еквівалентного імпульсу, отриманого з врахуванням прийнятої лінеаризації ВАХ, U_0 , I_0 , R – параметри приладу, R_i – тепловий опір в момент $t = t_i$, H , ν – коефіцієнти, що залежать від типу приладу, $x = RI_0/U_0$, змінні з рискою зверху – усереднені значення.

Уточнене значення підвищення температури [48]

$$\Delta T_{\text{max}} = R_i(U_0I_0M_{\text{max}}^{(\nu)} + RI_0^2N_{\text{max}}^{(\nu)}), \quad (1.34)$$

де $M_{\text{max}}^{(\nu)}$ і $N_{\text{max}}^{(\nu)}$ – коефіцієнти, що характеризують форму імпульсу.

Імпульс потужності прямокутної форми завжди призводить до більшого нагріву кристалу та корпусу напівпровідникових приладів, ніж імпульси

інших форм, при однакових значеннях середньої потужності. У технічній документації на напівпровідникові транзистори звичайно приводять типову характеристику струму у залежності від частоти для двох форм імпульсів – прямокутної та трикутної. Граничні значення струму для трикутної форми суттєво перевищують відповідні параметри для прямокутних імпульсів.

Для створення пристроїв теплового захисту звичайно використовують наступні характеристики [16]: максимальний струм через пристрій захисту, що характеризує тепловий вплив на компонент; час спрацювання пристрою захисту; максимальний струм короткого замикання, який відповідає роботі перетворювача без пристрою захисту.

Основною небезпекою при роботі ключових напівпровідникових перетворювачів є перенапруги та теплові удари по кристалу напівпровідникових приладів. Перенапруги на кристалах напівпровідникових компонентів можуть виникати не тільки при аварійних, але й у звичайних режимах. Силові перетворювальні пристрої, як правило, містять реактивні елементи – дроселі, конденсатори, трансформатори. При комутаціях у контурах, утворених цими реактивними елементами, виникають коливальні процеси. Внаслідок цього на елементах схеми можуть виникнути значні комутаційні перенапруги, що представляють небезпеку для кристалів напівпровідників та інших елементів. Тому для зменшення перенапруг в контурах з напівпровідниковими приладами необхідно передбачати ланцюги, здатні швидко поглинути енергію вільного режиму, або спеціальні ланцюги, що сприяють зменшенню амплітуди напруги перехідного процесу [16].

Перенапруги виникають також при різного роду ввімкненнях, вимкненнях, перемиканнях в схемі за допомогою перемикаючих пристроїв, контакторів, реле та ін.. Для зменшення таких перенапруг необхідно забезпечити правильний вибір місця розташування перемикаючих елементів і відповідну послідовність їх перемикання, вибір оптимальної швидкості переривання струму, використання спеціальних розрядників, що знімають ці перенапруги.

Кристали напівпровідникових приладів дуже чутливі до перевантажень по струму, що пов'язано з технологічними особливостями їх виготовлення і експлуатації. Внаслідок цього необхідно передбачати в перетворювачі захист напівпровідникових вентилів від перевантажень, надструмів та теплових ударів [23]. Захист від надструмів можна здійснювати за допомогою різних пристроїв, залежно від характеру перевантаження. Якщо перевантаження виникають при наявності у схемі досить великих індуктивних опорів, що обмежують наростання струму, схему захисту можна виконати у вигляді плавких запобіжників і контакторів; можна також застосовувати захист на тиристорах. В останньому випадку при встановленні зворотного зв'язку з навантаженням керуючий сигнал можна зняти з тиристора, і тиристор надійно замикається протягом наступного циклу після виникнення аварійного режиму [16, 17].

Якщо перевантаження напівпровідникового приладу виникає при наявності незначних індуктивних опорів у схемі, в результаті чого надструм досягає максимального значення протягом одного напівперіоду, необхідно застосовувати швидкодіючі захисні пристрої, здатні перервати струм перш, ніж він досягне небезпечного значення, тобто протягом невеликої частки періоду. Для цієї мети застосовують спеціальні запобіжники або швидкодіючі автоматичні вимикачі.

Класифікація пристроїв та систем теплового захисту показана в таблиці 1.6.

Таблиця 1.6. Пристрої та системи теплового захисту

Класифікація	Пристрої захисту	Примітки
Тип захисту	Вентильні пристрої	Призначені для індивідуального захисту компоненту
	Фідерні пристрої [16]	Призначені для захисту груп компонентів або пристрою в цілому

Принцип дії	Вимикачі	Електромагнітні та напівпровідникові вимикачі, вакуумні вимикачі з примусовою комутацією, імпульсні дугові комутатори
	Запобіжники	Швидкодіючі плавкі запобіжники, запобіжники багатократної дії
Число спрацювань	Одноразового спрацювання	Плавкі запобіжники
	Багаторазової дії	Вимикачі, імпульсні дугові комутатори
Тип впливу	Контактні	Розривають електричний ланцюг аварійної ділянки
	Безконтактні	Виконують неповне обмеження струму, м'який пуск та інші впливи на систему, попереджуючи аварію, або виходу роботи пристрою з нормального стану.

Задачею даної роботи є створення системи теплового захисту як індивідуально для кристалу напівпровідникових елементів перетворювачів, так і пристрою в цілому, використовуючи безконтактний тип впливу, без відключення ділянок кола. Система теплового захисту такого типу є необхідною для імпульсних перетворювачів електроенергії, працюючих в режимах повторного ввімкнення нагрітого пристрою, наприклад в перетворювачах, що використовуються системами контактного зварювання. Дана система буде розглянута на прикладі понижуючого широтно-імпульсного перетворювача (ШПІ) і мостового та напівмостового інверторів, які використовуються в зварювальній та електрокоагуляційній апаратурі.

Висновки до розділу 1

1. Аналіз режимів роботи ключових напівпровідникових перетворювачів електроенергії показав необхідність застосування системи теплового захисту, яка поєднує проведення розрахунку електромагнітних процесів з врахуванням зміни параметрів пасивних та активних компонентів внаслідок зміни температури та електричних режимів роботи та схемотехнічних засобів, що забезпечують придатні режими роботи силових ключів.

2. Вибір придатних напівпровідникових приладів перетворювачів необхідно проводити з врахування теплових ударів по їх кристалам, внаслідок суттєво більшого значення теплового опору між кристалом та корпусом по відношенню до опору між корпусом та радіатором, малих значень теплових ємностей кристалів та корпусів, стрибків струму ключових елементів.

3. Проведений огляд методів розрахунку електромагнітних та теплових режимів роботи ключових напівпровідникових перетворювачів електроенергії вказав на необхідність суміщеного аналізу електричних та теплових режимів, використання моделей активних та пасивних компонентів, які враховують вплив температури та електричних режимів роботи, що дає можливість визначати граничні режими роботи напівпровідникових ключових елементів з врахуванням поточної температури елементів.

4. Для проведення суміщеного розрахунку електротеплових режимів роботи доцільно використовувати метод діакоптики, який дає можливість розділити математичну модель суміщеної системи на електромагнітну та теплову складові.

РОЗДІЛ 2. РОЗРАХУНОК СУМІЩЕНИХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ТА ТЕПЛОВИХ ПРОЦЕСІВ В КЛЮЧОВИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ

2.1. Формування електротеплових моделей компонентів перетворювачів

При проектуванні напівпровідникових перетворювачів електроенергії важливою задачею являється розрахунок електромагнітних та теплових режимів роботи, з метою доцільного вибору елементів, для яких забезпечуються допустимі режими експлуатації.

Такі рішення необхідні для побудови перетворювачів з відповідністю до сукупності граничних вимог, наприклад невеликого розміру, максимальної ефективності, високої робочої температури, уникнення аварійних режимів роботи, високих максимально допустимих параметрів і інших комбінацій вимог.

Аварійні режими роботи перетворювача можуть виникати внаслідок дії ряду зовнішніх і внутрішніх факторів.

Зовнішніми факторами являються температура та інші параметри навколишнього середовища, величина та циклограма зміни зовнішнього навантаження, якість і матеріал корпусу пристрою, зовнішні механічні впливи на пристрій, вплив електромагнітного поля та інші впливи.

В той час, як зовнішні фактори можливо описати і компенсувати, внутрішні фактори являються більш непередбачуваними і перед проектуванням необхідно їх проаналізувати в різноманітних режимах роботи. Найбільш небезпечними внутрішніми факторами в перетворювачі являються нагрів активних та пасивних компонентів, руйнування кристалів напівпровідників, плавка ізоляції котушок та трансформаторів, пробої напівпровідникових приладів внаслідок завищення електричних, теплових та частотних параметрів.

Для аналізу внутрішніх факторів виникнення аварійних режимів, необхідно проаналізувати причини, які найбільш часто приводять до виникнення аварій.

Можна виділити наступні процеси, що призводять до аварії напівпровідникових перетворювачів:

1. Електричні та теплові удари по кристалам напівпровідникових приладів після комутації. Під час перехідного процесу може відбутись перегрів кристалу напівпровідникового приладу внаслідок теплової ємності між кристалом і корпусом. При незначній зміні температури корпусу напівпровідникового приладу кристал нагрівається до граничних значень і змінює свої гранично допустимі значення електричних параметрів таких як граничні значення прямого струму і потужності розсіяння. Перевищення нових граничних значень електричних параметрів приводить до виходу перетворювача з ладу.

2. Нагрів пасивних компонентів внаслідок довготривалої роботи пристрою. Внаслідок нагріву дроселів та конденсаторів їх електричні параметри також змінюються, що може зумовити зміну форми перехідного процесу, і, як наслідок, перегрів і вихід з ладу напівпровідникових приладів.

Для попередження аварійних режимів роботи необхідно аналізувати окремо теплові режими перетворювача під час перехідних процесів (аналіз роботи і вихідні та зворотні параметри напівпровідникових приладів) і теплові довготривалі процеси (аналіз роботи пасивних компонентів та ввімкнення приладу при нагрітих компонентах). Довготривалі теплові процеси можуть відбуватися протягом годин і навіть днів.

На відміну від процесів в напівпровідникових приладах, пасивні компоненти можуть витримувати недовготривалі перевищення температури, це не буде впливати на подальший їх режим роботи. Небезпечною являється зміна параметрів пасивних компонентів яка приводить до зміни режимів роботи перетворювача в цілому. При тривалому нагріві можливе пошкодження частин пасивних компонентів і подальший вихід їх із ладу.

Для уникнення аварійних режимів необхідно проаналізувати та усунути можливість виникнення наступних процесів:

1. Перегрів пасивних компонентів – можливе відхилення від робочої точки і подальше руйнування ізоляції компоненту.
2. Нагрів дроселів – небезпечні насамперед не для дроселів, а для напівпровідникових приладів, що працюють в колі з ними. Внаслідок нагріву магнітопроводу, дросель змінює свої параметри, а також форму залежності магнітної проникності від напруженості магнітного поля, змінюючи індуктивність дроселя. Внаслідок цього в активних компонентах можуть виникнути надструми та непередбачувані теплові удари.
3. Ввімкнення нагрітого приладу – необхідно розрахувати параметри нагрітих пасивних компонентів перетворювача та форму нових перехідних процесів для того, щоб при повторному ввімкненні пристрою не відбулось непередбачуваних процесів під час занижених гранично допустимих значеннях параметрів напівпровідникових приладів.
4. Зміна навантаження – при зміні або короткому замиканні навантаження перетворювача настає перехідний процес, який в нагрітому стані перетворювача спричинить теплові удари, стрибки по струму або напрузі і можливий перехід в аварійні режими роботи.

Нагрів навколишнього середовища біля радіатора – також важливий параметр, який необхідно врахувати. При роботі перетворювача з радіатором природнього охолодження, пристрій працює при певній температурі зі стабільною тепловіддачею. У разі відсутності активних охолоджувальних систем, повітря навколо радіатора нагрівається.

Теплова ємність кристалу залежить від типу матеріалів та геометричних параметрів кристалу. Нагрів кристалу можна розрахувати як [9]:

$$T_j(t) = T_c(t) + P(t) \cdot \sum_{i=1}^n R_{th,i} \left(1 - e^{-\frac{t}{C_{th,i} R_{th,i}}} \right), \quad (2.1)$$

де значення під знаком суми визначаються тепловими опорами та тепловими ємностями фрагментів теплової структури напівпровідникового приладу. Дана сума є тепловим імпедансом і позначається як Z_{thjc} .

$$Z_{thjc}(t) = \sum_{i=1}^n R_{th,i} \left(1 - e^{\frac{-t}{C_{th,i} R_{th,i}}} \right). \quad (2.2)$$

Особливістю є те, що більшість фірм виробників напівпровідникових компонентів не надає повної інформації щодо складових значень теплових ємностей в документації на напівпровідникові прилади. Звичайно представляється інформація про числові значення теплових опорів між кристалом-корпусом та корпусом-зовнішнім середовищем та приводиться характеристика теплового імпедансу. Так для IGBT транзистора IRG4PC50W фірми IRF (Infineon) така характеристика виглядає як на рис 2.1.

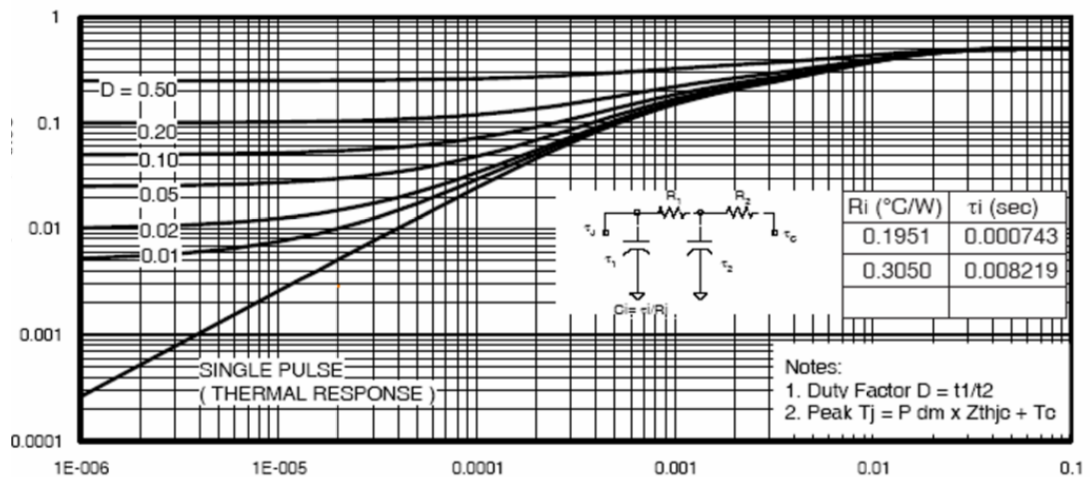


Рис. 2.1. Характеристика теплового імпедансу транзистора IRG4PC50W

Досить рідко окрім складових теплового опору приводяться сталі часу фрагментів теплової моделі транзистора.

На підставі такої характеристики обирається значення імпедансу відповідно до частоти роботи та відносного часу включеного стану

транзистора. Відповідно теплова ємність кристалу враховується у такому параметрі непрямым чином.

Під час ударів струму або комутаціях ключових напівпровідникових приладів температура кристалу приладу може перевищувати гранично допустимі значення параметрів кристалу навіть при наявному тепловідводі та температурі корпусу, рівній температурі навколишнього середовища.

У повторно-короткочасних режимах роботи теплові режими можуть також визначатися попередніми установленими режимами роботи. Повторне ввімкнення пристрою або зміна навантаження та, як наслідок, новий перехідний процес, що буде протікати при нагрітих пасивних компонентах із заниженими внаслідок нагріву максимально-допустимими значеннями параметрів активних компонентів, може призвести до аварії пристрою.

Збільшення коливальної складової перехідного процесу може бути недопустимим для компонентів, які внаслідок нагріву мають понижені граничні значення струму та напруги. Тому, для забезпечення безпечної роботи необхідно врахувати дані зміни та проектувати пристрій на компонентах з певним запасом, або вводити додаткові пристрої чи системи, які відключають даний ланцюг від живлення в момент небезпеки або корегують перебіг перехідного процесу, збільшуючи його час та зменшуючи його коливальність.

При довготривалих установлених режимах роботи без зовнішнього теплового впливу, основну увагу при тепловому моделюванні необхідно приділити пасивним компонентам. Після встановлення певної робочої точки, співвідношення нагріву та тепловіддачі активних компонентів приходить до балансу, теплова ємність перестає відігравати важливу роль, і тепловий баланс залежить лише від теплового опору. Тому доцільно проводити розрахунки довготривалих процесів з визначенням теплових режимів роботи пасивних та корпусів активних компонентів, та повторно-короткочасних режимів, де для встановленого теплового стану пасивних та активних компонентів визначати теплові сплески на кристалах ключів.

При тепловому моделюванні пасивних компонентів необхідно враховувати їх активний опір на всьому частотному і тепловому діапазоні можливої роботи приладу, оскільки при нагріві не лише зміниться активний опір, а цей опір буде впливати на подальший нагрів компоненту, і розрахована при попередніх розрахунках робоча точка приладу буде зміщена. Також необхідно розраховувати і основні параметри пасивних компонентів.

Загальний опір дрoселя залежить від опору дроту, роботи магнітопроводу, опору вихрових струмів. Для теплового моделювання достатньо буде розглянути залежність активного опору дроту від температури, який має наступну залежність:

$$R = R_0(1 + \alpha\theta), \quad (2.3)$$

де R_0 – активний опір даного дроту за нормальних умов, α – питомий опір матеріалу дроту, $\theta = T - 25$ – відмінність температури дроту від температури нормальних умов.

Втрати на активному опорі та в дроті котушки індуктивності розраховуються за формулою потужності з відомим значенням середньоквадратичного струму та активного опору елемента:

$$P = I_{\text{сер.кв}}^2 \cdot R. \quad (2.4)$$

Індуктивність котушки розраховується за формулою:

$$L = \frac{\mu_\varepsilon \cdot \mu \cdot S \cdot N^2}{l}, \quad (2.5)$$

де $\mu_\varepsilon = 4\pi \cdot 10^{-7}$, S – площа перерізу магнітопроводу, N – кількість витків, l – довжина магнітопроводу, μ – відносна магнітна проникність магнітного

матеріалу осердя, яка є залежною від температури.

На рис 2.2а зображено залежність магнітної проникності магнітного матеріалу 3C11 від температури при певній частоті. Видно, що від 0 до 70° С характеристика є майже прямолінійною, і для її описання достатньо лінійної залежності. Даний відрізок температур являється нормальною робочою ділянкою магнітного матеріалу.

При використанні дроселя як фільтра, магнітний матеріал 3C11 забезпечує зростання згладжувальних характеристик при нагріванні до температури 125°С, що є досить корисним для більшості схем перетворювачів.

Дросель, який виконано з використанням магнітного матеріалу 3C91 (рис. 2.2б) почне зменшувати свою індуктивність при перевищенні температури в 50°С, що у деяких випадках може привести до виникнення аварійно небезпечного режиму роботи.

Магнітний матеріал 3C95 (рис. 2.2в) майже не змінює свої властивості при різних температурах.

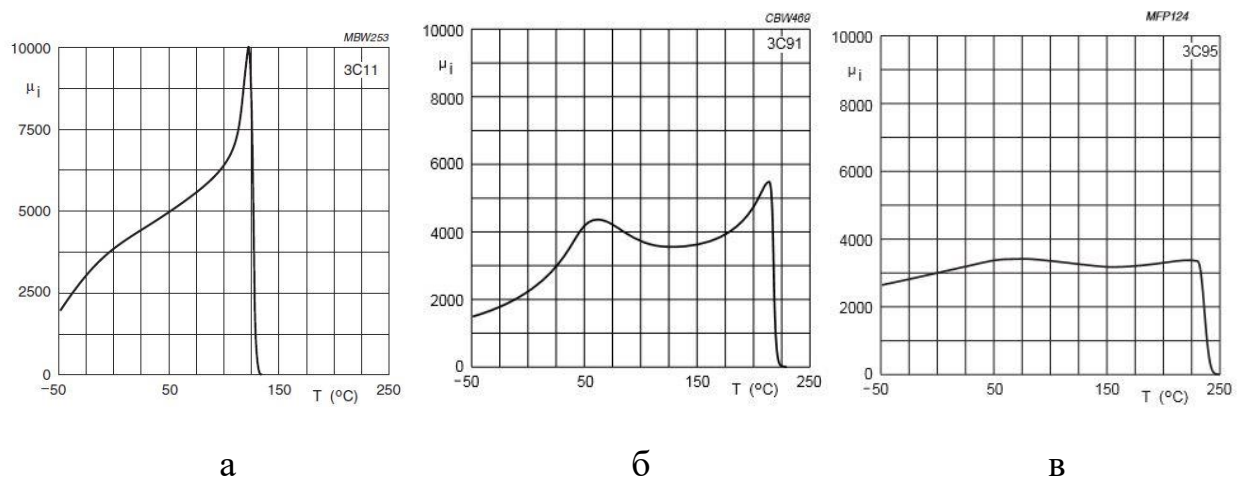


Рис. 2.2. Температурна залежність початкової магнітної проникності магнітних матеріалів: а) 3C11, б) 3C91, в) 3C95

Приведені типи характеристик є достатньо розповсюдженими, Вони характерні не лише для магнітом'яких матеріалів таких як ферит,

електротехнічна сталь, пермалой, але і для магнітодіелектриків, таких як альсифери, мопермалої, розпилене залізо.

Для моделювання роботи пристрою необхідно сформулювати модель індуктивності, яка враховує залежність магнітної проникності від температури. Для формування аналітичного опису було обрано метод регресійного аналізу, який дозволяє з використанням методу найменших квадратів описати на підставі відповідної графічної залежності характеристику за допомогою як рівновіддалених так і нерівновіддалених точок. При формуванні моделі враховується значення магнітної проникності при температурі 25°C. Замінивши температуру T на $\theta = T - 25$, отримаємо функцію виду:

$$\mu = a_n \theta^n + a_{n-1} \theta^{n-1} + \dots + a_1 \theta + a_0, \quad (2.6)$$

Значення n залежить від необхідної точності моделі, $a_0 = \mu_{25}$ за нормальних умов і використовується в відокремленій електричній моделі, що не враховує нагрів компонентів. При $n=5$ з відокремленням електромагнітної і теплової моделі, графічне зображення функції виглядає як на рис. 2.3.

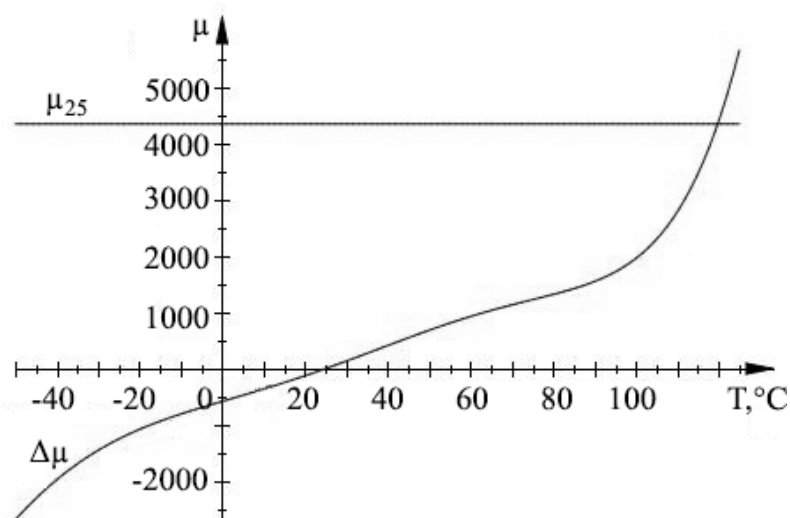


Рис. 2.3. Залежність величини магнітної проникності від температури електричної та теплової моделей

В технічній документації на конденсатори більшість виробників надають залежності струму, тангенсу кута втрат діелектрика та струмів витоку від температури (рис. 2.4).

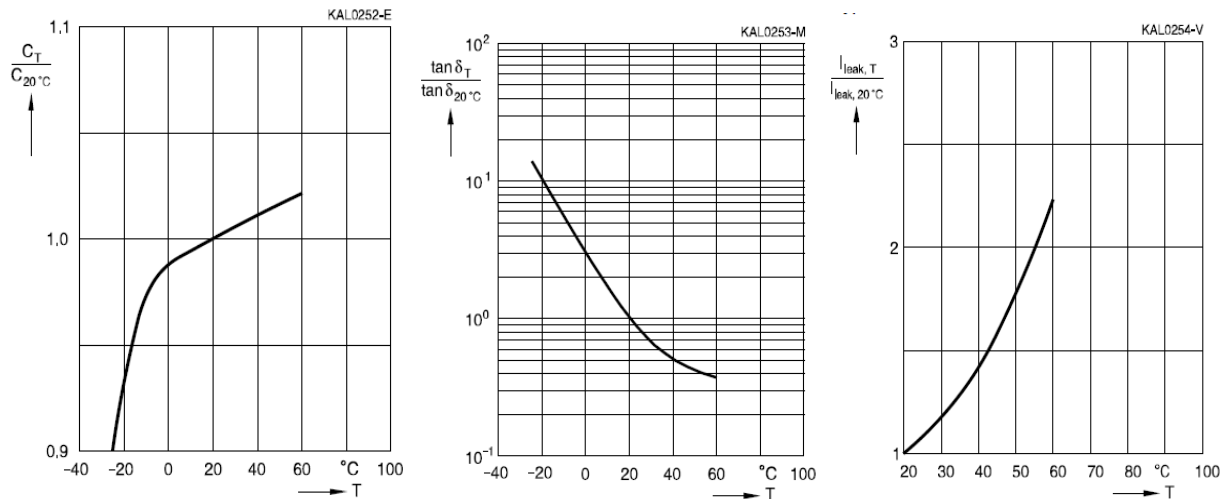


Рис. 2.4. Теплові параметри конденсаторів надані виробником

Аналогічним методом регресійного аналізу, як і у випадку з дроселем, знаходяться залежності при $\theta = T - 25$ для теплової моделі, і розраховується значення для електромагнітної моделі.

Конденсатори також мають активний опір (еквівалентний послідовний опір) та імпеданс, що змінюються в залежності від частоти і температури. Нормальний вигляд залежності еквівалентного послідовного опору та імпедансу від частоти має вигляд як на рис. 2.5.

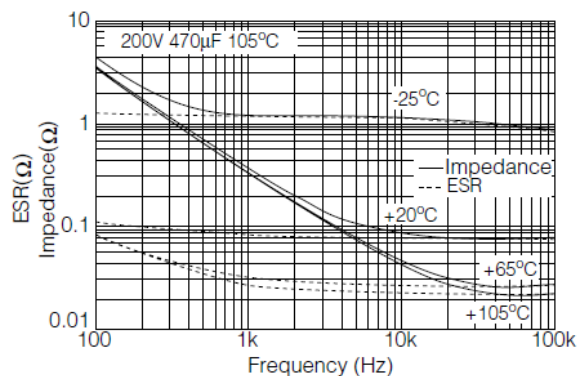


Рис. 2.5. Залежності імпедансу та еквівалентного послідовного опору конденсатора від частоти за різних температур

На основі таких характеристик можна побудувати температурні залежності для певної робочої частоти. Так для робочої частоти пристрою 10 кГц, приблизна теплова характеристика послідовного еквівалентного опору та імпедансу будуть виглядати як на рис. 2.6.

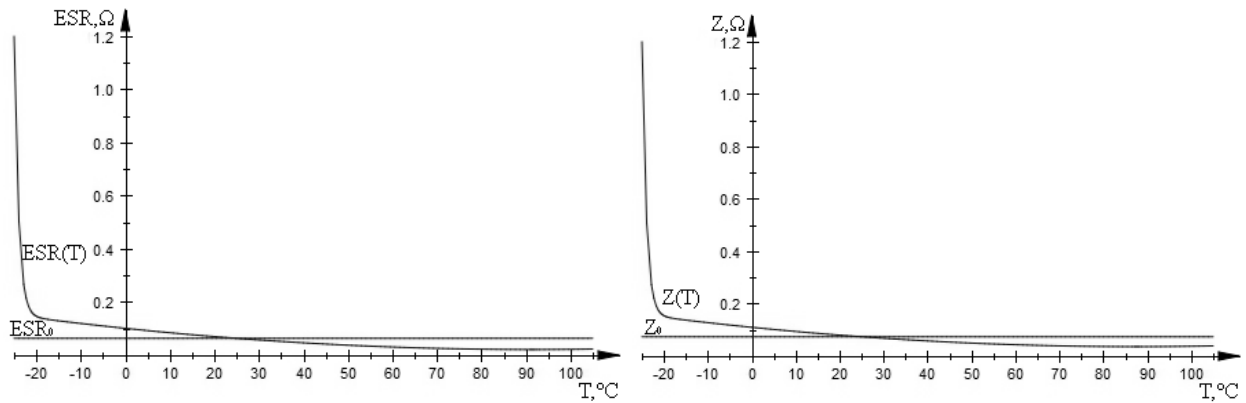


Рис. 2.6. Залежність еквівалентного послідовного опору та імпедансу конденсатора від температури

Як і в попередніх випадках, $ESR_0 = 6,34m\Omega$, $Z_0 = 7,37m\Omega$ відносяться до електричної моделі, а криві $ESR(T)$, $Z(T)$ – до теплової, і представлені у формі:

$$ESR, Z = a_3 e^{-\theta} + a_2 \theta^2 + a_1 \theta + ESR_0, Z_0. \quad (2.7)$$

2.2. Моделювання систем з врахуванням нагріву пасивних компонентів

Теплові процеси під час безперервних режимів роботи супроводжуються розігрівом пасивних елементів. Зміна електричних параметрів дроселя від температури залежить як від частоти, так і від напруженості поля магнітного матеріалу дроселя, залежність ємності конденсатора від температури залежить від частоти роботи пристрою. Внаслідок чого навіть в схемі з тепловідводом є

ймовірність перегріву компонентів, вихід робочої точки за межі дозволеної роботи і виникнення аварій. При послідуєчих повторно-короткочасних режимах роботи перетворювач буде працювати з іншими значеннями параметрів компонентів, що також може привести до аварії.

Для аналізу електротеплових процесів під час роботи перетворювача, насамперед необхідно побудувати математичну модель електромагнітних та теплових процесів пристрою. Для опису електромагнітних процесів були побудовані диференціальні рівняння стану системи, оскільки за допомогою даного методу можна покроково розраховувати електромагнітні процеси перетворювача поступово змінюючи його параметри в залежності від температури компонентів схеми.

Рівняння стану системи в загальному вигляді [49]:

$$\frac{dX}{dt} = AX + B, \quad (2.8)$$

де $X = \begin{vmatrix} i \\ u \end{vmatrix}$ – вектор змінних стану, A – матриця коефіцієнтів, B – вектор зовнішнього впливу.

Розв’язок даної системи рівнянь можна представити у вигляді матричної експоненти [49, 50]:

$$X = \int_{mT}^t e^{A(t-\tau)} B d\tau, \quad (2.9)$$

де T – тривалість періоду повторення стану ключів напівпровідникового перетворювача, m – номер періоду, t – аналізований момент часу роботи перетворювача. τ – змінна інтегрування.

Основною величиною, що характеризує матричну експоненту є власні значення матриці λ . Для обчислення власних значень необхідно використати наступний вираз [28]:

$$\det(A - \lambda I) = \begin{vmatrix} a_{11} - \lambda & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} - \lambda \end{vmatrix} = 0, \quad (2.10)$$

$$\text{де } I = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix}.$$

За допомогою аналізу співвідношень частоти перемикавання до коренів характеристичного рівняння можна досліджувати такі характеристики пристрою, як біфуркаційні діаграми моментів перемикавання, залежність сигналу помилки від часу в установленому режимі та інші [49]. В даній роботі використовується залежність коливальності перехідних процесів напівпровідникових перетворювачів електроенергії від комплексної складової коренів характеристичних рівнянь, а також досліджується тепловий рух даних коренів.

Для понижуючого широтно-імпульсного перетворювача, який підключено до сталого навантаження, рівняння стану системи для електромагнітних процесів має вигляд:

$$\begin{vmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{du_C}{dt} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -\frac{r}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_L \\ u_C \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} \frac{E \cdot s}{L} \\ 0 \end{vmatrix}, \quad (2.11)$$

де $r = r_{VT} \cdot s + r_{VD} \cdot (1 - s) + r_L$, s – функція перемикавання, i_L , u_C – змінні стану, відповідно, струм дроселя та напруга конденсатора, R – опір навантаження.

Суміщені рівняння стану системи з врахуванням теплових процесів та теплової зміни параметрів компонентів мають вигляд як у виразі 2.12,

$$\begin{array}{c}
\left. \begin{array}{l}
\frac{di_L}{dt} \\
\frac{du_C}{dt} \\
\frac{dT_{VT}}{dt} \\
\frac{dT_{VD}}{dt} \\
\frac{dT_L}{dt} \\
\frac{dT_C}{dt}
\end{array} \right| = \begin{array}{c}
-\frac{r(T_{VT}, T_{VD}, T_L)}{L(T_L)} \\
\frac{1}{C(T_C)} \\
0 \\
0 \\
0 \\
0
\end{array} \begin{array}{c}
-\frac{1}{L(T_L)} \\
-\frac{1}{RC(T_C)} \\
0 \\
0 \\
0 \\
0
\end{array} \begin{array}{c}
0 \\
0 \\
-\frac{1}{R_{thjCVT} C_{thjCVT}} \\
\frac{Z_{thTD}}{Z_{thjCVD}} \\
\frac{Z_{thTL}}{Z_{thL}} \\
\frac{Z_{thTC}}{Z_{thC}}
\end{array} \begin{array}{c}
0 \\
0 \\
\frac{Z_{thDT}}{Z_{thjCVT}} \\
-\frac{1}{R_{thjCVD} C_{thjCVD}} \\
\frac{Z_{thDL}}{Z_{thL}} \\
\frac{Z_{thDC}}{Z_{thC}}
\end{array} \begin{array}{c}
0 \\
0 \\
\frac{Z_{thLT}}{Z_{thjCVT}} \\
\frac{Z_{thLD}}{Z_{thjCVD}} \\
-\frac{1}{R_{thL} C_{thL}} \\
\frac{Z_{thLC}}{Z_{thC}}
\end{array} \begin{array}{c}
0 \\
0 \\
\frac{Z_{thCT}}{Z_{thjCVT}} \\
\frac{Z_{thCD}}{Z_{thjCVD}} \\
\frac{Z_{thCL}}{Z_{thL}} \\
-\frac{1}{R_{thC} C_{thC}}
\end{array} \left. \begin{array}{l}
\frac{E \cdot s}{L} \\
0 \\
\frac{Q_{VT}}{C_{thjCVT}} \\
\frac{Q_{VD}}{C_{thjCVD}} \\
\frac{Q_L}{C_{thL}} \\
\frac{Q_C}{C_{thC}}
\end{array} \right| + \begin{array}{c}
i_L \\
u_C \\
T_{VT} \\
T_{VD} \\
T_L \\
T_C
\end{array}, \quad (2.12)
\end{array}$$

де значення r , L , C залежать від температури відповідного компоненту, T_{VT} , T_{VD} , T_L , T_C – змінні стану, що відповідають тепловій складовій моделі, відповідно, температура транзистора, діода, дроселя, ємності; в елементах основної діагоналі матриці – використані теплові опори та ємності компонентів, для встановлення теплової залежності між елементами перетворювача використано відповідні значення теплового опору. Вигляд блоку компонентної матриці, що відповідає тепловій складовій, суттєво залежить від використаної моделі теплообміну. Так при моделюванні пристроїв відкритого типу або з примусовою вентиляцією, можливо нехтувати взаємним тепловим зв'язком між компонентами. При ускладненні моделей теплообміну – можливе врахування теплового імпедансу Z_{th} замість теплового опору. Така структура фрагменту системи диференціальних рівнянь характерна для використаного в роботі середовища розрахунку теплових процесів *Plexim*.

Для розрахунку суміщених електротеплових процесів необхідно враховувати крок інтегрування з врахуванням швидкості перебігу процесів (таб. 2.1).

В даному дослідженні використовується суміщена модель з різною швидкістю перебігу процесів $R(T_j, T_c)SL(T(P))C(T(P))$ з можливістю розширення до моделі $R(T_j, T_c, I)SL(T(P), I)C(T(P), I)$.

Таблиця 2.1. Класифікація швидкості перебігу процесів

		Швидкі	Повільні
Електромагнітні процеси	Ключі	$S, R, RS, R(I)S$	–
	Пасивні компоненти	$LC, L(I)C(U)$	–
Теплові процеси	Ключі	$R(T_j)$	$R(T_{cs})$
	Пасивні компоненти	–	$L(T)C(T)$
Електротеплові процеси	Ключі	$R(T_j)S, R(T_j, I)S$	$R(T_{cs})S$
		$R(T_j, T_c)S, R(T_j, T_c, I)S$	
	Пасивні компоненти	–	$L(T(P))C(T(P))$
		$L(T(P), I)C(T(P), I)$	

Диференційні рівняння стану системи (2.12) є жорсткими. Використовуючи метод діакоптики розіб'ємо рівняння (2.12) на систему з двох рівнянь де перше рівняння відноситься до швидких електромагнітних процесів, а друге - до повільних теплових, які пов'язані з нагрівом пасивних компонентів, корпусів та радіаторів напівпровідникових приладів:

$$\begin{cases} \frac{dX_1}{dt} = A_1 X_1 + B_1 \\ \frac{dX_2}{dt} = A_2 X_2 + B_2 \end{cases}, \quad (2.13)$$

В системі рівнянь (2.18) матриці коефіцієнтів та вектори зовнішнього впливу не є статичними коефіцієнтами, а залежать від температурного та електромагнітного стану системи. Тобто:

$$\begin{cases} \frac{dX_1}{dt} = A_1 \cdot X_1 + B_1 \\ \frac{dX_2}{dt} = A_2 \cdot X_2 + B_2 \end{cases} \quad (2.14)$$

$$A_1, B_1 = A_1, B_1 + f(X_2)$$

$$X_2 = X_2 + g(P_1(X_1))$$

Дана система рівнянь являє собою діакоптично розділені блоки вихідного жорсткого рівняння (2.12) та рівнянь зв'язку, які відповідають за обмін даними (змінними стану), де члени матриці коефіцієнтів першого рівняння залежать від температури відповідних компонентів, розрахованої в другому рівнянні, а значення потужності розсіювання компонентів другого рівняння (P_1) визначаються за результатами розрахунків згідно першого рівняння.

При визначенні теплового режиму роботи особливе місце займають напівпровідникові ключові елементи. Необхідно визначати температурний режим роботи як корпусу приладу (радіатора), так і кристалу. Процеси зміни температури корпусу відносяться до повільних і теплові режими роботи можуть визначатися за допомогою системи рівнянь (2.14). динаміка зміни температурного режиму роботи кристалів є швидкою, фактично визначається швидкістю електромагнітних процесів. Для визначення теплової поведінки кристалів може бути використаною методика, що рекомендується практично всіма фірмами, які випускають напівпровідникові прилади – визначати температуру з використанням формули (2.1), або для низьких та середніх робочих частот застосовувати спрощену формулу.

$$T_j = T_c + P \cdot R_{jc} \quad (2.15)$$

2.3. Дискретизація рівнянь стану системи

Внаслідок повільного перебігу теплових процесів пасивних елементів,

теплову зміну параметрів матриць коефіцієнтів та вектору зовнішнього впливу для електромагнітних процесів можна розраховувати дискретно:

$$\begin{cases} \frac{dX_1}{dt} = A_1 \cdot X_1 + B_1 \\ \frac{dX_2}{dt} = A_2 \cdot X_2 + B_2 \end{cases}$$

$$A_1, B_1[nT] = A_1, B_1[(n-1)T] + \Delta A_1[X_2], \quad (2.16)$$

$$P_2[nT] = P_1(X_1[nT])$$

де $n = (1, 2, \dots)$ – крок зв'язку між рівняннями, h – коефіцієнт кроку, що залежить від того, в який момент часу рівняння повільних процесів набуває значного впливу на рівняння швидких процесів, T – період роботи перетворювача.

Даний вигляд системи диференціальних рівнянь дозволяє суміщувати декілька методів розрахунку електротеплових процесів та використовувати декілька середовищ моделювання для розрахунку суміщених електротеплових процесів. Диференціальне рівняння стану системи для швидких процесів розв'язується методом різницевих рівнянь за допомогою середовища *MATLAB*. Диференціальне рівняння стану системи для повільних процесів розв'язується методом припасовування в середовищі теплового моделювання *Plecs*. Дане середовище моделювання дозволяє розраховувати теплове поле перетворювача, нагрів активних компонентів схеми та роботу схеми з наявним тепловідводом. Вихідними параметрами, розрахованими в середовищі теплового моделювання *Plecs*, які використовуються 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 швидких процесів в *MATLAB* матриця A включає в себе залежні від температури компоненти. Для оптимізації розрахунків

матриця розділяється на незалежну від температури матрицю компонентів з статичними параметрами та на залежну від температури матрицю компонентів з динамічними параметрами.

В даному випадку рівняння стану системи приймуть вигляд:

$$\frac{dX}{dt} = (A_e + A_t[nT])X + B, \quad (2.17)$$

де A_e – компонентна матриця, що відповідає експлуатації пристрою при температурі 25°C , A_t – матриця змін електричних значень параметрів компонентів внаслідок нагріву.

Під час установлених режимів роботи встановлюються температурні режими пасивних компонентів. На відміну від повторно-короткочасних режимів роботи, температура кристалу напівпровідникового приладу майже не перевищує температуру корпусу, що дозволяє легко регулювати її за допомогою відводу тепла. Тому доцільно розглядати сталі режими роботи перетворювачів, визначаючи теплові режими роботи пасивних компонентів, вважаючи, що температура напівпровідникових приладів знаходиться в певній температурній робочій точці або змінюється періодично.

У деяких випадках для формування систем теплового захисту достатньо аналізувати тепловий рух коренів характеристичного рівняння.

Використовуючи формули бісекції матриці на основі двійкових векторів [11], маємо:

$$\det(A - \lambda I) = \det(A_e - \lambda I) + \sum (-1)^\sigma \Delta_e(d_i) \Delta_t(\bar{d}_i) - \lambda^2 + \det(A_t - \lambda I), \quad (2.18)$$

де σ – сума значення стовпця і рядка члена матриці, $\Delta_e(d_i)$ – мінор, відповідний d_i матриці A_e , $\Delta_t(\bar{d}_i)$ – мінор, відповідний додатку двійкового вектору \bar{d}_i матриці A_t . Вираз під знаком суми для даного випадку виглядає як:

$$\sum (-1)^\sigma \Delta_e(d_i) \Delta_1(\bar{d}_i) = a_{11} \cdot a_{22}(\theta) - a_{12} \cdot a_{21}(\theta) - a_{21} \cdot a_{12}(\theta) + a_{22} \cdot a_{11}(\theta). \quad (2.19)$$

Після цього аналогічно проводиться знаходження коренів характеристичного рівняння. Аналізуючи корені характеристичних рівнянь, що описують окремо електричні та суміщені електротеплові процеси, можна розрахувати тепловий вплив на коливальну складову перехідних процесів та стабілізувати перехідні процеси впливом на електричну складову, що описується в розділах 3 та 4.

2.4. Прискорення розрахункового процесу

Актуальною проблемою інтегрування системи диференціальних рівнянь стану є вибір кроку інтегрування. Вибір великого кроку порушує стійкість методу розрахунку, вибір малого кроку зумовлює завищені затрати розрахунку.

Рішення диференціальних рівнянь стану системи буде мати вигляд:

$$X(t) = \sum_{k=1}^m P_k e^{\lambda_k t}. \quad (2.20)$$

де P_k – відображення матриці A .

Розв'язки рівняння асимптотично стійкі, якщо дійсна частина всіх коренів характеристичного рівняння є від'ємними і нестійкі, якщо дійсна частина деяких коренів характеристичного рівняння є додатними.

При чисельному інтегруванні диференціальне рівняння стану системи заміняється різницеvim рівнянням, стійкість якого залежить не лише від спектру матриці коефіцієнтів, але й від параметрів різницевої схеми.

Застосувавши різницеve рівняння явним методом Ейлера, маємо:

$$\bar{x}_{n+1} = (1 + h\lambda)\bar{x}_n. \quad (2.21)$$

Якщо $\lambda < 0$ та h має такі значення, що $|1 + h\lambda| > 1$, то абсолютне значення розв'язку x_n збільшується, при тому, що точне значення зменшується зі збільшенням n .

Для забезпечення асимптотичної стійкості необхідно, щоб $|1 + h\lambda| < 1$ або $(1 + h\operatorname{Re}(\lambda))^2 + (h\operatorname{Im}(\lambda))^2 < 1$. Таким чином областю стійкості даного методу інтегрування є круг одиничного радіусу з центром $h\operatorname{Im}(\lambda) = 0$, $h\operatorname{Re}(\lambda) = -1$ (рис. 2.6).

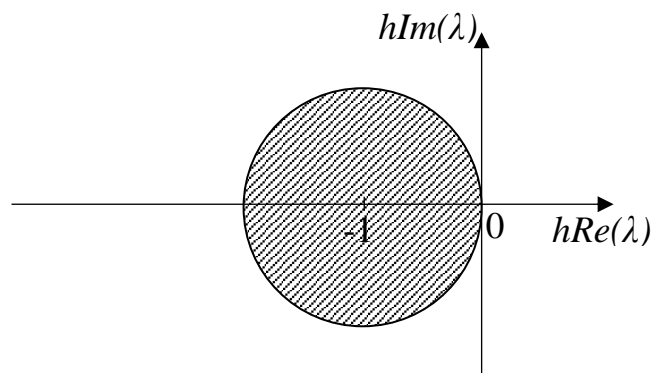


Рис. 2.6. Область стійкості явного методу Ейлера

Дана умова накладає жорсткі умови на крок інтегрування. При інтегруванні явним методом Ейлера рівнянь стану системи з великими по модулю коренями характеристичних рівнянь, крок стійкості по умовам стійкості повинен буде доволі малим. Дана ситуація виникає у рівняннях з малими сталими часу, як при розрахунку електромагнітних пускових режимів роботи. При збільшенні кроку інтегрування адекватність розв'язків зменшується.

Для розв'язку рівнянь стану системи використаємо неявний метод Ейлера:

$$\bar{x}_{n+1} = (1 - h\lambda)^{-1} \bar{x}_n. \quad (2.22)$$

Розв'язок даного рівняння має вигляд:

$$x(t_n) \approx \bar{x}_n = (1 - h\lambda)^{-n} x_0. \quad (2.23)$$

Для забезпечення асимптотичної стійкості необхідно, щоб $|(1 - h\lambda)^{-1}| < 1$ або $(1 - h\operatorname{Re}(\lambda))^2 + (h\operatorname{Im}(\lambda))^2 > 1$. Областю стійкості даного методу є площина за винятком кола з одиничним радіусом з центром $h\operatorname{Im}(\lambda) = 0$, $h\operatorname{Re}(\lambda) = 1$ (рис. 2.7).

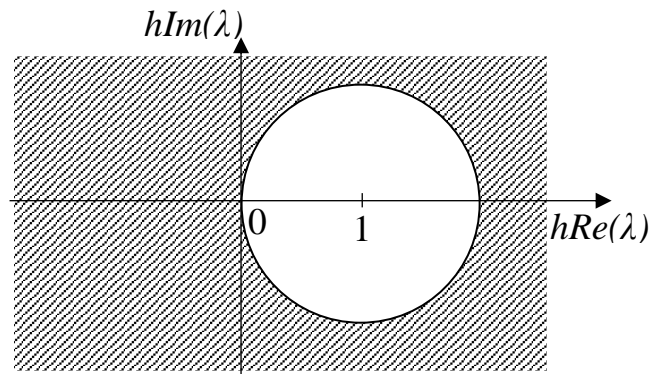


Рис. 2.7. Область стійкості неявного методу Ейлера

Пов'язати власні значення матриць, що описують швидкі та повільні процеси з достатньою умовою стійкості різницевого рівняння, а, отже і вибрати придатне співвідношення неможливо. В загальному випадку можна рекомендувати вибирати максимальну оцінку кроку інтегрування з врахуванням того, що отримані умови є достатніми Для дійсних коренів достатня умова стійкості неявного методу Ейлера виглядає як

$-h\mu_{\max} - hv_{\min} < 2$, $h\mu < 0$ (рис. 2.8). μ, ν – корені характеристичних рівнянь матриць.

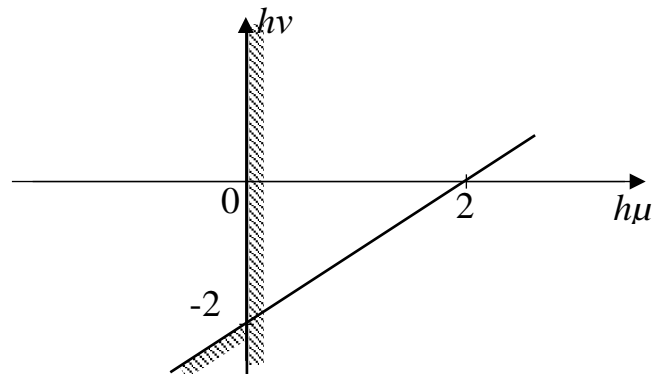


Рис. 2.8. Область стійкості неявного методу Ейлера діакоптично розділеної системи рівнянь для дійсних коренів

Для комплексних коренів та складноузгоджених підсистем може знадобитися аналіз сумарної матриці з коренями характеристичних рівнянь λ .

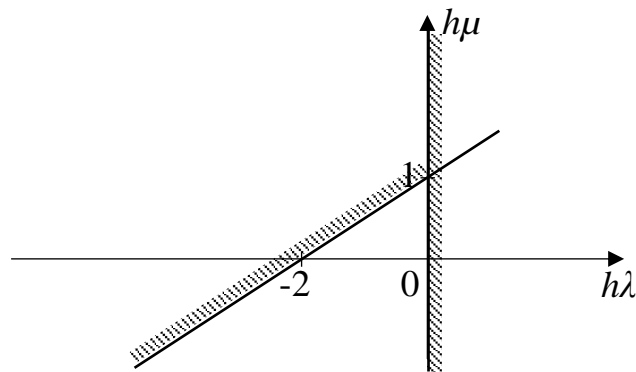


Рис. 2.9. Область стійкості неявного методу Ейлера для діакоптично розділеної системи рівнянь в площині $h\lambda, h\mu$

На рис. 2.9 та 2.10 зображені області стійкості неявного методу Ейлера для системи рівнянь на площинах $h\lambda, h\mu$ та $h\lambda, h\nu$ відповідно.

В площині на рис. 2.9 виконується умова $-h\lambda_{\min} + 2h\mu_{\max} < 2$, $h\lambda < 0$.

В даній площині виконується умова $h\lambda_{\max} - 2h\nu_{\min} < 2$, $h\lambda < 0$.

Оскільки проводиться інтегрування системи диференціальних рівнянь, крок першого рівняння якої визначається долями секунди, а крок другого – годинами, то необхідно вибрати крок інтегрування не порушуючи умов стійкості обох рівнянь.

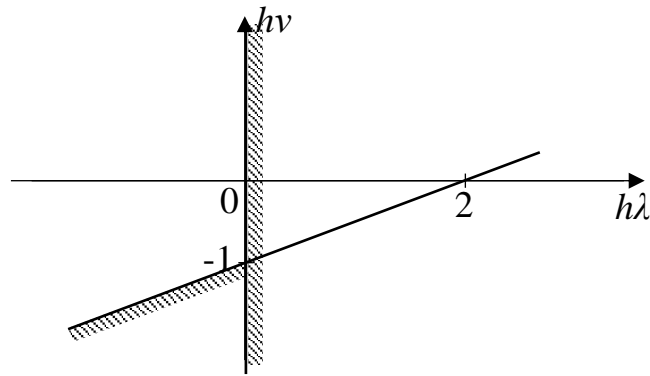


Рис. 2.10. Область стійкості неявного методу Ейлера для діакоптично розділеної системи рівнянь в площині $h\lambda, hv$

Розбиття на частини диференціального рівняння стану системи для електротеплових процесів проводиться без створення нових топологічних вироджень. Таким чином рівняння зв'язку є лінійним та має вигляд як:

$$X_1 = kX_2. \quad (2.24)$$

Враховуючи дану лінійність та інертність реакції повільних теплових процесів на швидкі електромагнітні, крок зв'язку між рівняннями має відповідати тій величині, коли повільні процеси починають значно впливати на перебіг швидких. Тобто даний крок відповідає кроку інтегрування повільних процесів.

$$\begin{aligned} A_1[nT] &= A_1[(n-1)T] + \Delta A_1(X_2[mh_2]) \\ P_2[nT] &= P_1[mh_1] \end{aligned} \quad (2.25)$$

На рис. 2.11 показано графічне зображення перебігу струму та температури та їх взаємозв'язок за допомогою складових рівнянь зв'язку.

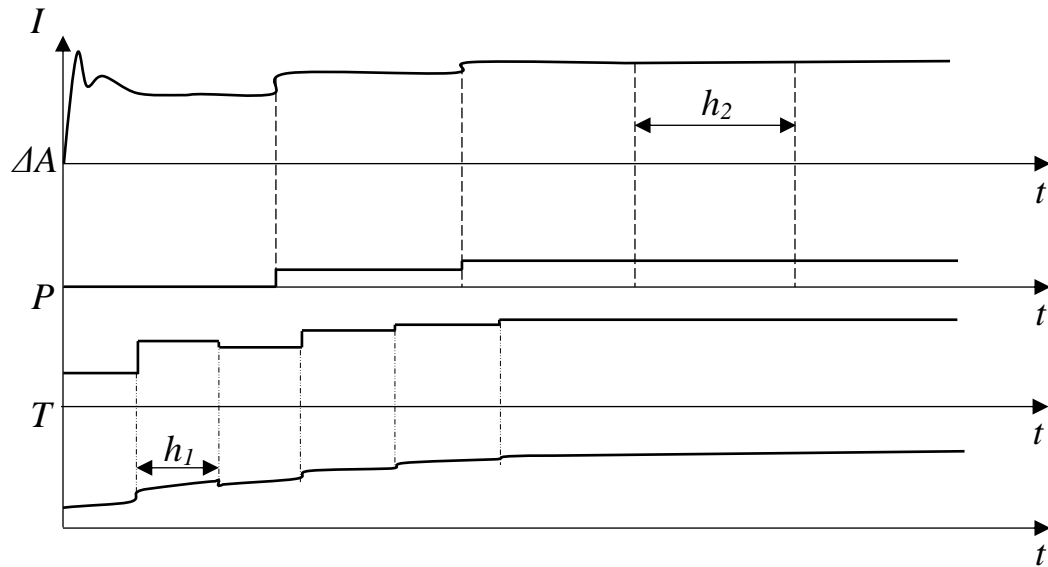


Рис. 2.11. Взаємозв'язок електромагнітних та теплових процесів

Корені характеристичних рівнянь визначають коливальність та масштаб часу перехідних процесів. Для жорстких систем співвідношення коренів буде значним. Відповідно, при виборі однакового кроку інтегрування для електромагнітних та теплових процесів збільшується як тривалість розрахунку (при малому кроці інтегрування) так і стійкість системи (при великому). На рис. 2.12 зображена зона найбільш оптимальних значень $h_1\mu$ та $h_2\nu$.

Тобто вибравши крок інтегрування згідно відношень $-h\lambda_{\min} + 2h\mu_{\max} < 2$, $h\lambda_{\max} - 2h\nu_{\min} < 2$ та $h\lambda < 0$ можна знайти найбільш оптимальний крок інтегрування:

$$\frac{h_1}{h_2} \approx \frac{\nu}{\mu} = \frac{\lambda_2}{\lambda_1}, \quad (2.26)$$

який буде належати площині між даними трьома функціями на рис. 2.12.

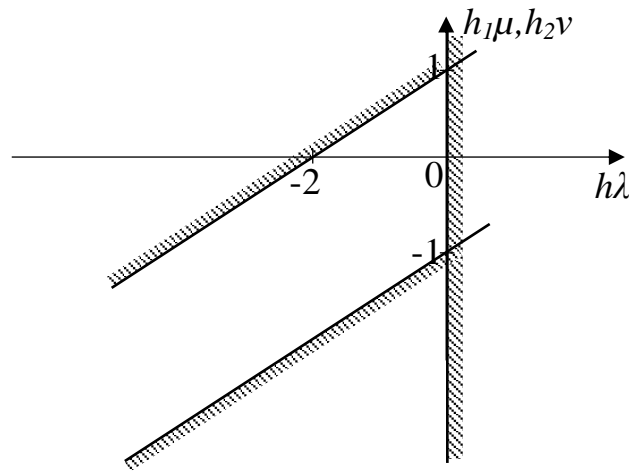


Рис. 2.12. Область стійкості системи рівнянь суміщених електротеплових процесів.

Зона стійкості обчислювального процесу не є сталою. Межі зони динамічно змінюються при тепловій зміні параметрів компонентів. Відповідно змінюються і придатні кроки інтегрування та крок рівнянь зв'язку. Внаслідок цього при кожному перерахунку складової матриці A_1 залежної від температури необхідно визначати кроки інтегрування. Прискорення розрахункового процесу досягається двома етапами:

1. Вибором кроку рівнянь зв'язку з врахуванням чутливості на тепловий рух коренів характеристичного рівняння $\frac{S_{\lambda_i}}{\Delta T} \rightarrow 0$ (рис. 2.11).

2. Знаходженням зони стійкості методу інтегрування (рис. 2.12).

Застосування різних кроків інтегрування для систем диференціальних рівнянь, які визначають електромагнітні (швидкі) та теплові (повільні) процеси суттєво зменшує часові витрати на проведення розрахунків, оскільки коефіцієнт жорсткості суміщеної системи рівнянь у деяких випадках може бути значним та сягати десятків тисяч. Величина часового виграшу залежить як від вибору параметрів компонентів перетворювачів електроенергії, так і від обраних конструкторських рішень, які у тому числі визначають теплові процеси у приладі.

Висновки до розділу 2

1. Використання об'єднаної математичної моделі ключового напівпровідникового перетворювача, що включає системи диференціальних рівнянь, які відповідають електричній та тепловій складовим, дало змогу проводити об'єднаний розрахунок повторно-короткочасних електротеплових процесів з врахуванням зміни параметрів компонентів в залежності від температури та електричного режиму роботи.

2. Використання методу діакоптики дозволило розділити вихідну жорстку об'єднану систему на нежорсткі електричну та теплову та провести суміщений розрахунок для процесів з суттєво різною швидкістю перебігу.

3. Прискорення розрахункового процесу для діакоптично розділеної жорсткої системи можливе на основі визначення придатних кроків інтегрування підсистем, які забезпечують стійкість розрахункових процесів, аналізу чутливості коренів характеристичного рівняння, стійкості методу інтегрування та відповідного вибору кроку дискретизації рівнянь стану та рівнянь зв'язку.

4. Використання моделей компонентів перетворювача з залежними та незалежними від температури частинами дозволило виділити складові електромагнітних процесів визначені для фіксованої температури 25°C, для змінної температури, та окремо оцінювати вплив зміни температури на параметри компонентів, хід перехідних процесів та теплові удари по кристалам силових ключів.

РОЗДІЛ 3. РОЗРАХУНОК СУМІЩЕНИХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ТА ТЕПЛОВИХ ПРОЦЕСІВ В ПОНИЖУЮЧОМУ ШИРОТНО- ІМПУЛЬСНОМУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

3.1. Математична модель понижуючого широтно-імпульсного перетворювача

Розглянувши схему понижуючого широто-імпульсного перетворювача (ШП) другого порядку (рис. 3.1) можна записати основні рівняння перетворювача з розімкненою системою керування.

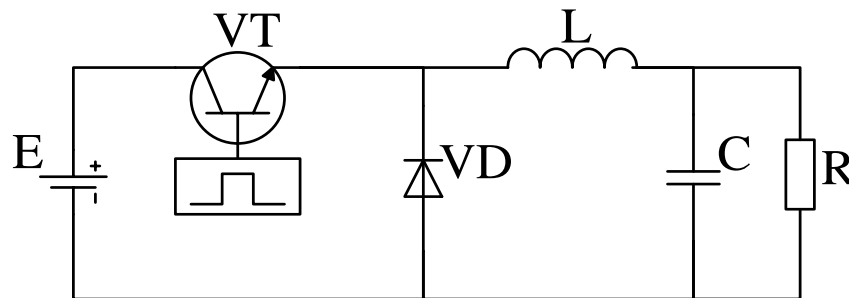


Рис. 3.1. Схема понижуючого ШП

Складемо диференційні рівняння на інтервалах постійності структури силової частини перетворювача. Будемо вважати, що струм дроселя є неперервним. В такому випадку існують два інтервали постійності структури.

На інтервалі $mT \leq T \leq mT + t_m$ ($mT \leq T \leq mT + \frac{1}{\gamma}T$ за умови, що $\gamma = const$), де

m – номер періоду, t_m – моменти перемикання, γ – шпаруватість імпульсів, транзистор відкритий, діод закритий. Еквівалентна схема стабілізатору представлена на рис. 3.2.

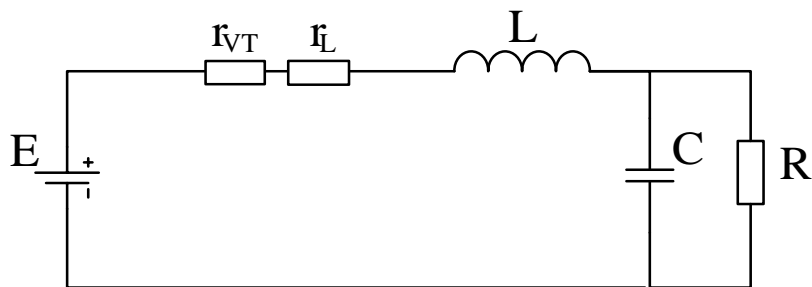


Рис. 3.2. Еквівалентна схема понижуючого ШП на інтервалі відкритого транзистору

Диференційні рівняння відносно струму i_L дроселя L та напруги u_C конденсатора C та навантаження R мають вигляд:

$$E = r_{VT}i_L + r_Li_L + L\frac{di_L}{dt} + u_C, \quad (3.1)$$

$$i_L = C\frac{du_C}{dt} + \frac{u_C}{R}. \quad (3.2)$$

На інтервалі постійності структури $mT + t_m \leq T \leq (m+1)T$ ($mT + \frac{1}{\gamma}T \leq T \leq (m+1)T$ за умови, що $\gamma = const$) транзистор закритий, а діод відкритий. Еквівалентна схема понижуючого ШП представлена на рис. 3.3.

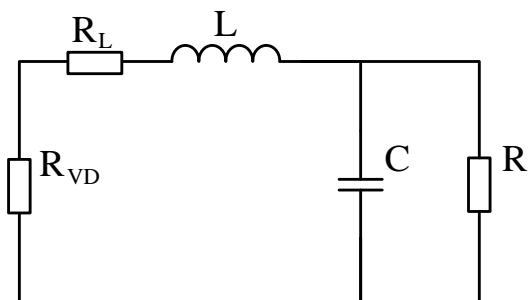


Рис. 3.3. Еквівалентна схема понижуючого ШП на інтервалі закритого транзистору

Диференційні рівняння мають вигляд:

$$0 = r_{VD}i_L + r_L i_L + L \frac{di_L}{dt} + u_C, \quad (3.3)$$

$$i_L = C \frac{du_C}{dt} + \frac{u_C}{R}. \quad (3.4)$$

Введемо одиничну функцію s , що відповідає стану транзистора: $s = 1$ при відкритому транзисторі, $s = 0$ – при закритому (рис. 3.4).

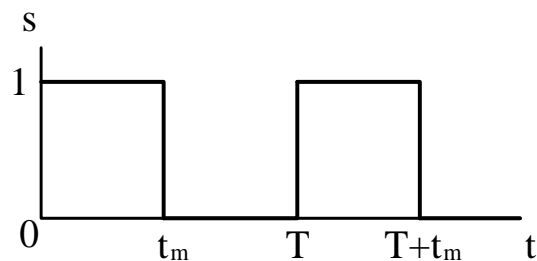


Рис. 3.4. Функція перемикання

Поєднаємо рівняння обох півперіодів за допомогою даної функції перемикання:

$$E \cdot s = (r_{VT} \cdot s + r_{VD} \cdot (1 - s))i_L + r_L i_L + L \frac{di_L}{dt} + u_C, \quad (3.5)$$

$$i_L = C \frac{du_C}{dt} + \frac{u_C}{R}. \quad (3.6)$$

Запишемо дані диференційні рівняння в матричній формі:

$$\begin{vmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{du_C}{dt} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -\frac{r_{VT} \cdot s + r_{VD} \cdot (1-s) + r_L}{L} \\ \frac{1}{C} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_L \\ u_C \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} \frac{E \cdot s}{L} \\ 0 \end{vmatrix}. \quad (3.7)$$

На інтервалі відкритого стану транзистора $mT \leq T \leq mT + DT$ ($D = \frac{1}{\gamma}$ – коефіцієнт заповнення імпульсів) рішення даного рівняння буде мати вигляд:

$$\begin{vmatrix} I \\ U \end{vmatrix} = \int_{mT}^t e^{A_1(t-\tau)} \begin{vmatrix} E \\ L \\ 0 \end{vmatrix} d\tau = e^{A_1(t-mT)} \begin{vmatrix} I(mT) \\ U(mT) \end{vmatrix} + A_1^{-1} (e^{A_1(t-mT)} - I) \begin{vmatrix} E \\ L \\ 0 \end{vmatrix}, \quad (3.8)$$

де $A_1 = A|_{s=1}$, A_1^{-1} – обернена матриця, I – одинична матриця.

На інтервалі закритого стану транзистора $mT + DT \leq T \leq (m+1)T$ рівняння має вигляд:

$$\begin{vmatrix} I \\ U \end{vmatrix} = \int_{mT+DT}^t e^{A_2(t-\tau)} d\tau = e^{A_2(t-mT-DT)} \begin{vmatrix} I(mT + DT) \\ U(mT + DT) \end{vmatrix}, \quad (3.9)$$

де $A_2 = A|_{s=0}$.

За законом комутації, в момент комутації значення струму та напруги до комутації рівні струму та напруги після комутації. Струм та напругу в точці $mT + DT$ можна визначити підставивши даний момент часу в рівняння відкритого транзистору:

$$\begin{vmatrix} I(mT + DT) \\ U(mT + DT) \end{vmatrix} = e^{A_1 D m T} \begin{vmatrix} I(mT) \\ U(mT) \end{vmatrix} + A_1^{-1} (e^{A_1 D m T} - I) \begin{vmatrix} E \\ L \\ 0 \end{vmatrix}. \quad (3.10)$$

Підставивши дану величину в місце вільної складової рівняння закритого стану транзистора, маємо загальне рівняння:

$$\begin{pmatrix} I \\ U \end{pmatrix} = e^{A_2(t-mT-DmT)} \left(e^{A_1 D m T} \begin{pmatrix} I(mT) \\ U(mT) \end{pmatrix} + A_1^{-1} (e^{A_1 D m T} - I) \begin{pmatrix} E \\ L \\ 0 \end{pmatrix} \right). \quad (3.11)$$

В залежності від необхідності для послідуочого аналізу, систему можна розглядати як:

1. LC система, $D = const$. Активний опір ключів та пасивних елементів нехтується. Враховуються лише опір навантаження, індуктивність дроселя та ємність конденсатору.

$$A_1 = A_2 = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \quad A_1^{-1} = \begin{pmatrix} -\frac{L}{R} & C \\ -L & 0 \end{pmatrix}.$$

2. RLC система, $D = const$. Враховуються активні опори всіх елементів схеми

$$A_1 = \begin{pmatrix} \frac{r_{VT} + r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \quad A_2 = \begin{pmatrix} \frac{r_{VD} + r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}$$

$$A_1^{-1} = \frac{RLC}{r_{VT} + r_L + R} \begin{pmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{r_{VT} + r_L}{L} \end{pmatrix}.$$

3. RLC t° система, $D = const$. Враховується зміна параметрів елементів схеми за різних температур.

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_0 + L(t^\circ)} = L_0^* + L^*(t^\circ) \qquad \frac{1}{C} = \frac{1}{C_0 + C(t^\circ)} = C_0^* + C^*(t^\circ)$$

$$r_{VT,VD} + r_L = r_{VT,VD0} + r_{L0} + r_{VT,VD}(t^\circ) + r_L(t^\circ) \qquad A_{1,2} = A_{1,2(0)} + A_{1,2}(t^\circ),$$

де L_0^* , $L^*(t^\circ)$, C_0^* , $C^*(t^\circ)$ – величини, обернені до індуктивності і ємності, знайдені за допомогою регресійного аналізу для полегшення розділення матриці на електромагнітну і теплову складові.

4. $D \neq const$. Коефіцієнт заповнення імпульсів є змінним.

$$e^{A_1 D m T} = e^{A_1 t_m} \qquad e^{A_2(1-mT-DmT)} = e^{A_2(1-mT-t_m)},$$

Для обчислення власних значень для випадку RLC системи, скористуємося наступним виразом:

$$\det(A - \lambda I) = \begin{vmatrix} -\frac{r_{VT} \cdot s + r_{VD} \cdot (1-s) + r_L}{L} - \lambda & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} - \lambda \end{vmatrix} = 0. \quad (3.12)$$

Нехай $r_{VT} \cdot s + r_{VD} \cdot (1-s) + r_L = r$. Тоді:

$$\lambda^2 + \left(\frac{r}{L} + \frac{1}{RC} \right) \cdot \lambda + \frac{1}{LC} \left(\frac{r}{R} + 1 \right) = 0. \quad (3.13)$$

Корені характеристичного рівняння мають наступні значення:

$$\lambda_{1,2} = -\frac{1}{2} \left(\frac{r}{L} + \frac{1}{RC} \pm \sqrt{\left(\frac{r}{L} + \frac{1}{RC} \right)^2 - \frac{4}{LC} \left(\frac{r}{R} + 1 \right)} \right). \quad (3.14)$$

3.2. Моделювання впливу температури пасивних компонентів на зміну коренів характеристичних рівнянь системи

Під час перехідних процесів основною задачею при роботі з системою диференціальних рівнянь є аналіз першого члена матриці коефіцієнтів A , а точніше величини $r + \Delta r$. Пасивні компоненти під час швидких процесів не встигнуть нагрітися настільки, щоб істотно змінити електромагнітні параметри. Але контролюючи параметри пасивних компонентів, можна змінити характер перехідного процесу, тим самим здійснюючи тепловий захист системи.

Можна відділити матрицю A_t від погано обумовленої матриці A :

$$A_t = \begin{vmatrix} \frac{r + \Delta r}{L + \Delta L(\theta_L)} & -\frac{1}{L + \Delta L(\theta_L)} \\ \frac{1}{C + \Delta C(\theta_C)} & -\frac{1}{R(C + \Delta C(\theta_C))} \end{vmatrix} - A_e, \quad (3.15)$$

$$A_t = \begin{vmatrix} \frac{\Delta L(\theta_L) \cdot r - L \cdot \Delta r}{L(L + \Delta L(\theta_L))} & \frac{\Delta L(\theta_L)}{L(L + \Delta L(\theta_L))} \\ -\frac{\Delta C(\theta_C)}{C(C + \Delta C(\theta_C))} & \frac{\Delta C(\theta_C)}{RC(C + \Delta C(\theta_C))} \end{vmatrix} \quad (3.16)$$

Знайдена матриця включає в себе значення параметрів не залежних від температури, що може сильно ускладнити розрахунки. Вирішити дану

проблему можна представивши значення ємності та індуктивності еквівалентними оберненими величинами так, що:

$$L^* = k_\mu \mu^* = \frac{k_\mu}{\mu}, \quad (3.17)$$

$$C^* = \frac{1}{C}, \quad (3.18)$$

$$\text{де } k_\mu = \frac{l}{\mu_\epsilon \cdot S \cdot N^2}.$$

Маючи показники залежності значення магнітної провідності матеріалу від температури в обраній області частот, взяті з довідкових даних виробника або експериментальним шляхом, використовуючи регресійний підхід формуються регресивні моделі величин, зворотних до магнітної проникності і ємності. Залежність $\mu^*(\theta_L)$ представлена у вигляді:

$$\mu^*(\theta_L) = a_n \theta^n + a_{n-1} \theta^{n-1} + \dots + a_1 \theta + a_0 = \Delta \mu^*(\theta_L) + \mu^*. \quad (3.19)$$

При $\theta = T - 25^\circ\text{C}$ значення a_0 буде рівним величині, оберненій до магнітної проникності матеріалу при температурі 25°C . На рис. 3.5 показано графічне зображення цієї залежності для магнітопроводу фірми *Phillips 3C11* [27].

На даному рисунку взято значення степеню поліному $n = 5$, оскільки при даному значенні середньоквадратична похибка є досить низькою і лінія графіка проходить через всі задані точки з відхиленням, що не перевищує 1%. У межах від -20°C до 100°C точки розташовані рівномірно, вище 100°C крок зменшується, в чому і є перевага регресійного аналізу, що на лінійних ділянках можна збільшити крок, економлячи час розрахунку.

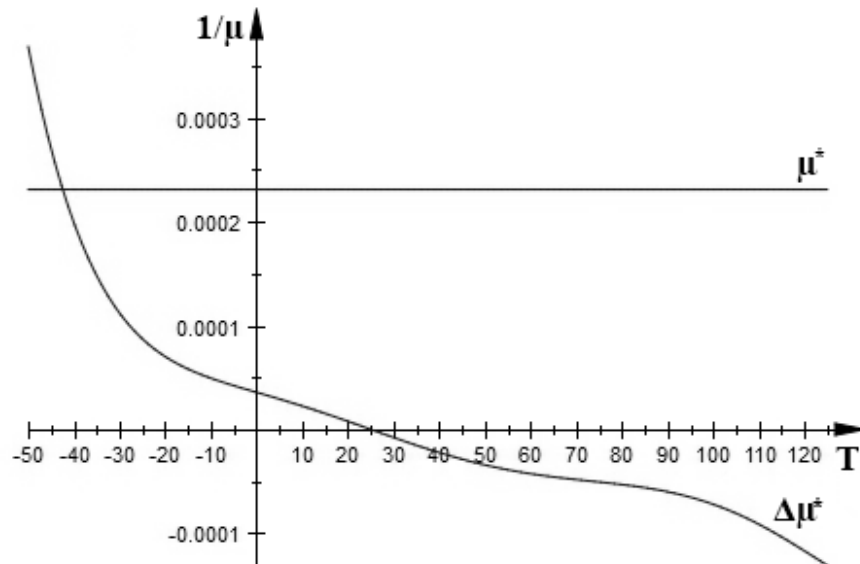


Рис. 3.5. Залежність відхилення від норми величини, оберненої до магнітної проникності матеріалу від нагріву

У випадку регресійного підходу до зображення величини, зворотної до ємності конденсатора, розташування точок має експонентну форму. Використовуючи експонентну складову, зображення починає бути схожим на оригінал уже при $n = 3$:

$$C(\theta_c) = a_3 e^{-\theta} + a_2 \theta^2 + a_1 \theta + C = \Delta C(\theta_c) + C. \quad (3.20)$$

Дана залежність зображена графічно для конденсатора *Epcos B43415* [31] на рис. 3.6.

Матриця електромагнітних значень параметрів компонентів схеми приймає вигляд:

$$A_e = \begin{vmatrix} -rL^* & -L^* \\ C^* & -\frac{C^*}{R} \end{vmatrix}. \quad (3.21)$$

Матриця зміни значень параметрів компонентів схеми внаслідок нагріву виглядає як:

$$A_t = \begin{vmatrix} -r((1 + \alpha T) \cdot k_\mu \Delta\mu^*(\theta) + L^* \cdot \alpha T) & -k_\mu \Delta\mu^*(\theta) \\ \Delta C^*(\theta) & -\frac{\Delta C^*(\theta)}{R} \end{vmatrix} \quad (3.22)$$

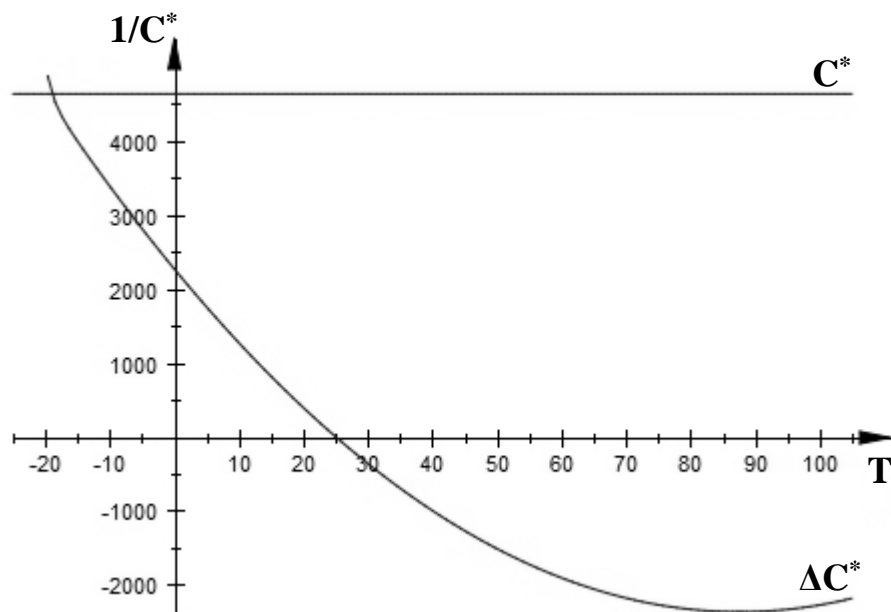


Рис. 3.6. Залежність відхилення від норми величини, оберненої до ємності конденсатора від нагріву

Як і у випадку, не враховуючому зміну температури, характер перехідних і установлених режимів роботи визначається матричною експонентою e^{A_t} , конкретна форма якої, в свою чергу, виражається власними значеннями матриці A .

$s = 1$, транзистор у відкритому стані:

$$\begin{vmatrix} I \\ U \end{vmatrix} = e^{A_e D m T} \cdot e^{A_t D m T} \begin{vmatrix} I(mT) \\ U(mT) \end{vmatrix} + (A_e + A_t)^{-1} (e^{A_e D m T} \cdot e^{A_t D m T} - I) \begin{vmatrix} E \\ L \\ 0 \end{vmatrix}. \quad (3.23)$$

$s = 0$, транзистор у закритому стані:

$$\left| \frac{I}{U} \right| = e^{A_e(1-(1+D)mT)} \cdot e^{A_r(1-(1+D)mT)} \left| \frac{I(mT)}{U(mT)} \right|. \quad (3.24)$$

Розв'яжемо квадратне рівняння (2.13) у вигляді:

$$\lambda^2 + b \cdot \lambda + c = 0. \quad (3.25)$$

В даному рівнянні з (3.25):

$$b = -a_{11} - a_{22} - a_{11}(\theta) - a_{22}(\theta), \quad (3.26)$$

$$c = a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21} + a_{11}(\theta) \cdot a_{22}(\theta) + a_{11}a_{22}(\theta) + a_{22}a_{11}(\theta) - a_{12}(\theta)a_{21}(\theta) - a_{12}a_{21}(\theta) - a_{21}a_{12}(\theta). \quad (3.27)$$

Якщо корені характеристичного рівняння дійсні, перехідний процес має аперіодичний характер. Даний характер не має стрибків струму або напруги, що є сприятливим при включенні нагрітого пристрою зі зниженими максимально допустимими значеннями параметрів напівпровідникових компонентів. Зростання температури на кристалі ключових елементів так само не буде стрибкоподібним.

При комплексних коренях, величина коливальної складової процесу залежить від близькості коренів до уявної осі комплексної площини (рис. 3.7).

η – величина мінімального дійсного кореня, яка визначає тривалість перехідного процесу, будучи величиною, обернено пропорційною часу регулювання. Дальня від уявної осі границю області ζ визначає корені, які мають гранично малий вплив на перехідний процес.

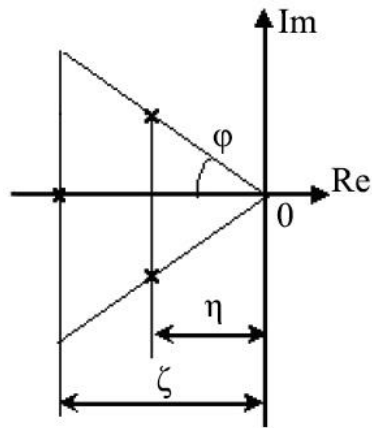


Рис. 3.7. Положення коренів характеристичного рівняння на комплексній площині

Характер та тривалість перехідного процесу залежать від відстані коренів характеристичного рівняння до уявної осі. Кут нахилу комплексно-спряжених коренів до уявної осі φ розраховується як:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\operatorname{Im}(\lambda)}{\operatorname{Re}(\lambda)} \quad (3.28)$$

де $\operatorname{Re}(\lambda)$ та $\operatorname{Im}(\lambda)$ реальна та уявна складові відповідно.

На рис. 3.8а зображені перехідні характеристики понижуючого ШПІ при $\varphi = 60^\circ$. $E = 100\text{В}$, $L = 0,1\text{Гн}$, $C = 0,1\text{мкФ}$, $r = 0,021\text{Ом}$, $R = 1\text{кОм}$, $f = 20\text{кГц}$. Матеріал магнітопроводу 3С11 [27], що при нагріві з 25°С до 90°С на даній частоті збільшує магнітну проникність на 14%, конденсатор В43415 [51], що зменшує імпеданс в 2 рази [26].

Однак, при роботі котушки індуктивності при високих напруженостях магнітного поля H , або при зміні частоти системою плавного пуску, при зрості температури параметри індуктивності будуть зменшуватися. В результаті при 90°С при роботі з граничними значеннями H , індуктивність буде становити близько $0,07\text{ Гн}$, при цьому значення φ зросте до 71° , а перехідні процеси будуть мати вигляд, як на рис. 3.8б.

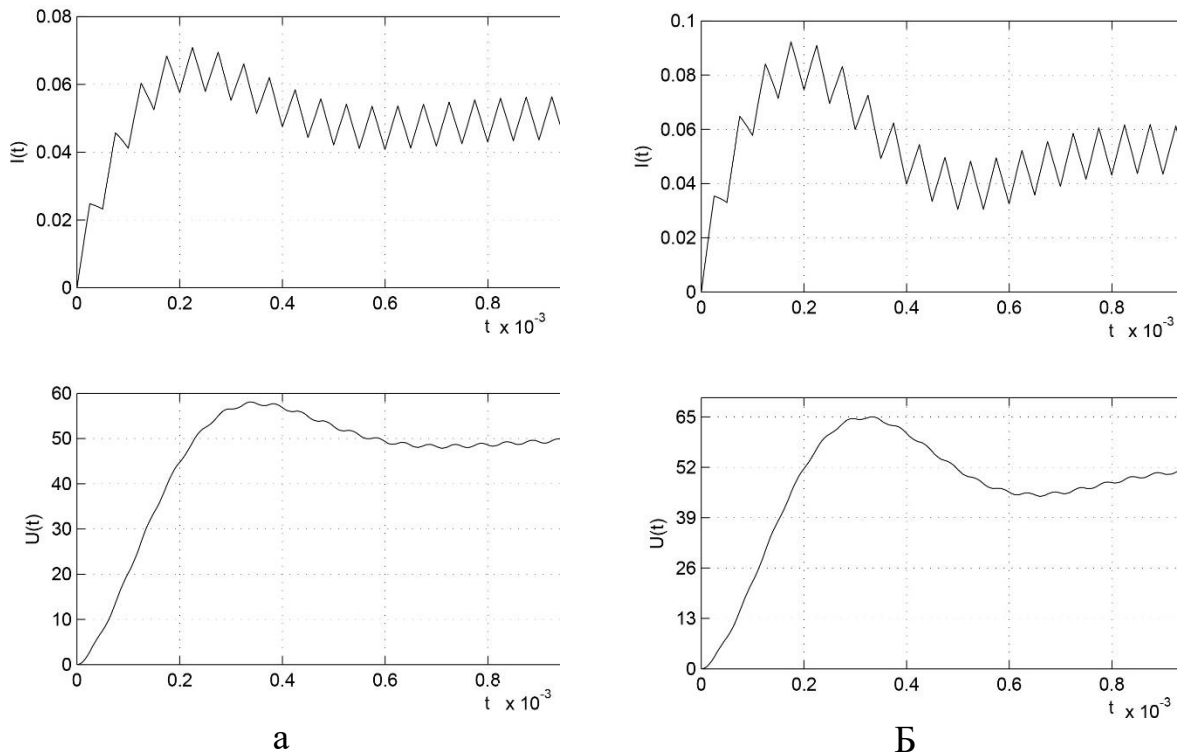


Рис. 3.8. Перехідні процеси на навантаженні понижуючого ШПП при:

а) $\varphi = 60^\circ$, б) $\varphi = 71^\circ$

Як видно, пікова напруга і струм зростають. Також в перетворювачах з більшою кількістю компонентів можуть бути ще вищі скачки з встановленням неприпустимого установленого режиму роботи, а також зміна самого характеру перехідного процесу з аперіодичного на коливальний.

Змінюючи кут φ можна змінювати характер перехідного процесу, перетворюючи його в довготривалий аперіодичний, або навпаки, при великому запасі максимально-допустимих параметрів компонентів, довготривалий процес можна трансформувати в швидкий коливальний процес.

У рівнянні типу $\lambda^2 + b \cdot \lambda + c = 0$ по формулам Вієта b – сума коренів квадратного рівняння, c – їх добуток. Задавши розташування коренів на комплексній площині, по формулам Вієта можна знайти значення коефіцієнтів, пов'язаних з параметрами системи. Чим більше значення коефіцієнта c , тим більше значення дійсної частини коренів, а значить тим швидшим буде перехідний процес.

Для зміни типу перехідного процесу за допомогою зовнішнього впливу на компоненти, необхідно вибрати тип перехідного процесу та розрахувати параметри компонентів, вибираючи необхідне для даного типу характеристичне рівняння. Для досягнення даної цілі використовується значення середнього геометричного коренів характеристичного рівняння:

$$\Omega = \sqrt{\lambda_1 \lambda_2}. \quad (3.29)$$

Характеристичне рівняння можна записати як:

$$\lambda^2 + \frac{b}{\Omega} \cdot \Omega \cdot \lambda + \Omega^2 = \lambda^2 + B \cdot \Omega \cdot \lambda + \Omega^2 = 0 \quad (3.30)$$

В даному вигляді величина B характеризує криву перехідного процесу, а Ω – масштаб часу даного процесу $\tau = \Omega \cdot t$.

3.3. Моделювання повторно-короткочасних режимів роботи перетворювачів в середовищах *MATLAB/Simulink/Plecs*

При необхідності побудови комп'ютерної моделі схеми перетворювача є необхідною можливість додавання математичних розрахунків які дозволяють визначити у відповідності з тепловими моделями компонентів поточні значення їх параметрів, тобто разом з графічною частиною теплової моделі повинна бути присутньою програмна частина. Інакше відбудеться ситуація, яка була описана при моделюванні безперервних режимів роботи, коли розраховуються лише теплові процеси та їх вплив на електричні, не зважаючи на зміну залежності магнітної проникності осердя котушки індуктивності від температури.

Теплове моделювання в *Plecs* є доволі наочним і нескладним. На рис. 3.9 зображено теплову модель понижуючого ШПП сформовану за допомогою даного середовища.

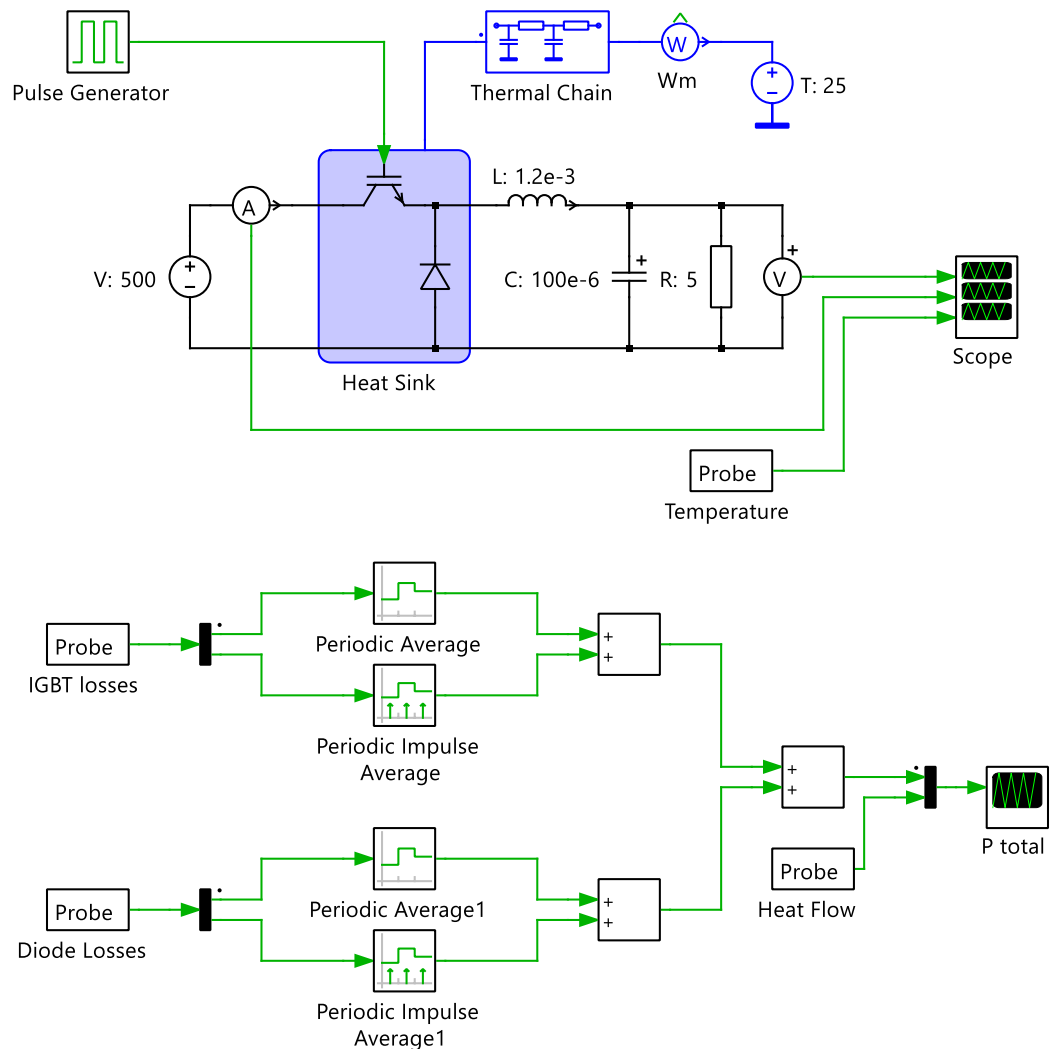


Рис. 3.9. Теплова модель понижуючого ШПП

Дана модель розраховує теплові втрати схеми. Середні втрати провідності і комутації розраховується шляхом підсумовування втрати енергії за один цикл і їх перетворення в середню імпульсну потужність протягом наступного циклу. Загальні втрати потужності подаються на вихід вимірювача теплового потоку в тепловій області.

На відміну від моделі в *MATLAB*, в даній моделі існує розділення на електричну і теплову область. В тепловій області вимірюються нагриви діоду і

транзистору, а також охолодження даних компонентів через блок *Thermal Chain* – радіатор. Йде врахування теплових опорів і ємностей при передачі тепла з кристалу на корпус і з корпусу на радіатор. Температура зовнішнього середовища вважається сталою.

Недоліком даної моделі є незмінна електротеплова залежність компонентів схеми, при тому, що дана залежність може змінюватись. Наприклад, нехай при нагріві перетворювача, середній струм через котушку індуктивності фільтра збільшується. Внаслідок цього збільшується напруженість магнітного поля котушки індуктивності, а, отже, і залежність магнітної провідності від температури також зміниться. В моментах, близьких до насичення, залежність магнітної проникності осердя дроселя від температури може навіть змінити свою форму і пряму пропорційність на обернену. Програмні середовища комп'ютерного моделювання даних змін не враховують.

Маючи періодичну зміну теплових процесів перетворювача, можна використовувати паралельно підключені компоненти схеми, які відповідають параметрам одного компоненту при різних теплових режимах. Наприклад знаючи часи критичної зміни параметрів діоду схеми можна побудувати теплову модель діоду в *MATLAB/Simulink* як на рис. 3.10 з моментами перемикання на рис. 3.11 [10].

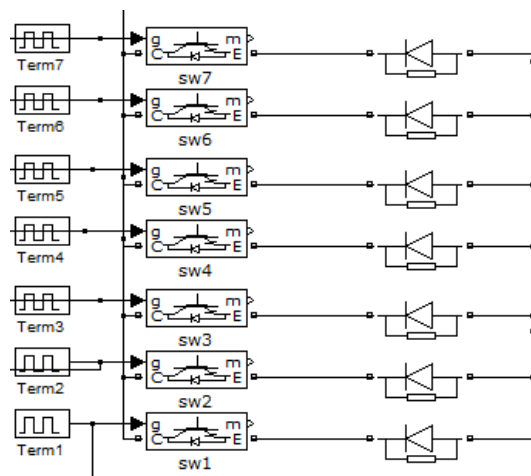


Рис. 3.10. Теплова модель діоду для періодичних теплових процесів

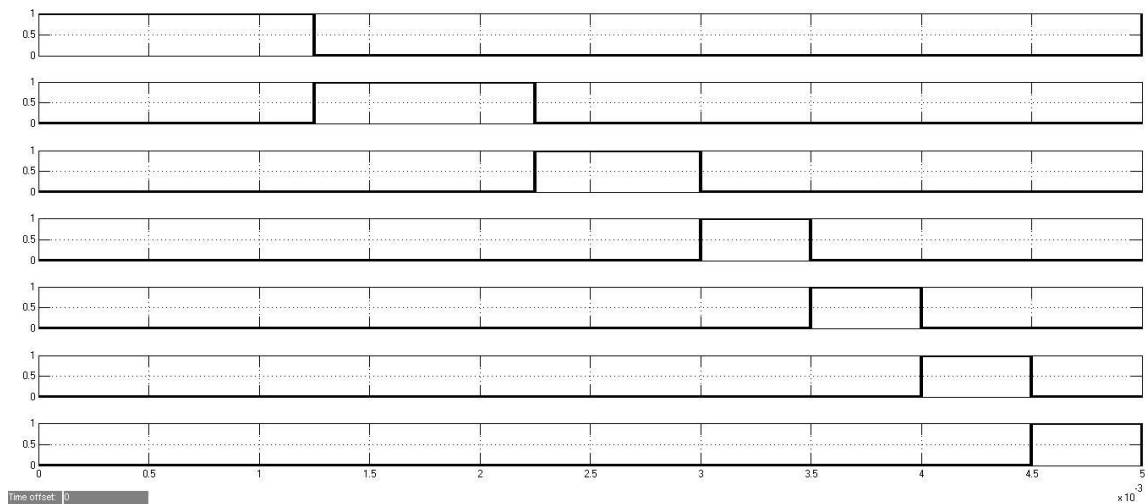


Рис. 3.11. Імпульси перемикання діодів

При виході за межі встановленої температури, елементами *Pulse Generator* одночасно подаються імпульси, перемикаючи схему з одного діода на інший, тим самим імітуючи нагрів елемента. До вимірювальної шини амперметра і вольтметра підключено компоненти *To Workspace*, що перетворюють миттєві значення в матричну форму і переводять значення в робочий простір середовища *MATLAB* для подальших обчислень втрат, потужності і температури.

Використання такого підходу до створення моделі, яка враховує температурні властивості всіх компонентів, призводить до формування доволі громіздкої структури. Крім того необхідно попередньо провести велику кількість розрахунків для визначення температурних станів компонентів. Тому навіть для моделювання неперервних режимів роботи краще підійде модель повторно-короткочасних режимів роботи, описана в наступному розділі.

В пакетному середовищі *MATLAB* можна використовувати програму комп'ютерного моделювання *Simulink* зв'язавши з програмним середовищем або скриптами *MATLAB*. Розрахунки в *Simulink* проводяться після отримання поточних значень параметрів елементів перетворювача. Таким чином симуляція проводиться покроково, зупиняючись через задані моменти часу,

при цьому відсилаються дані на обробку у програмне середовище, яке в свою чергу модифікує параметри елементів моделі *Simulink*. Дана схема являється лише допоміжною наочною моделлю, і всі розрахунки і симуляція проходить лише з програмного середовища. Область *Simulink* призначена лише для наочної побудови схеми.

Для коректної роботи схеми необхідно побудувати в програмному середовищі теплові моделі кожного компонента, наприклад описані вище регресійні моделі.

Для того, щоб модель брала параметри компонентів з області скриптів *MATLAB* необхідно прописати в параметри компонентів замість статичних значень літери, які відповідають даним параметрам в програмі як на рис. 3.12.

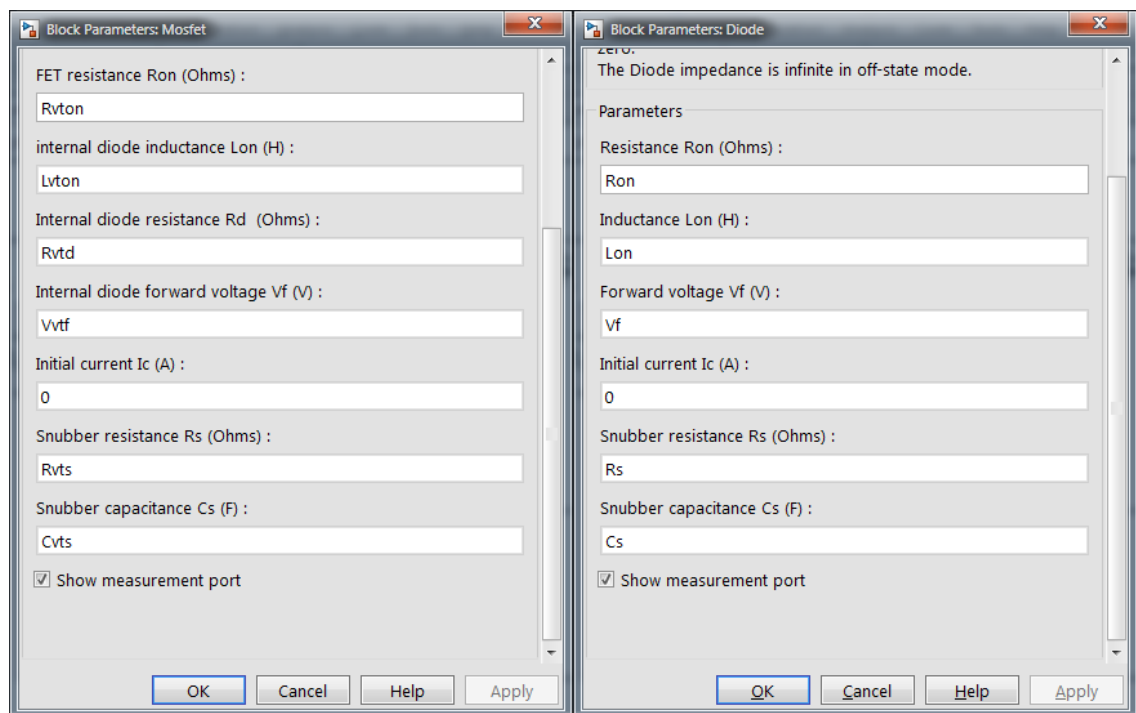


Рис. 3.12. Заповнення параметрів компонентів динамічними значеннями, визначеними скриптом *MATLAB*

Для передачі значень параметрів після зупинки симуляції використовуються блоки *ToWorkspace*. За допомогою даних блоків можна зняти необхідні для аналізу значення параметрів струмів і напруг, а також стан

перехідного процесу, струм котушки індуктивності, напругу ємності для можливості продовження роботи з точки завершення. Приклад моделі понижуючого ШПІ показано на рис. 3.13.

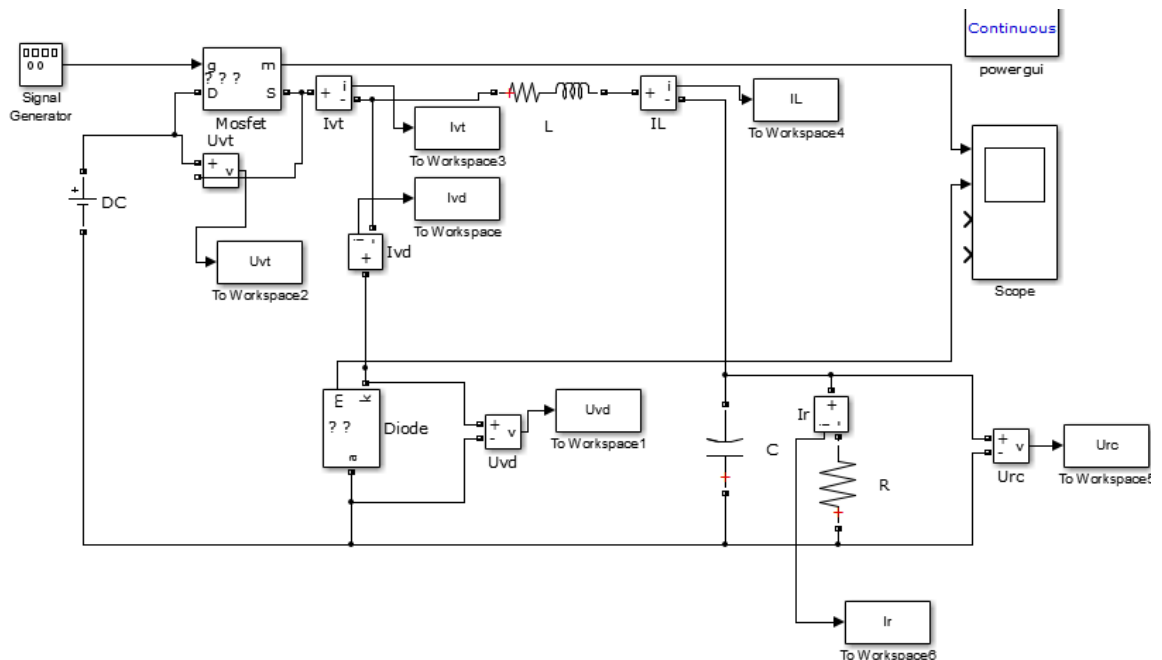


Рис. 3.13. Модель понижуючого ШПІ

В програмному середовищі задаються початкові параметри всіх компонентів згідно довідника. Далі запускається робота моделі *Simulink* командою *sim* (*'Thermal_model_sim'*); де в дужках вказується назва файлу моделі. Тривалість симуляції рівна роботі пристрою з незмінними параметрами, при нагріві і зміні параметрів компонентів пристрою модель *Simulink* завершує роботу, передаючи дані в робочу область програми. Проводиться перерахунок всіх параметрів і при необхідності запуск моделі з точки зупинки з заданими новими значеннями параметрів. Точність запису значень струмів і напруг компонентів схеми визначається в циклі запису. Наприклад, якщо необхідно записати 50 точок з кривих струмів і напруг перехідного процесу останнього періоду роботи моделі ШПІ, необхідно провести подібний цикл:


```

for k=1:1:50;
  ItL(k+n)=IL(k);
  Utrc(k+n)=Urc(k);
  Itr(k+n)=Ir(k);
  Utvt(k+n)=Uvt(k);
  Itvt(k+n)=Ivt(k);
  Utvd(k+n)=Uvd(k);
  Itvd(k+n)=Ivd(k);
end

```

де значення з правої сторони операторів – значення струмів та напруг, знятих однойменним блоком *ToWorkspace* в точці (момент часу роботи) k ; значення зліва – масив струмів та напруг робочої області програми з кількістю заповнених n членів від попередніх циклів зняття показників та k членів від конкретного циклу.

Для обчислення переданої енергії, коефіцієнту повторного ввімкнення, аналізу аварійних режимів, зміни теплового опору між кристалом і корпусом, а також корпусом і радіатором з плином часу необхідно ввести функцію таймера.

```
Time=time+5*10(-5);
```

Генератор часових інтервалів модифікує тепловий опір у залежності від теплових характеристик вживаного типу напівпровідникового приладу. Наприклад, для транзистора *SL30B60K* на початкових моментах часу дана залежність буде виглядати так:

```

if time<=5*10(-5)
  Zcs=0.001;
elseif time<=5*10(-4)

```

```

Zcs=0.01;
elseif time<=10(-3)
Zcs=0.05;
elseif time<=4*10(-3)
Zcs=0.1;
elseif time<=10(-2)
Zcs=0.1;
end

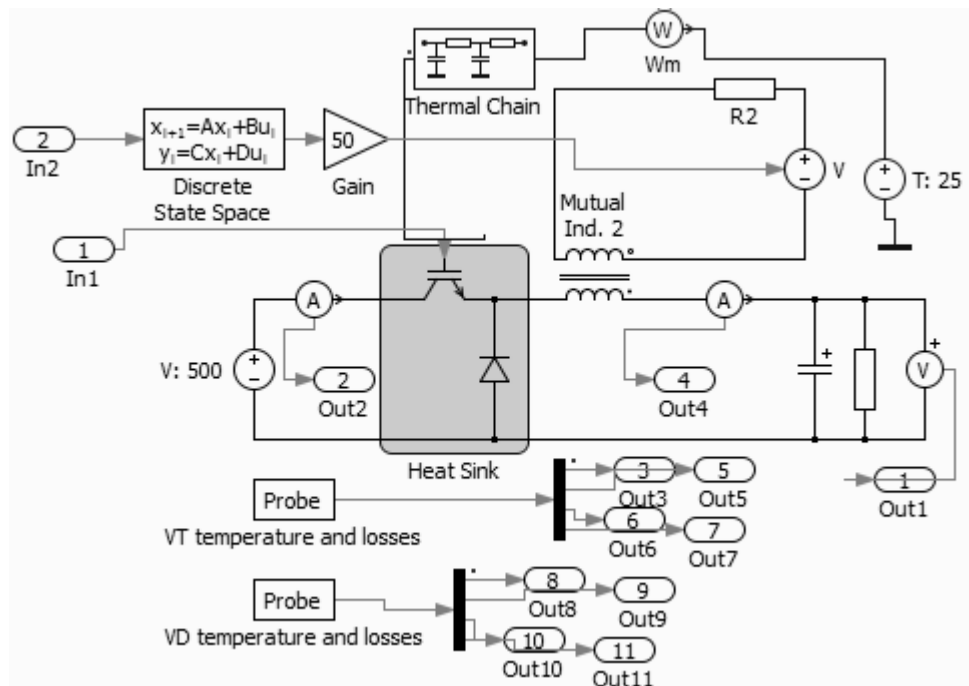
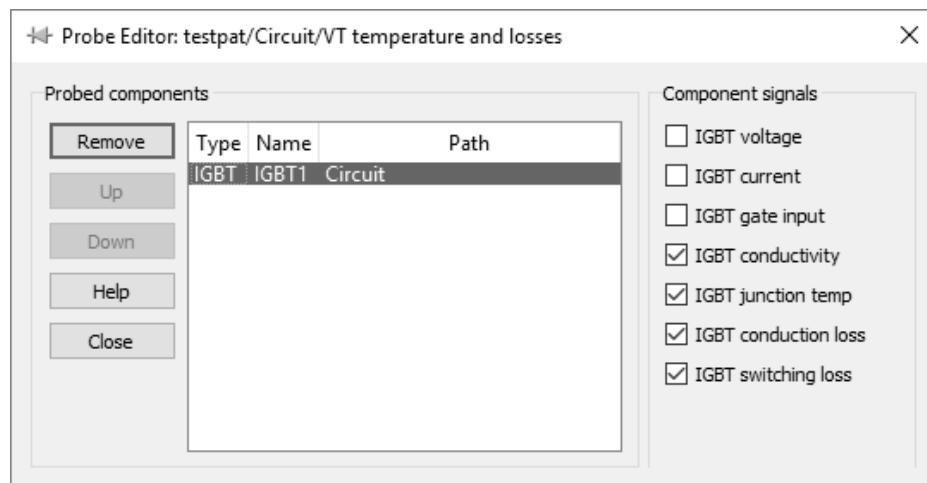
```

За формулами з теплових моделей компонентів визначаються їх нові параметри і передаються в модель для розрахунку електромагнітних процесів. У програмному середовищі запам'ятовується остання точка вимкнення симуляції, викликається суміжне симуляційне середовище і проводиться симуляція наступного періоду. Це продовжується до тих пір, поки програма не пройде весь цикл до завершення повторно-короткочасного режиму роботи. Після чого всі дані переносяться на графіки для наочного дослідження схеми.

Використовуючи попередньо описаний метод розділення розрахунку електромагнітних та теплових процесів, можна провести суміщений аналіз одночасно в двох середовищах – *Simulink* та *Plecs*.

Plecs модель виглядає як на рис. 3.14. Блоки *In1-In2* та *Out1-Out11* відповідають за зв'язок даного блоку з моделлю в *MATLAB/Simulink*. Через блок *In1* відбувається керування частотою перемикачання ключа. Блок *In2* передає необхідні параметри для різницевого рівняння, рішення якого у вигляді вихідного сигналу корегується підсилювачем і в кінцевому варіанті трансформується в струм керування магнітно-зв'язаною з дроселем фільтра перетворювача котушкою індуктивності.

Блок *Probe* відповідає за передачу величини втрат та температури кристалу транзистора та діода. Необхідні для передачі параметри редагуються вибираються як на рис. 3.15.

Рис. 3.14. Модель перетворювача в *Plecs*Рис. 3.15. Вікно керування блоком *Probe*

На рис. 3.16 зображена модель в *Simulink*.

Дана модель за допомогою блоку *Pulse Generator* передає на ключ понижуючого ШПІ імпульс керування, який може змінюватися з робочої області *MATLAB*, як було описано в попередньому розділі. Іншим вхідним сигналом є сигнал *Mod*, який є результатом розрахунків в робочій області *MATLAB* та відповідає за керування струму через магнітно-зв'язану з дроселем фільтра ШПІ котушку індуктивності. З іншої сторони *Plecs* моделі – вихідні

характеристики, серед яких вихідна напруга, струм через транзистор та температура кристалу транзистора передаються на осцилограф та для подальшого обчислення в робочу область *MATLAB*, струм через котушку індуктивності, температура теплопроводу та корпусу транзистора з діодом і втрати напівпровідникових приладів передаються в робочу область *MATLAB*.

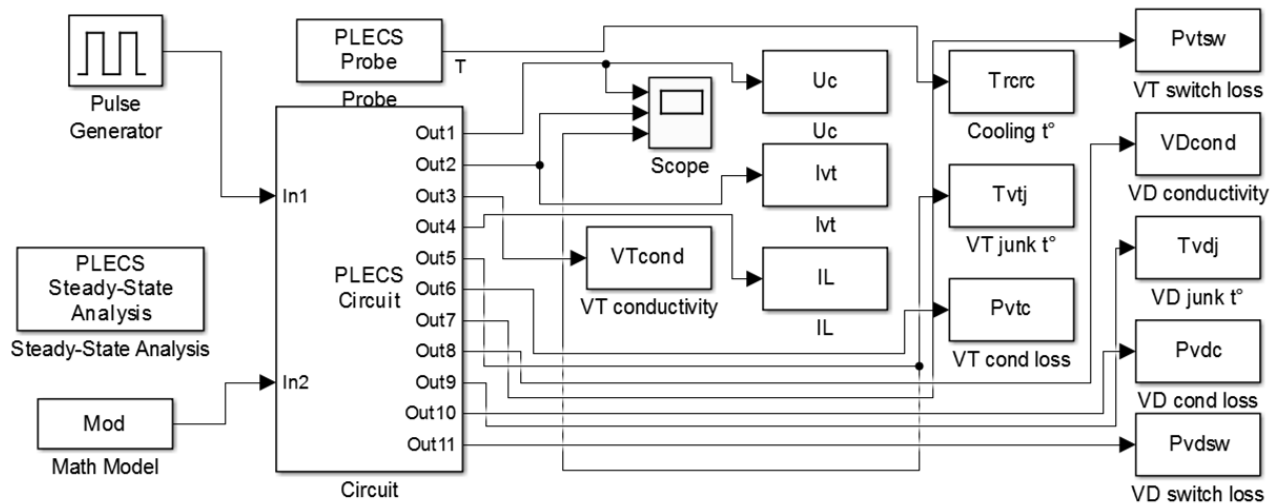


Рис. 3.16. *Simulink* модель, пов'язана з моделлю *Plecs* моделлю перетворювача

Задачами робочої області є обчислення втрат на пасивних компонентах, знаходження електромагнітних значень на пасивних компонентах на даному зрізі температури, розв'язок диференційних рівнянь стану системи відносно теплової складової (з використанням матриці A_t), знаходження характеристичних коренів та порівняння найменшої уявної складової коренів з допустимими значеннями, або, у випадку коли наявність коливальної складової недопустима, забезпечення дійсних значень без уявної складової.

В середовищі *MATLAB* процедура знаходження характеристичних коренів рівняння полягає в наступному. Для початку задається матриця (наприклад матриця A), а корені знаходяться за допомогою функції $eig(A)$. Одиначна матриця другого порядку задається як $eye(2)$. Розв'язок диференційного рівняння:

$$X = dsolve(diff(i) = \dots, diff(u) = \dots, i(mT) = \dots, u(mT) = \dots).$$

Розв'язування диференціальних рівнянь системи проводиться наступним чином.

```

for m=0:1:T-1
syms Il(t) Uc(t)
syms E L r1 C R                                % – об'ява змінних
Y=dsolve(diff(Il)=(E/L)-(Uc/L)-(r1*Il/L), diff(Uc)=(Il/C)-(Uc/(R*C)),
Il(t2)=Ipo, Uc(t2)=Upo); % Ipo, Upo – струм і напруга на початку періоду
for t1=m*T:0.1*T:m*T+D*T
i=i+1;
Il1f=subs(Y.Il, t, t1);
Il1(i)=double(Il1f);
Uc1f=subs(Y.Uc, t, t1);
Uc1(i)=double(Uc1f);
Tt1(i)=t1;
end
Ipo=Il1(i);
Upo=Uc1(i); % – вільна складова інтегрування наступного півперіоду
XVD=dsolve(diff(Il)=(-Uc/L)-(r2*Il/L)-(Uvd/L), diff(Uc)=(Il/C)-(Uc/(R*C)),
Il(t1)=Ipo, Uc(t1)=Upo);
for t2=t1:0.1*T:(m+1)*T
i=i+1;
Il1f=subs(XVD.Il, t, t2);
Il1(i)=double(Il1f);
Uc1f=subs(XVD.Uc, t, t2);
Uc1(i)=double(Uc1f);
Tt1(i)=t2;

```

end

$I_{po} = I_{l1}(i);$

$U_{po} = U_{c1}(i);$ % – вільна складова інтегрування наступного періоду

end

В даному випадку використовується рівняння другого півперіоду роботи понижуючого ШП з статичним опором діода, динамічний опір зображується через падіння напруги на діоді. Еквівалентна схема понижуючого ШП в момент закритого стану транзистора виглядає як на рис. 3.17.

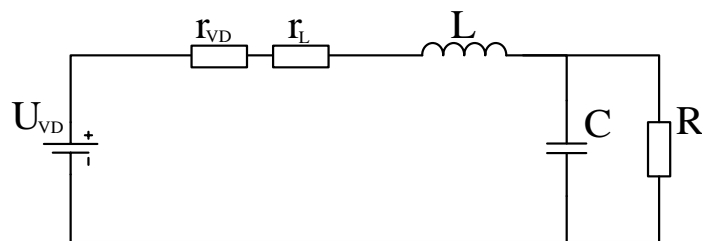


Рис. 3.17. Еквівалентна схема понижуючого ШП на півперіоді закритого транзистора

Диференційні рівняння при даному зображенні мають вигляд:

$$U_{VD} = r_{VD}i_L + r_Li_L + L\frac{di_L}{dt} + u_C, \quad (3.31)$$

$$i_L = C\frac{du_C}{dt} + \frac{u_C}{R}. \quad (3.32)$$

Система диференційних рівнянь повного періоду роботи ШП у цьому випадку має наступний вигляд:

$$\begin{vmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{du_C}{dt} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -\frac{r_{VT} \cdot s + r_{VD} \cdot (1-s) + r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_L \\ u_C \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} \frac{E \cdot s + U_{VD} \cdot (1-s)}{L} \\ 0 \end{vmatrix}. \quad (3.33)$$

Для аналізу коливальності, в робочій області *MATLAB* реалізоване знаходження коренів характеристичного рівняння, знаходження ближнього до уявної осі кореня (з мінімальною реальною складовою) та проведене порівняння уявної частини кореня з заданим критерієм коливальності для даної схеми.

Висновки до розділу 3

1. Використання моделей пасивних компонентів оберненого типу з незалежними та залежними від температури складовими дозволило розділити матрицю коефіцієнтів на дві частини, які відповідають значенням електричних параметрів компонентів перетворювача при 25°C та матрицю коефіцієнтів залежних від температури, що дало можливість, розрахувати електромагнітні режими роботи перетворювача без врахування нагріву, та окремо аналізувати тепловий вплив на його роботу.

2. Проведений суміщений аналіз електромагнітних та теплових процесів у понижуючому ШПП показав можливість виникнення стрибків струму та теплових ударів по кристалам напівпровідникових приладів в пускових і повторно короткочасних режимах роботи та підтвердив необхідність аналізу теплового руху коренів характеристичного рівняння, що відповідає електромагнітним процесам в перетворювачі, з метою визначення шляхів для зменшення ступеню коливальності перехідного процесу та, відповідно, стрибків струму силових ключів.

3. На основі проведеного аналізу впливу температури у понижуючому ШПП на корені характеристичного рівняння визначено, що в ключових перетворювачах, в яких застосовуються пасивні реактивні компоненти, необхідно застосовувати засоби теплового захисту дія яких основана на адаптації сталої часу системи плавного пуску до температури та на нормалізації параметрів пасивних компонентів при зміні температури.

4. Проведене моделювання електротеплових процесів в середовищах *MATLAB/Simulink* та *Plecs* дозволило розділити розрахунки електромагнітних і теплових процесів в цих середовищах, забезпечуючи в робочій області *MATLAB* відповідний розрахунок параметрів компонентів, проведення розрахунків теплових режимів роботи кристалів напівпровідникових приладів, обмін змінними стану.

РОЗДІЛ 4. ТЕПЛОВИЙ ЗАХИСТ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ВІД АВАРІЙНИХ РЕЖИМІВ

4.1. Дослідження аварійних режимів роботи в електрокоагуляційній апаратурі

З метою підвищення надійності приладів трьох сімейств електрокоагуляторів, які серійно вироблялись та знаходяться на післягарантійному обслуговуванні («Надія-2», ЕХВЧ 350М/120Б) випускаються в теперішній час («Надія-4», ЕХВЧ-300, 200, 120) та яке завершило етап технічних випробувань («Свармед», ЕК300М) було проведено дослідження аварійних електротеплових режимів роботи.

Ці прилади мають спільну платформу силової частини. На рис. 4.1 зображено структурну схему силової частини електрокоагуляторів, яку виконано на основі дволанкового перетворювача частоти, що живиться від мережі змінного струму 220В, 50Гц та формує на виході змінну напругу частотою 440кГц.

Даний пристрій складається з двох каскадів: *AC/DC* перетворювача виконаного на базі регульованого напівмостового інвертора напруги та нерегульованого *DC/AC* мостового інвертора. До складу вхідного регульованого *AC/DC* перетворювача входять випрямляч В1 мережі живлення (220В, 50Гц), ємнісний *C*-фільтр з виходу якого стала напруга поступає на напівмостовий інвертор І1 з системою керування та пристроєм плавного пуску (СПП). З вихідного трансформатору Т, змінна напруга поступає на випрямляч В2 та *LC*-фільтр. До виходу фільтру підключено вхід нерегульованого мостового інвертору І2. Для контролю струмів транзисторів першого та другого інверторів в схему додатково введені два низько індуктивних шунти, які включені послідовно зі стійкою транзисторів (І1), та в шину живлення другого інвертора (І2).

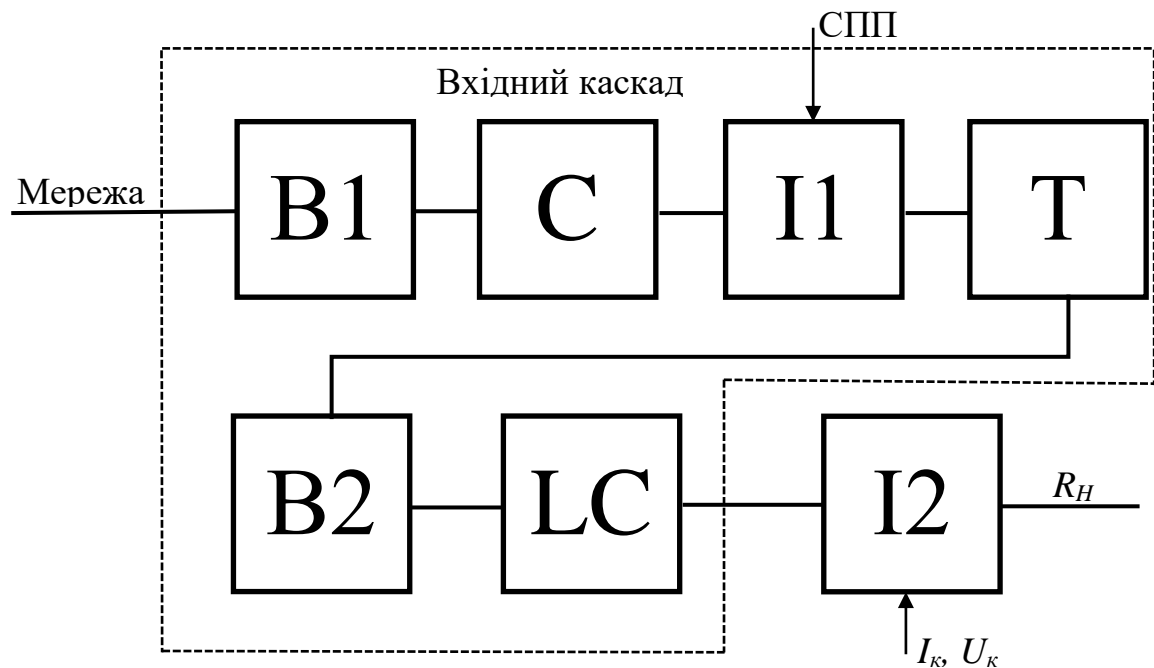


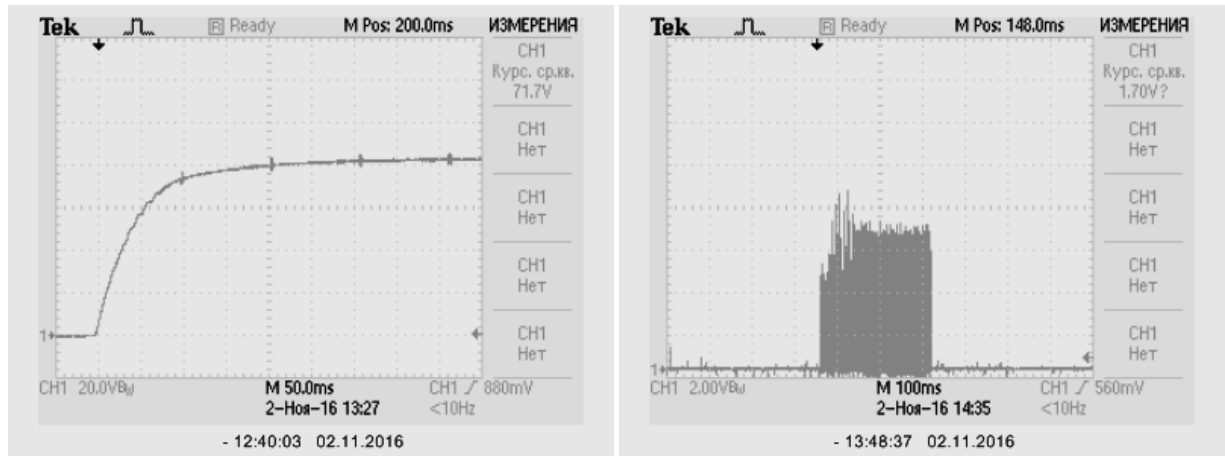
Рис. 4.1. Структура електрокоагулятора

Особливістю роботи електрокоагуляторів є використання повторно короткочасних режимів роботи та режимів з неперіодичними короткими замиканнями навантаження.

Під час ввімкнення пристрою, навіть за умови забезпечення аперіодичного типу зміни напруги на ємності LC -фільтру регульованого інвертора напруги (рис. 4.2.а) спостерігався коливальний характер зміни струму транзисторів (рис. 4.2.б).

Для другої ланки перетворювача частоти небезпечними є коротке замикання або зміна навантаження, як частковий випадок короткого замикання. На рис. 4.3.а зображені як зміна навантаження приводить до зміни напруги на ємності LC -фільтру та як наслідок цього формується сплеск струму транзисторів другого інвертору (рис. 4.3.б).

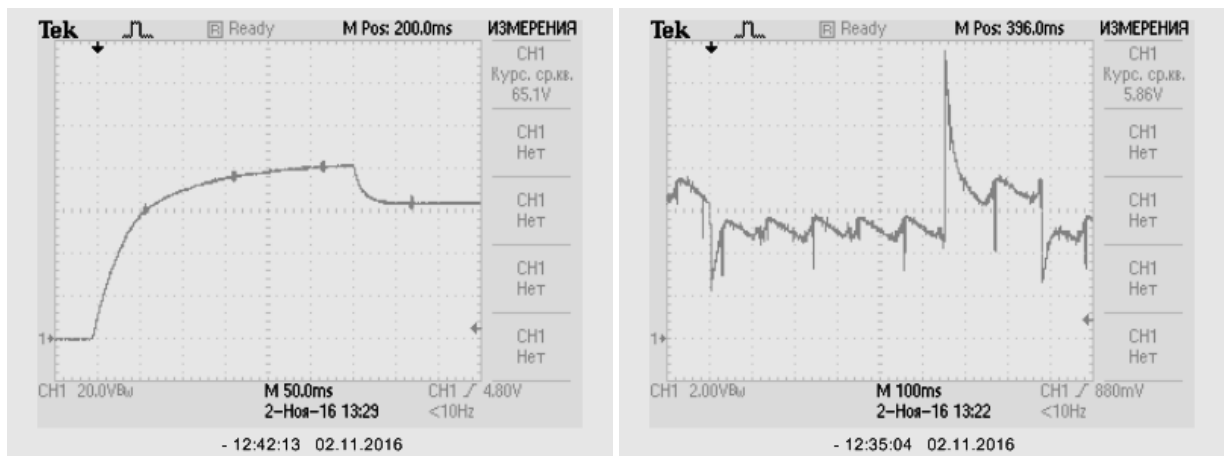
Наявність сплесків струму приводить до виникнення теплових ударів по кристалам транзисторів першого та другого інверторів.



а

б

Рис. 4.2. Вихідна напруга (а) та струм через транзистори (б) напіmostового інвертору



а

б

Рис. 4.3. Вихідна напруга (а) та струм через транзистори (б) mostового інвертору

Задачу забезпечення одночасного електротеплового захисту в такому дволанковому перетворювачі неможливо вирішити за рахунок роздільного розгляду аварійних режимів 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. Можливе також використання режиму заряду ємності стабілізованим струмом, що

також приведе до збільшення сталої часу перехідного процесу. Проте такі заходи приведуть у другому інверторі до ускладнення аварійного режиму – збільшення сплесків струму.

Для електрокоагулятора «Надія-2», ЕХВЧ 350М/120Б було проведено виміри зі зміною пасивних компонентів та параметрів плавного пуску, результати яких приведено у таблиці 4.1.

Параметри пристрою: режим «різання» 100%, опір навантаження $R = 100\text{Ом}$, опір шунта вихідного каскаду $R_{шв} = 10\text{Ом}$, опір шунта попереднього регулятора $R_{шр} = 10\text{Ом}$.

Таблиця 4.1. Стрибки струму каскадів електрокоагулятора при різних значеннях параметрів пасивних компонентів схеми

№	Каскад	Індуктивність дроселя, мГн	Ємність конденсатора, мкФ	Стрибок струму, А	Плавний пуск
1.	Вихідний	2,8	2200	11,8	–
2.	Вихідний	2,8	2420	13,3	–
3.	Вихідний	2,8	2640	13,8	–
4.	Вихідний	5,5	2640	14,4	–
5.	Вхідний	5,5	2200	13,5	Схемний
6.	Вхідний	5,5	2640	13,5	Схемний
7.	Вхідний	5,5	2200	7	Програмний

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 необхідними є моделювання поведінки пристрою у всьому

температурному діапазоні роботи пасивних компонентів та обрання активних компонентів з врахуванням зниження електричних режимів.

Аналіз вхідного каскаду показав, що при нагрітих компонентах, навіть при наявній системі плавного пуску жорсткого типу з незмінною сталою часу спрацювання, присутні коливання. Експоненціальна зміна тривалості імпульсу не залежить від теплової зміни електричних параметрів компонентів. Програмна зміна тривалості плавного пуску усуває дану проблему і стрибки струму зникають. На рис. 4.4 зображена форма переходного процесу під час ввімкнення вхідного каскаду за наявності плавного пуску (рис. 4.4а) та за відсутності системи плавного пуску та регулювання пуском програмно у залежності від температури пасивних компонентів (рис. 4.4б).

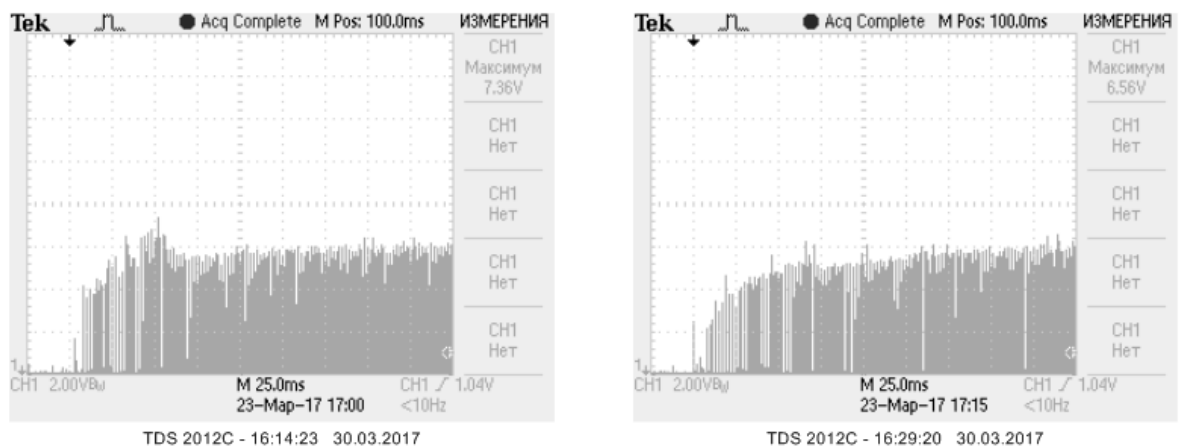


Рис. 4.4. Перехідний процес вхідного каскаду за умови: а) наявна СПП; б) відсутня СПП, пуск керується програмно

Розрахунковим шляхом були визначені параметри компонентів LC -фільтру та запропоновані доцільні типи магнітного матеріалу дроселя та ємності, які забезпечують допустимі стрибки струму транзисторів та, відповідно, теплових ударів по їх кристалах. Запропоновано до використання систему плавного пуску з сталою часу, яка забезпечує аперіодичний тип переходного процесу струму транзисторів регульованого інвертора напруги.

Такі рекомендації було впроваджено в електрокоагуляторах «Надія-4», ЕХВЧ-300, 200, 120 та «Свармед», ЕК300М.

Ефективність цих рекомендацій підтверджується наступним чином. Оцінювалась приведена у процентах до об'єму та термінів випуску апаратів кількість відмов:

$$KB = \frac{N_{відм}}{N_{сер}} \cdot 100\% , \quad (4.1)$$

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

Для електрокоагулятора ЕК300М1, який вироблявся 2008-2016 роках використовувалась силова частина з не модифікованими параметрами елементів. У файлі ремонтів цих коагуляторів зафіксовано приведену кількість відмов які пов'язані з виходом з ладу силових транзисторів – 17%.

Для електрокоагуляторів «Надія-4» ЕХВЧ-300, 200, 120 та «Свармед» ЕК300М з модифікованою силовою частиною приведена у процентах кількість відмов складає 1,2%.

4.2. Адаптація характеристик засобів плавного пуску до зміни температурного режиму роботи перетворювача та короткого замикання

При ввімкненні перетворювача з розрядженими конденсаторами фільтра пристрій працює фактично на коротко замкнене навантаження. При цьому миттєва потужність на кристалах напівпровідникових приладів може перевищувати середню потужність живлення в декілька разів. Внаслідок цього кристал отримує великий тепловий удар, що може призвести до аварії. Тому в даному випадку є необхідним використання плавного пуску перетворювача.

Це відбувається завдяки плавному збільшенню часу ввімкненого стану приладу, а у випадку імпульсної роботи – збільшенню коефіцієнта заповнення імпульсів без залежності від зворотного зв'язку перетворювача.

Змоделюємо схему понижуючого ШПП, працюючого з незмінним коефіцієнтом заповнення імпульсів. Температура всіх компонентів, тепловідводу, теплового поля приладу та навколишнього середовища 25°C (рис. 4.5).

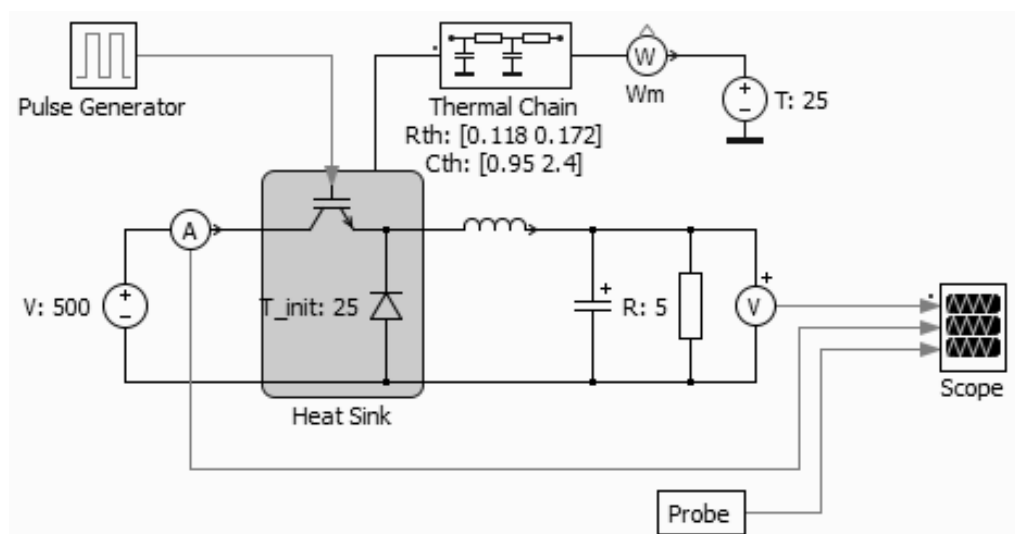


Рис. 4.5. Теплова модель понижуючого ШПП при $D = const$

На рис. 4.6 зображений перехідний процес вихідної напруги, струму через транзистор та температура кристалу транзистора даної моделі.

Нехай для необхідних нам вихідних характеристик перетворювача при незмінних режимах роботи коефіцієнт заповнення імпульсів $D = 0.5$. Але в момент пуску при $D = 0.5$ тепловий удар перевищує гранично допустимі значення і призводить до аварії пристрою. Змінивши коефіцієнт заповнення імпульсів на $D = 0.3$ ми стабілізуємо тепловий перехідний процес і усуваємо тепловий удар. При цьому значення вхідного струму та напруги навантаження не досягає необхідної робочої точки, а вихідні характеристики перетворювача не відповідають необхідним для даного навантаження.

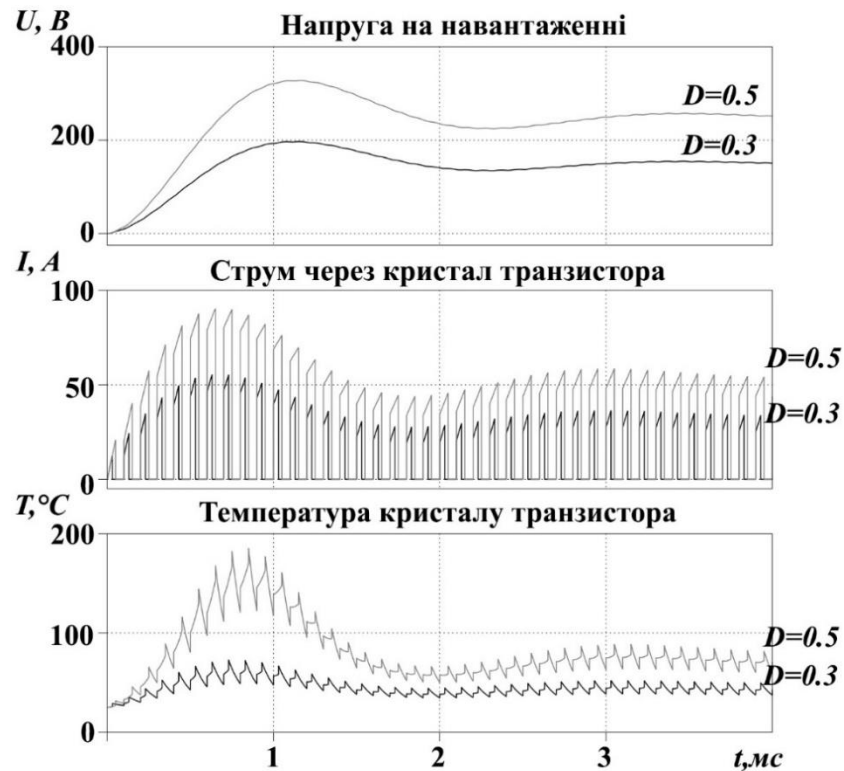


Рис. 4.6. Перехідні процеси понижуючого ШПП при незмінних коефіцієнтах заповнення імпульсів

Для запобігання аварії і задоволення вихідними характеристиками перетворювача під час незмінних режимів роботи необхідно ввести плавний пуск з плавною зміною коефіцієнта заповнення імпульсів (рис. 4.7).

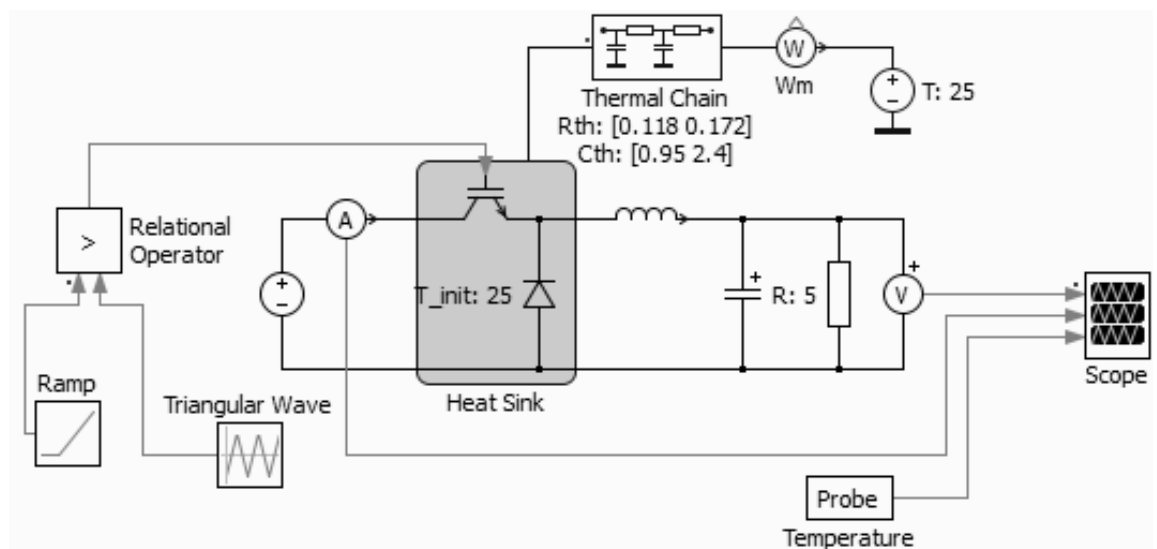


Рис. 4.7. Теплова модель понижуючого ШПП з системою плавного пуску

На рис. 4.8 зображена зміна коефіцієнта заповнення імпульсів під час перехідного процесу.

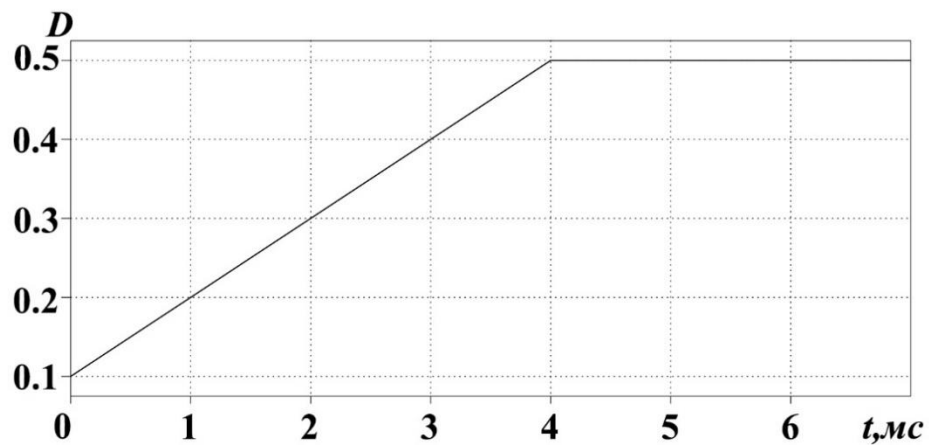


Рис. 4.8. Коефіцієнт заповнення імпульсів при активованій системі плавного пуску

Під час першого запуску перетворювача за температури компонентів і навколишнього середовища $T = 25^{\circ}\text{C}$ перехідні процеси мають вигляд як на рис. 4.9.

З даних графіків видно, що система виходить в задану робочу точку, а тепловий удар під час перехідних процесів відсутній, тобто система прийняла необхідні нами вихідні характеристики без небезпеки аварійних режимів роботи під час перехідних процесів.

Особливо необхідною система плавного пуску потрібна при короткочасних аваріях перетворювача внаслідок короткого замикання навантаження.

Особливістю існуючих систем плавного пуску є те, що після відміни короткого замикання пристрій запускається повторно без впливу цієї системи, що при нагрітих компонентах схеми є доволі небезпечно. Тому з'являється необхідність в системі, що перезапускає систему плавного пуску після зняття короткого замикання (рис. 4.10).

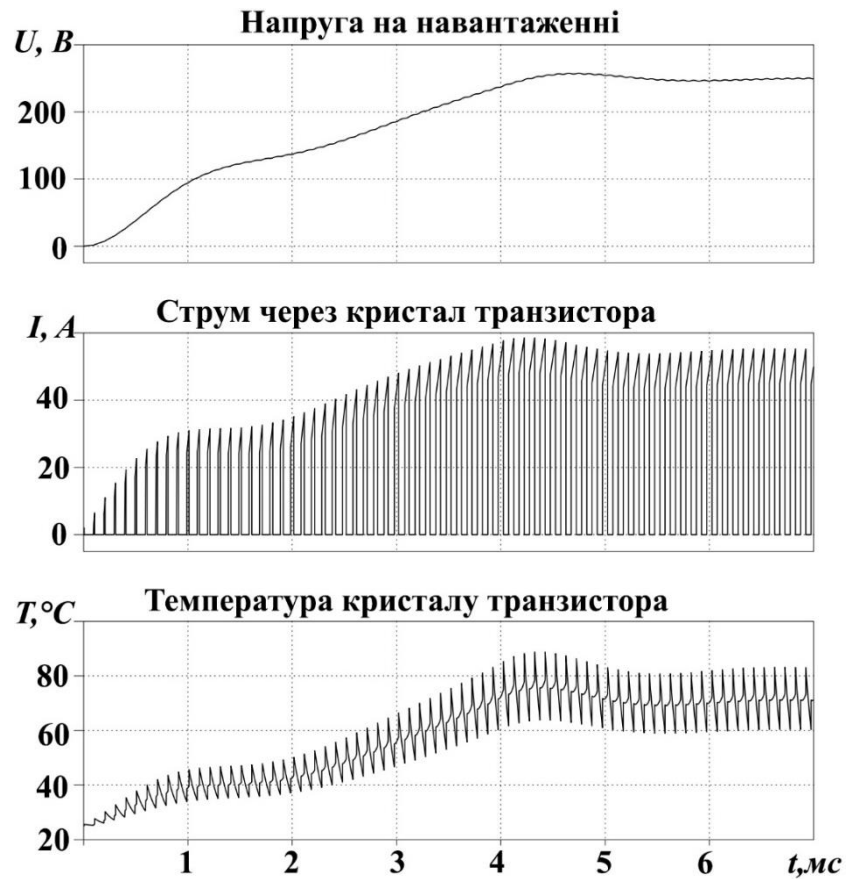


Рис. 4.9. Перехідні процеси понижуючого ШПП з системою плавного пуску

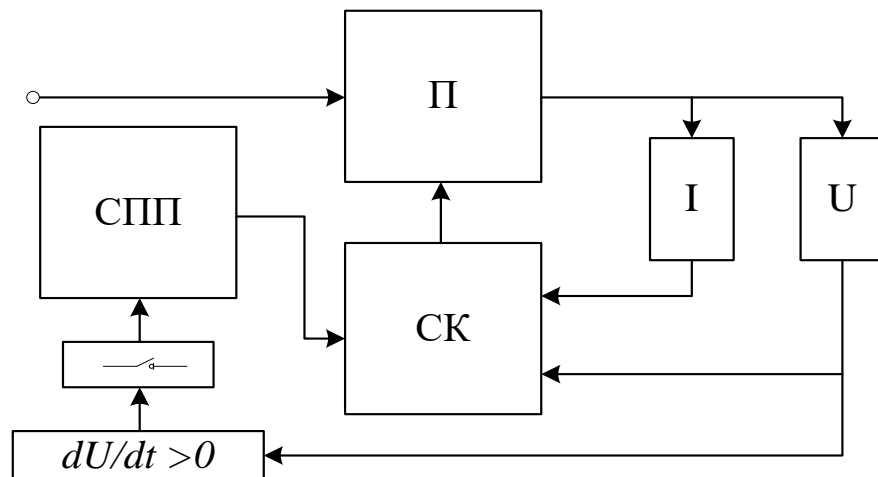


Рис. 4.10. Перезапуск системи м'якого пуску після короткого замикання

При обмеженні вихідного струму напруга на навантаженні знижується (рис. 4.11 В режимі короткого замикання напруга прямує до нуля (точка 1). Після зняття короткого замикання реєструється зростання вихідної напруги,

що є сигналом для повторного запуску системи плавного пуску.

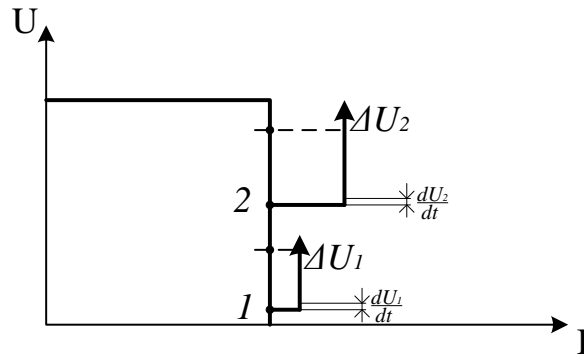


Рис. 4.11. Коротке замикання навантаження

За умови $\frac{dU}{dt} > 0$ відбувається перемикання тригера, через який подається сигнал розряду на конденсатор системи плавного пуску. Поки конденсатор розряджається, напруга на навантаженні зростає на величину ΔU . Після повного розряду конденсатора (або встановленої величини розряду, в залежності від напруги під час короткого замикання) запускається система плавного пуску. На рис. 4.12 показано ланцюги керування системою плавного пуску розповсюдженої мікросхеми ШІМ контролера *TL494*, де *DTC*-вхід керування, який забезпечує обмеження тривалості вихідних імпульсів (вхід керування «мертвою зоною»).

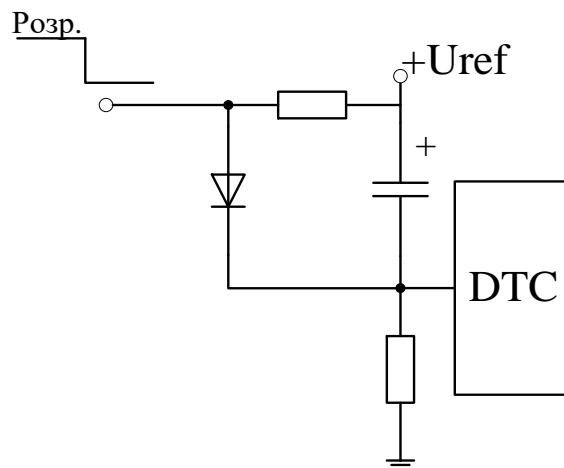


Рис. 4.12. Керування системою плавного пуску

При подачі вхідного імпульсу керування «Розр.», діод VD відкривається. Конденсатор C розряджається через ланцюг $C-VD-R_1$. За час дії імпульсу конденсатор розряджається, після завершення імпульсу запускається система плавного пуску. Напруга на опорі R_2 падає в залежності від ступеню заряду конденсатора. Таким чином коефіцієнт заповнення імпульсів зростає з швидкістю, залежною від швидкості заряджання конденсатора.

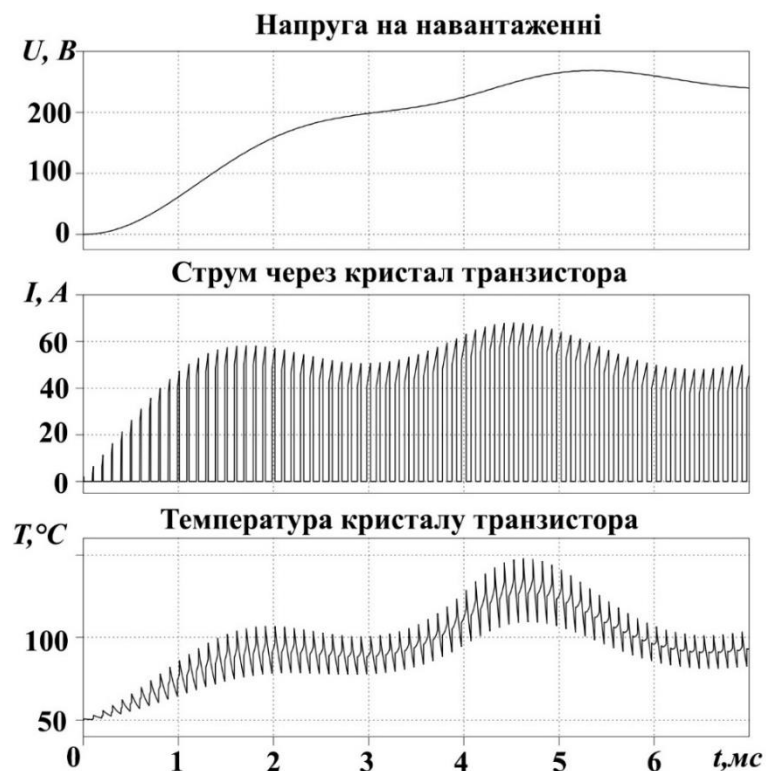


Рис. 4.13. Перехідні процеси понижуючого ШПІ з системою плавного пуску з нагрітими компонентами

Однак у випадку короткого замикання система плавного пуску з стабільною зміною коефіцієнта заповнення імпульсів може бути неефективною. Нехай в вище розглянутій схемі понижуючого ШПІ відбулося коротке замикання. При знятті короткого замикання температура котушки індуктивності $T_L = 90^\circ C$, температура конденсатора $T_C = 80^\circ C$, температура кристалу напівпровідникових приладів та тепловідводу $T_j = 50^\circ C$. Внаслідок зміни ємності конденсатору в 1.8 разів, спостерігаються стрибки по струму та

напрузі навіть при низькому коефіцієнті заповнення імпульсів, що при нагрітому кристалі транзистору можуть перевищувати гранично допустимі значення параметрів. Також спостерігається тепловий удар по кристалу транзистора. Дані перехідні процеси зображені на рис. 4.13.

Для даного випадку необхідно ввести залежність коефіцієнту заповнення імпульсів від температури. Модифікуємо систему перезапуску пристрою плавного пуску як на рис. 4.14.

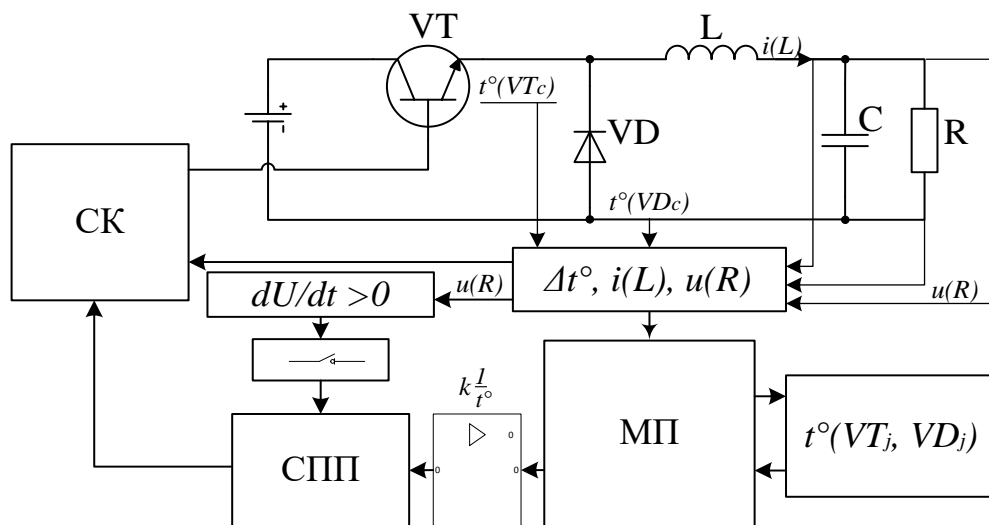


Рис. 4.14. Перезапуск системи плавного пуску понижуючого ШПП після короткого замикання з регулюванням коефіцієнту заповнення імпульсів відносно температури

В даному випадку використовується мікропроцесор з внесеною електротепловою моделлю напівпровідникових приладів, де за допомогою знятих датчиками температури корпусу активних елементів схеми перетворювача, струму через котушку індуктивності та напруги навантаження розраховується температура кристалу активних елементів. Для формування імпульсів керування використовується ШІМ мікроконтролера.

Зміна коефіцієнту заповнення імпульсів в даному випадку виглядає як на рис. 4.15.

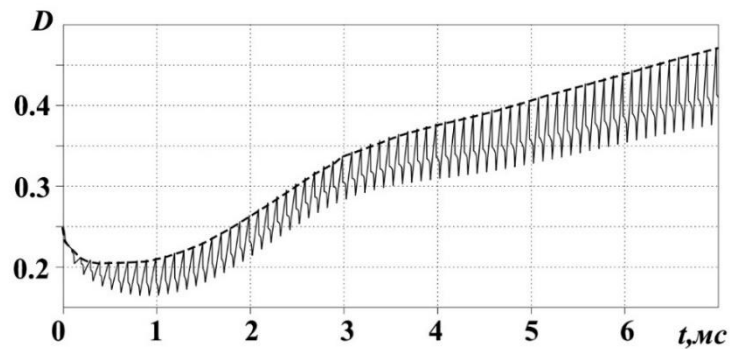


Рис. 4.15. Коефіцієнт заповнення імпульсів зі зворотнім зв'язком по температурі кристалу напівпровідникових приладів

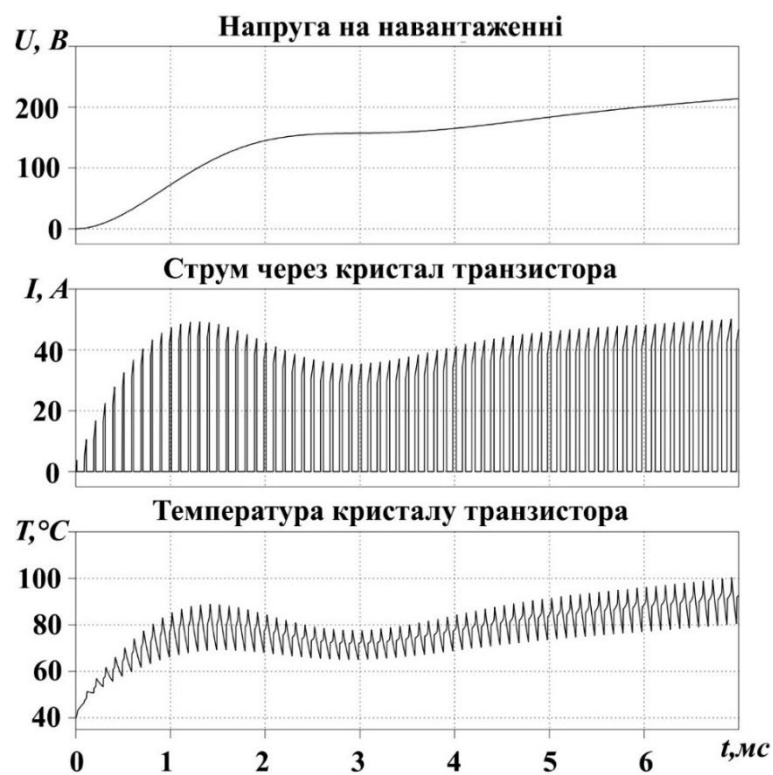


Рис. 4.16. Перехідні процеси понижуючого ШПІ з керованою системою плавного пуску з нагрітими компонентами

Внаслідок даного зворотного зв'язку маємо не лінійне зростання коефіцієнта заповнення імпульсів, а криву, обернено пропорційну до температури кристалу, скореговану системою плавного пуску для правильного виведення перетворювача в неперервний режим роботи.

На рис. 4.16 зображені перехідні процеси при тих же параметрах нагрітого пристрою після короткого замикання з даною системою плавного

пуску. З даного рисунку видно безпечне регулювання перехідними процесами з використанням зворотного зв'язку по температурі. Видні невеликі коливання внаслідок довготривалості обробки даних мікропроцесором, але дані коливання знаходяться в безпечних межах і не перевищують максимально-допустимі значення параметрів напівпровідникових приладів навіть з врахуванням їх пониження внаслідок нагріву.

4.3. Система теплового захисту з температурною стабілізацією електромагнітних процесів

Як було сказано раніше, одним з найнебезпечніших моментом в роботі силових перетворювачів є повторне ввімкнення нагрітого пристрою. Зі збільшенням температури кристалу напівпровідникових приладів зменшуються їх граничні параметри.

На рис. 4.17 зображена залежність максимально допустимого значення параметрів транзистора *IRG7PH50U* від температури кристалу.

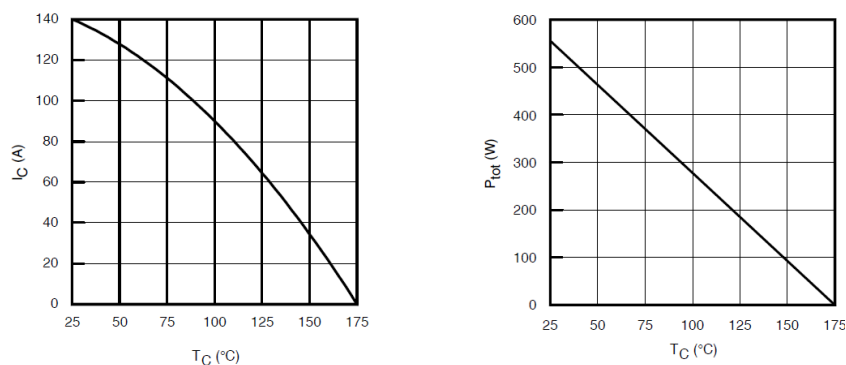


Рис. 4.17. Залежність максимально допустимих значень струму через кристал та потужності розсіювання транзистору від температури кристалу

Внаслідок даного зниження параметрів, при повторному ввімкненні ступінь коливальності перехідного процесу є доволі важливим параметром, оскільки саме він може визначати аварійність даного процесу.

В розділі 3 була проаналізована можливість керування коливальністю перехідного процесу за допомогою зміни параметрів пасивних компонентів.

На рис 4.18 зображений тепловий малюнок під час роботи коректору потужності *L6562A* представлений в довідникових даних фірми *STM* [52].

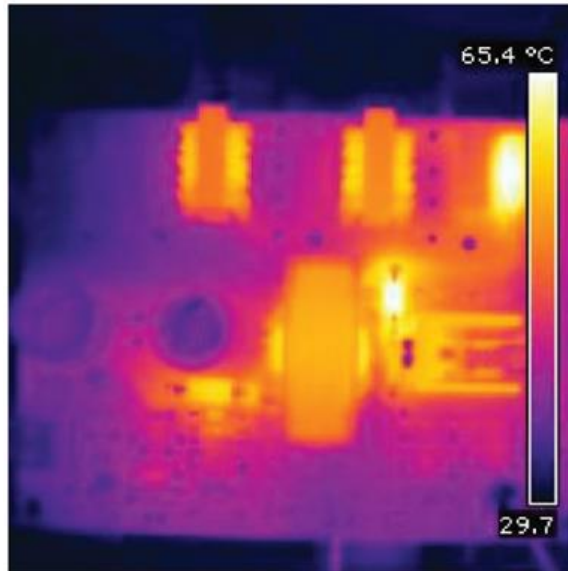


Рис. 4.18. Теплове поле перетворювача

З даного рисунку видно, що найбільшу температуру мають моткові компоненти. Конденсатори мають набагато меншу температуру. Зважаючи на це, а також високу залежність магнітної проникності від температури, обираємо керування коренями характеристичного рівняння за допомогою зміни індуктивності дроселя (рис. 4.19).

Дана модель може бути використана для регулювання коливальності перехідних процесів в імпульсних напівпровідникових перетворювачах електроенергії з наявними індуктивними компонентами. Тепловий захист перетворювача здійснюється вводом магнітно-зв'язаної з дроселем фільтра перетворювача котушки індуктивності, струм якої, в залежності від нагріву компонентів, як і вхідну частота перемикання вхідного ключа регулюється мікроконтролером. Внаслідок роботи даного ланцюга виконується

стабілізація електромагнітних процесів при зміні робочих температур компонентів імпульсних перетворювачів електроенергії.

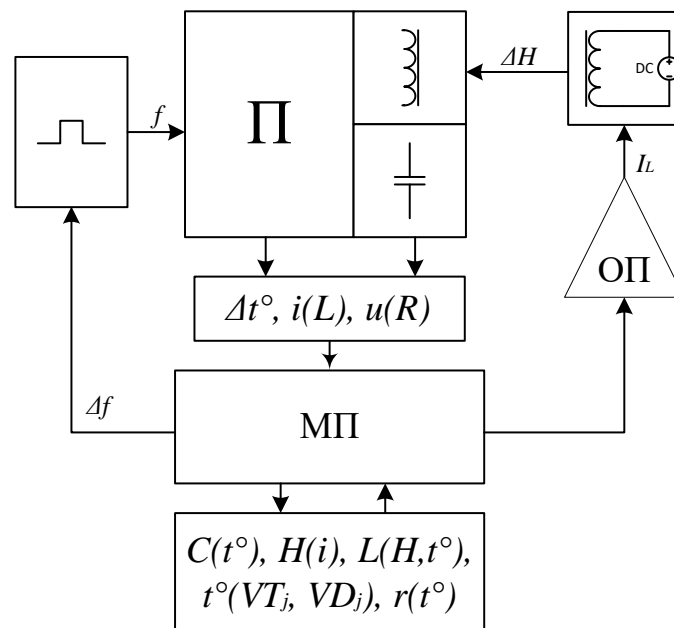


Рис. 4.19. Керування коливальністю перехідного процесу регулюванням значеннями параметрів індуктивності та вхідної частоти

Схема працює по принципу зворотного зв'язку по температурі на мікроконтролері з введеною в нього тепловою моделлю системи, що, змінюючи параметри індуктивності дроселя фільтра та частоту перемикання ключа перетворювача регулює характер електромагнітних процесів в межах максимально-допустимих значень параметрів компонентів та вихідних характеристик пристрою.

На мікроконтролер подаються значення з датчиків температури пасивних компонентів, температури корпусу активних компонентів та струму через котушку індуктивності. За допомогою теплової моделі розраховуються параметри конденсаторів при даній температурі, значення насиченості магнітного поля котушки індуктивності та значення індуктивності при даній температурі та насиченості магнітного поля, температури кристалу напівпровідникових приладів. При даних параметрах аналізується ступінь

коливальності перехідного процесу (за значеннями дійсних і комплексних коренів характеристичного рівняння). Зменшуючи комплексну складову за рахунок індуктивності розраховується значення напруженості магнітного поля котушки індуктивності при якому перехідний процес буде мати допустиму величину коливальної складової відносно максимально допустимих значень параметрів нагрітих кристалів напівпровідникових приладів, або змінить характер на аперіодичний. В коло з магнітно-зв'язаною котушкою індуктивності подається струм необхідної величини, підсилений за допомогою операційного підсилювача. Якщо внаслідок зміни індуктивності котушки струм кола збільшився, або необхідна невелика корекція реактивного опору пасивних компонентів кола, дані величини корегуються за допомогою зміни частоти перемикання вхідного ключа перетворювача.

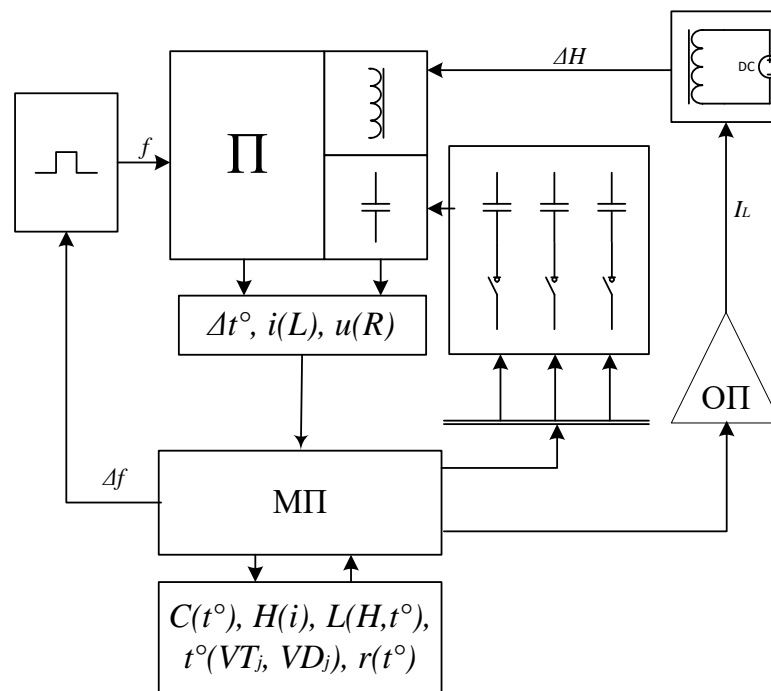


Рис. 4.20. Керування коливальністю перехідного процесу регулюванням значеннями параметрів пасивних компонентів та вхідної частоти

Не дивлячись на вигідність керування напруженістю магнітного поля котушки індуктивності, може з'явитись необхідність в корекції ємності фільтра перетворювача. Дану операцію можна втілити як на рис. 4.20.

На рис.4.21 зображений перехідний струм через кристал транзистору та температура кристалу транзистора в режимі роботи моделі без зовнішнього зв'язку по температурі.

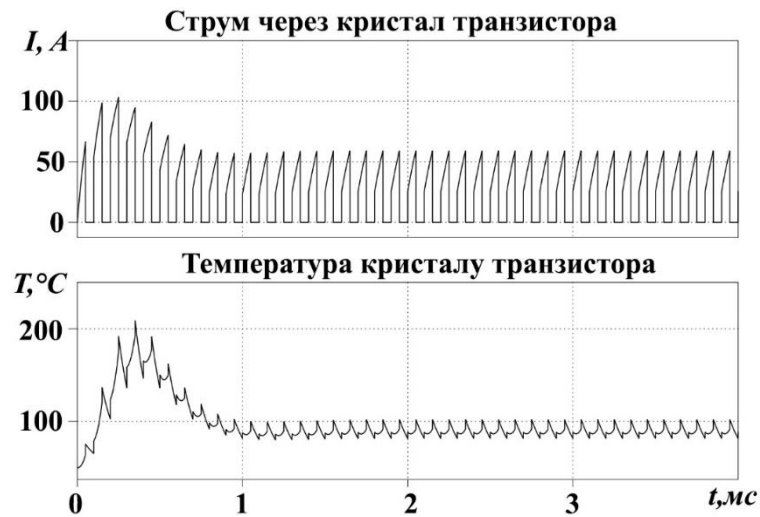


Рис. 4.21. Струм та температура кристалу транзистора в схемі без стабілізації перехідного процесу

Задаємо невелику ступінь коливальності, нехай струм через транзистор не має перевищувати 50 А. Результати моделювання з керуванням котушкою індуктивності зображені на рис. 4.22.

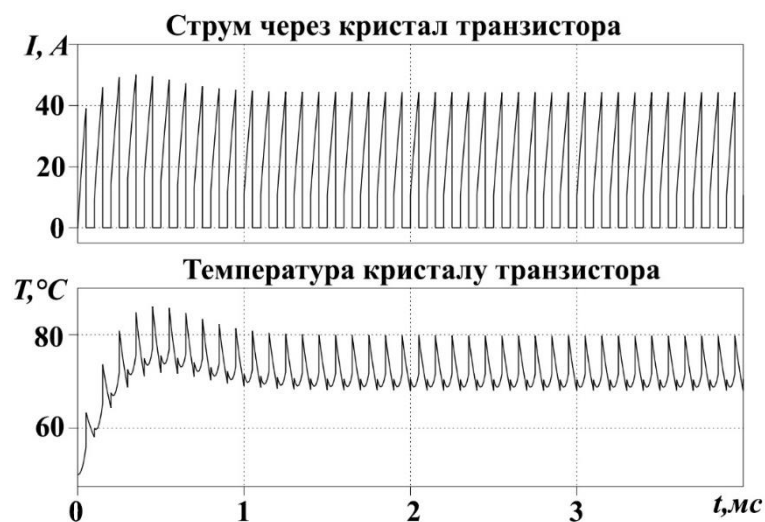


Рис. 4.22. Струм та температура кристалу транзистора в схемі зі стабілізацією перехідного процесу

Розглянемо модель з дійсними коренями. Введемо умову заборони комплексних коренів, поставивши задачу, щоб перший характеристичний корінь не був рівним другому. В даному випадку перехідний процес буде мати аперіодичний характер (рис. 4.23).

Аперіодичний характер перехідного процесу є самим безпечним з точки зору теплових режимів кристалу напівпровідникових приладів. Однак слід пам'ятати, що дане керування напруженістю магнітного поля дроселя фільтра перетворювача відбувається за допомогою магнітно-зв'язаної котушки індуктивності, а значить, що при даному впливі змінюються також і статичні параметри кола. Тому для мінімального впливу на вихідні характеристики перетворювача буде краще задати умову допустимої коливальності характеру перехідного процесу, чим виводити перехідний процес в аперіодичний характер.

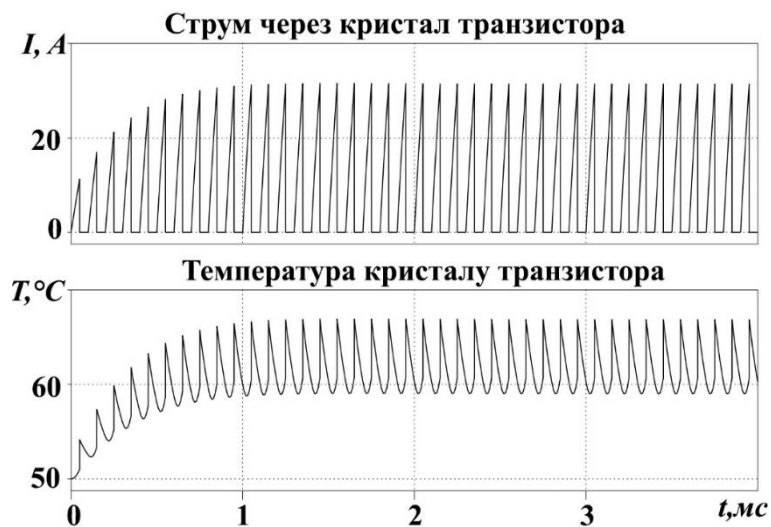


Рис. 4.23. Струм та температура кристалу транзистора в схемі з дійсними характеристичними коренями

На рис. 4.24. зображені вихідні напруги без реалізації керування котушкою індуктивності та при зміні характеру перехідного процесу з коливального в аперіодичний.

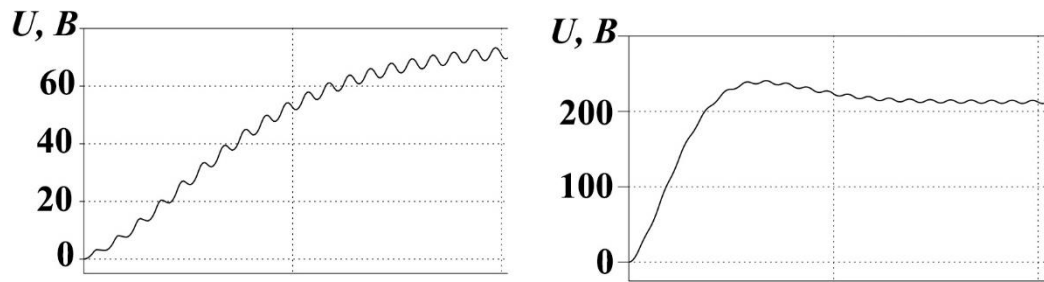


Рис. 4.24. Спотворення вихідних характеристик перетворювача внаслідок зміни характеру перехідного процесу

Внаслідок зміни характеру перехідного процесу, напруга на навантаженні зменшилась більше, ніж в 3 рази. Змінюючи ж індуктивність не на досить великі значення так, щоб коливальність залишилась, але не перевищувала максимально допустимих значень параметрів компонентів, величина вихідної напруги зміниться не настільки сильно і зможе бути скорегована зміною вхідної частоти перемикання ключа або власною системою керування.

Висновки до розділу 4

1. Моделювання розробленої системи теплового захисту напівпровідникових ключових перетворювачів, дія якої базується на адаптації сталої часу системи плавного запуску до температури, спільно з понижуючим ШПП в об'єднаному середовищі *Plecs/Mathlab/ Simulink* показало можливість зменшення теплового удару по кристалу транзистора від 180°C до 80°C, що підтверджує доцільність її використання в реальних пристроях.

2. Моделювання запропонованої системи теплового захисту напівпровідникових ключових перетворювачів, дія якої основана на нормалізації параметрів пасивних компонентів силової частини перетворювача при зміні температури. з понижуючим в об'єднаному середовищі *Plecs/Mathlab/Simulink* показало можливість зменшення теплового удару по кристалу транзистора від 210°C до 85°C що підтверджує доцільність її використання в реальних пристроях.

3. Проведене дослідження аварійних режимів роботи електрокоагуляторів сімейств «Надія-2», «Надія-4», «Свармед» ЕК300М, що виробляються серійно, показало можливість виникнення неприпустимих стрибків струму в напівпровідникових транзисторах та дало можливість визначити шляхи теплового захисту ключів, які базуються на розрахунку можливих електричних режимів роботи, визначенні припустимих типів пасивних та активних компонентів та застосуванні запропонованої системи плавного пуску. Використання таких засобів в електрокоагуляторах «Свармед» дозволило зменшити приведену у процентах до об'єму та термінів випуску апаратів кількість відмов 17% до 1,2%.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

В роботі вирішена задача забезпечення теплового захисту ключових напівпровідникових перетворювачів електроенергії за рахунок проведення суміщеного аналізу електромагнітних та теплових режимів роботи та розробки на його основі пристроїв теплового захисту, які забезпечують допустимі межі електротеплових процесів.

1. Проведений огляд існуючих методів розрахунку електромагнітних та теплових режимів роботи напівпровідникових перетворювачів електроенергії вказав на необхідність проведення суміщеного аналізу електричних та теплових режимів, що дає можливість визначати граничні режими роботи напівпровідникових ключових елементів з врахуванням поточної температури активних та пасивних компонентів.

2. Створено математичну модель ключового напівпровідникового перетворювача, яка поєднує системи диференційних рівнянь, що відповідають електромагнітним та тепловим процесам, використання якої дало змогу при розрахунку електромагнітних процесів враховувати температурну зміну параметрів активних та пасивних компонентів.

3. З використанням діакоптичного розділення об'єднаної системи диференційних рівнянь, яке дало змогу розділити вихідну жорстку електротеплову систему на нежорсткі теплову та електричну, досліджено вплив зміни параметрів компонентів внаслідок нагріву на хід перехідних процесів та теплові удари по кристалам силових ключів.

4. На основі визначення зон сталості обчислювального процесу для діакоптично розділеної системи з суттєвою вихідною жорсткістю визначено придатні кроки інтегрування підсистем, що дало можливість для понижуючого широтно-імпульсного перетворювача провести об'єднаний розрахунок електромагнітних та теплових процесів з урахуванням теплової зміни параметрів компонентів.

5. На основі створеної математичної моделі ключового напівпровідникового перетворювача, яка враховує залежність від температури параметрів активних та пасивних компонентів, виділено залежну та незалежну від температури складові електромагнітних процесів, що дало можливість оцінювати вплив зміни температури компонентів на перебіг електромагнітних процесів та граничні режими роботи силових ключів.

6. Проведений аналіз впливу температури на корені характеристичного рівняння показав, що в ключових перетворювачах, які працюють спільно з вихідним згладжувальним фільтром, доцільно використовувати схмотехнічні засоби теплового захисту дія яких основана на адаптації сталої часу системи плавного запуску до температури та на нормалізації параметрів згладжувального фільтру при зміні температури елементів.

7. Розроблені системи теплового захисту були промодельовані спільно з понижуючим ШПП в об'єднаному середовищі Plescs/Mathlab/ Simulink. Моделювання системи захисту з адаптацією сталої часу пристрою плавного пуску до температури показало можливість зменшення теплового удару по кристалу транзистора від 180°C до 80°C . Моделювання системи, дія якої основана на нормалізації параметрів пасивних компонентів при зміні температури, показало можливість зменшення теплового удару по кристалу транзистора від 210°C до 85°C . Результати моделювання підтверджують доцільність використання таких систем захисту в реальних пристроях. Система захисту з адаптацією плавного пуску до температури використовується в електрокоагуляційних приладах ЕК300М, що виробляються серійно.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Fabis, P. M. Thermal modelling of diamond-based power electronics package / P. M. Fabis, D. Shun, H. Windischmann // In Proc. 15th Annu. IEEE Semicond. Therm. Meas. Manage. Symp. 1999. P. 98–104.
2. Du, B. Transient Electrothermal Simulation of Power Semiconductor Devices / B. Du, J. Hudgins, E. Santi, A. Bryant, P. Palmer, H. Mantooth // IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 1, 2010. P. 237–248.
3. Leuca, T. Using Some Coupled Numerical Models in Problems of Designing an Inductive Electrothermal Equipment / M. Novac, B. Stanciu, A. Burca, M. Codrean // Journal of Electrical and Electronics Engineering, vol. 7, no. 1, May 2014, pp. 77-80.
4. Merrikh, A. A. Compact thermal modeling methodology for predicting skin temperature of passively cooled devices / A. A. Merrikh // Applied Thermal Engineering, vol. 85, Jun. 2015, pp. 287-296.
5. Drogenik, U. A general scheme for calculating switching-and conduction-losses of power semiconductors in numerical circuit simulations of power electronic systems / U. Drogenik, J. W. Kolar // International Power Electronics Conference (IPEC'05), Apr. 2005
6. Drogenik, U. Computationally efficient integration of complex thermal multi-chip power module models into circuit simulators / U. Drogenik, D. Cotet, A. Musing, J. M. Meyer, J. W. Kolar // Power Conversion Conference, 2007. PCC '07, Aug. 2007, pp. 550–557.
7. Malyna, D. Accelerated synthesis of electrically and thermally constrained power electronic converter systems / D. Malina // Eindhoven, Eindhoven University Press. 2007. P 229.
8. Divins, D. Using Simulation to Estimate MOSFET Junction Temperature in a Circuit Application / D. Divins // International Rectifier, Power Electronics Technology Exhibition & Conference. 2007. P. 27.

9. Schutze, T. Thermal equivalent circuit models / T. Schutze // Germany: Infineon Technologies AG. 2008. P. 10.
10. Баранюк Р. А. Теплове моделювання силових напівпровідникових пристроїв. // Електроніка і зв'язок. – 2016.
11. Баранюк Р. А. Аналіз електромагнітних процесів у понижуючому широтно імпульсному перетворювачі з врахуванням температурного режиму роботи / Р. А. Баранюк, В. А. Тодоренко // Електрифікація транспорту – 2016.
12. Баранюк Р. А. Расчет переходных электромагнитных и тепловых процессов в преобразователях электроэнергии / Р. А. Баранюк, В. А. Тодоренко, О. И. Тюрютиков // Электрификация транспорта. – 2013.
13. R. Baraniuk Calculation of pulse converters electrothermal processes purposely to heat protection application / R. Baraniuk, V. Todorenko, D. Ushakov // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2016.
14. Баранюк Р. А. Теплові моделі компонентів ключових перетворювачів електроенергії / Р. А. Баранюк, В. А. Тодоренко. // Електрифікація транспорту. – 2016.
15. Zhaohui Luo, Hyungkeun Ahn, and Mahmoud A. El Nokali, “A Thermal Model for Insulated Gate Bipolar Transistor Module”, IEEE Trans. Power Electron., vol. 19, no. 4, pp. 902–907, July. 2004.
16. Намитоков К. К. Аппараты для защиты полупроводниковых устройств / Намитоков К. К., Ильина Н. А., Шкловский И. Г. – М. : Энергоатомиздат, 1988. – 279 с.
17. Кошелев К. С. Исследование и разработка средств защиты статического компенсатора реактивной мощности с цифровой системой управления: автореф. дисс. на соискание уч. степени к.т.н.: спец. 05.09.01. «Электромеханика и электрические аппараты» / К. С. Кошелев. – Москва, 2008. – 20 с.
18. Билоус О. А., Иванов А. П. Электронные преобразовательные устройства. Пермь: изд. ПГТУ, 2010. – 212с.

19. Бутырин П. А., Гафиятуллин Р. Р., Шестакова А. Л. Электротехника, книга 2. Челябинск-Москва, изд. ЮУрГУ, 2004. – 711с.
20. Розанов Ю. К., Соколова Е. М. Электронные устройства электромеханических систем. М.: Академия, 2004. – 272с.
21. Switching Power Supply Design / A. Pressman. – McGraw-Hill, Inc, 1998.
22. Prediction of switching loss variations by average switch modeling / O. Naessem, R. Erikson, P. Carlin. – Applied Power Conference, Feb. 2000, p.6.
23. Design of switch-mode power supplies / F. Pansier; Philips Research. – Eindhoven: Tech. Rep., 2002.
24. Найвельт Г. С. Источники питания РЭА / Найвельт Г. С., Мазель К. Б., Хусаинов Ч. И. – М. : Радио и связь, 1985. – 576 с.
25. Konrad S. Ein Beitrag zur Auslegung und Integration spannungsgespeister IGBT-Wechselrichter : Dt. Dissertation, Verlag ISLE, Ilmenau, 1997, ISBN 3-932-633-09-1.
26. Aluminium Electrolytic Capacitors. Germany: Epcos AG. 2014. P. 40.
27. Kron, G. Diakoptics, The Piecewise Solution of Large Scale Systems / G. Kron // London: MacDonal & Co. 1963.
28. Голуб Дж. Матричные вычисления / Голуб Дж., Ван Лоун Ч. – Москва: Мир, 1999. – 458 с.
29. Ромашко В. Я. Аналіз режимів роботи перетворювачів електричної енергії методом функцій вільного режиму : дис. докт. техн. наук : 05.09.12 / Ромашко Володимир Якович. – Київ, 2010.
30. Руденко В. С. Преобразовательная техника / Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М. – Киев: Вища шк., 1983. – 424 с.
31. Глазенко Т. А. Полупроводниковые преобразователи частоты в электроприводах / Глазенко Т. А., Гончаренко Р. Б. – Л. : Энергия, 1969. – 184 с.
32. Руденко В. С. Расчет устройств преобразовательной техники / Руденко В. С., Жуйков В. Я., Коротеев И. Е. – Киев: Техника, 1980. – 136 с.

33. Жуйков В. Я. Анализ установившихся и переходных процессов в системах с генераторами кусочно-непрерывных периодических функций / В. Я. Жуйков; Проблемы технической электродинамики. – 1984. – вып. 70. – с. 11-13.
34. Такеути Т. Теория и применение вентильных цепей для регулирования двигателей / Т. Такеути. – Л. : Энергия, 1973. – 248 с.
35. Мерабишвили П. Ф. Нестационарные электромагнитные процессы в системах с вентилями / Мерабишвили П. Ф., Ярошенко Е. М. – Кишинев : Штиинца, 1980. – 208 с.
36. Пухов Г. Е. Преобразования Тейлора и их применение в электротехнике и электронике / Г. Е. Пухов. – Киев : наук. думка, 1978. – 260 с.
37. Стахів П. Г., Рендзіняк С. Й. Стійкість різницевої схеми діакопичних методів розрахунку динамічних режимів складних схем. // Електроніка та зв'язок, №3, 1997р. – с. 188-195.
38. Толстов Ю. Г. Теория линейных электрических цепей / Ю. Г. Толстов. – М. : Высш. шк., 1978. – 280 с.
39. R. D. Middlebrook and S. Cuk, "A general unified approach to modelling switching converter power stages," in *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 1976, pp. 18-31.
40. Филаретов В. В. Теорема Сигорского об определителе суммы матриц и диакоптика / В. В. Филаретов // Электроника и связь. – 2010. – №2. – С. 5-13.
41. SPICE simulator. [Online]. <http://www.partsim.com>.
42. National Instruments. Electronics Workbench Group. [Online]. <http://www.interactiv.com>.
43. COMSOL Inc. [Online]. <https://www.comsol.com/>.
44. OrCAD. [Online]. <http://www.orcad.com>.
45. MathWorks. [Online]. <http://www.mathworks.com>.
46. Harvard Thermal Inc. [Online]. <http://www.harvardthermal.com>.
47. Soft ferrites and accessories. Ferroxcube. [Online]. <http://www.ferroxcube.com>.

48. J. Li. Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms / J. Li, T. Abdallah, C. R. Sullivan ; Industry Applications Conference, – 36th IAS Annual Meeting, vol. 4, Oct. 2001, pp. 2203-2210.
49. Тонкаль В. Е. Вентильные преобразователи переменной структуры / Тонкаль В. Е., Руденко В.С., Жуйков В. Я. и др. – Киев: Наук. думка, 1989. – 336с.
50. Стжелецки Р. Хаотические процессы в системах силовой электроники / Р. Стжелецки, И. Е. Коротеев, В. Я. Жуйков. – Киев: Аверс, 2001. – 197с.
51. Soft Ferrites. Data Handbook MA01, Philips Components. Netherlands, Philips Electronics, 1996. 887р.
52. 35 W wide-range high power factor flyback converter demonstration board using the L6562A. STMicroelectronics group of companies. November, 2008. – 22.
53. Elements of Power Electronics / P. Krein. – Oxford University Press, 1998.
54. Стахив П. Анализ динамических режимов в электронных схемах с многополюсниками. – Львов, – 1988. – 154 с.
55. Сигорский В.П. Математический аппарат инженера. Издание 2-е, стереотипное, Киев, «Техніка», 1977. – 768 с.
56. Зевеке Г. В. Основы теории цепей: Учеб. для вузов /Г.В.Зевеке, П.А.Ионкин, А.В.Нетушил, С.В.Страхов. –5-е изд. –М.: Энергоатомиздат, 1989. -528с.
57. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники: Электрические цепи. –7-е изд., перераб. и доп. –М.: Высш. шк., 1978. –528с.
58. Теоретические основы электротехники. Учеб. для вузов. В трех т. Под общ. ред. К.М.Поливанова. Т.1. К.М.Поливанов. Линейные электрические цепи с сосредоточенными постоянными. –М.: Энергия- 1972. –240с.
59. Ромашко В.Я. Конспект лекцій з дисципліни «Теорія електричних кіл», частина IV – Дискретно-лінійні електричні ланцюги. –К. НТУУ-КПІ, 2004 -44с.
60. Будьонний О.В. Імпульсні регулятори напруги. Конспект лекцій. 2005 – 39с.

61. Коршунов А. И. Динамический расчет стабилизированного понижающего преобразователя напряжения постоянного тока // Силовая электроника. – 2005. – №3. – с. 88-91.
62. Денисюк С. П. Енергетичні процеси в електричних колах з ключовими елементами: Автореф. дис. доктора техн. наук. – Київ. – 2001.
63. Супруновська Н. І. Енергетичні процеси в колах заряду і розряду конденсаторів електроімпульсних установок: Автореф. дис. канд. техн. наук. – Київ. – 2009.
64. Баранюк Р. А. Тепловий захист імпульсних перетворювачів електроенергії / Р. А. Баранюк, В. А. Тодоренко // Електроніка та зв'язок. – 2016.
65. Petcu D., Parallelism in solving ordinary differential equations. – 1998. – 232p.
66. Puhan J., Tuma T. Optimization of Analog Circuits with SPICE 3F4. Proceedings, European Conference on Circuit Theory and Design. Budapest, – 1997. – P. 177–180.
67. William H. Press, Saul A. Teukolsky, William T. Vetterling, Brian P. Flannery. Numerical Recipes. – Cambridge, – 1992.
68. Руденко В. С., Жуйков В. Я., Сучик В. Е. Аналіз процесів в напівпровідникових перетворювачах на основі графів. – К. НТУУ-КПІ. – 2010. – 69 с.
69. Шипилло В. П., Булатов О.Г. Расчет полупроводниковых систем управления вентиляемыми преобразователями. – М.: Энергия, 1966 – 144с.
70. Дьяконов В.П. Simulink 4. Специальный справочник. – СПб.: ПИТЕР, 2002. – 528 с.
71. Забродин Ю. С. Промышленная электроника. М.: Высшая школа, 1982.
72. Булавочкин В. П., Курганов С.А. Подготовка пользователей сложных программных пакетов моделирования и автоматизированного проектирования // Новые информационные технологии в системе многоуровневого обучения: Тез. докл. Всероссийской конф.– Нижний Новгород, 1996.– С. 99–101.

73. Constantinescu F., Marin C.V., Nitescu M., Marin D. A new approach to parameter identification of linear circuits // *IEEE Proc. of the international conference on signals, circuits and systems.*–Romania, 2003.– P. 457–460.
74. V. Rajagopalan Computation of almost periodic steady-state response of power electronic converter systems // V. Rajagopalan, A. Jacob, A. Sevigny, and K. S. Rao in *Electrical Machines and Converters - Modeling and Simulation*, ser. IMACS. North-Holland: Elsevier Science Publishers B.V., 1984.
75. P. Pejovic and D. Maksimovic, A new algorithm for simulation of power electronic systems using piecewise-linear device models," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, no. 3, pp. 340-348, May 1995.
76. N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. Wiley, 2003.
77. D. V. Malyna, J. L. Duarte, M. A. M. Hendrix, and F. B. M. van Horck, A comparison of methods for finding steady-state solution in power electronic circuits," in *4-th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*, vol. 3, Aug. 2004, pp. 1700-1705.
78. A. R. Hefner and D. L. Blackburn, Simulating the dynamic electrothermal behavior of power electronic circuits and systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 8, no. 4, pp. 376-385, Oct. 1993.
79. T. J. Aprille and T. N. Trick, Steady-state analysis of nonlinear circuits with periodic inputs," *Proceedings of the IEEE*, vol. 60, no. 1, pp. 108-114, Jan. 1972.
80. J. J. Rodriguez, Z. Parilla, M. Velez-Reyes, A. Hefner, D. Berning, J. Reichl, and J. Lai, Thermal component models for electro thermal analysis of multichip power modules," in *2002 Industry Applications Conference (IAS). 37th IAS Annual Meeting*, vol. 1, Oct. 2002, pp. 234-241.
81. A. T. Bryant, P. R. Palmer, E. Santi, J. L. Hudgins, and P. A. Mawby, Review of advanced power device models for converter design and simulation, in *Proc. IET Inf. Commun. Tech. Electr. Sci. (ICTES) Conf. Rec.*, Chennai, India, Dec. 20–22, 2007, pp. 85–90.

82. P. R. Palmer, E. Santi, J. L. Hudgins, X. Kang, J. C. Joyce, and P. Y. Eng, Circuit simulator models for the diode and IGBT with full temperature dependent features, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 5, pp. 1220–1229, Sep. 2003.
83. C. Van Godbold, V. A. Sankaran, and J. L. Hudgins, Thermal analysis of high-power modules, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 12, no. 1, pp. 3–11, Jan. 1997.
84. J. Lohan and M. Davis, Transient thermal behavior of a board-mounted 160-lead plastic quad flat pack, in *Proc. 1994 InterSociety Conf. Therm. Phenom. Electro-Syst.*, 1994, pp. 108–116.
85. B. J. Baliga, M. S. Adler, R. P. Love, P. V. Gray, and N. D. Zommer, The insulated gate transistor: a new three-terminal MOS-controlled bipolar power device, *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. ED-31, pp. 821–828, June 1984.
86. F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, K. D. Madsen, and K. F. Rasmussen, An advanced microprocessor based temperature controlled heatsink, in *Proc. International Conf. Industrial Electronics, Control, and Instrumentation (IECON'93)*, vol. 2, 1993, pp. 785–789.
87. V. J. Thottuvelil, F. S. Tsai, and D. S. Moore, Application of switched-circuit simulators in power electronics design," in *Applied Power Electronics Conference and Exhibition, 1993. APEC 1993*, Mar. 1993, pp. 484-490.
88. H. Sun and S. S. Ge, *Switched Linear Systems: Control and Design*. Springer, 2005.
89. M. Sippola and R. E. Sepponen, Accurate prediction of high-frequency power transformer losses and temperature rise," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 5, pp. 835-847, Sept. 2002.
90. K. Riggers, S. Schroder, T. Durbaum, M. Wendt, and R. W. De Doncker, Integrated method for optimization of power electronic circuits," in *35-th Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, June 2004, pp. 4473-4478.
91. R. Remsburg, *Advanced Thermal Design of Electronic Equipment*. International Thomson Publishing, 1998.
92. D. V. Malyna, E. C. W. de Jong, J. A. Ferreira, M. A. M. Hendrix, J. L. Duarte, P. Bauer, and A. J. A. Vandenput, Combined electrical and thermal modeling in

power supplies," in *2005 European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Sept. 2005, p. 10.

93. Infineon tools. [Online]. <http://www.infineon.com/cms/de/tools>.

94. Simulation software PLECS. Plexim GmbH. [Online]. <http://www.plexim.com>.

95. Register, A. *A Guide to MATLAB Object-Oriented Programming*. Florida, SciTech Publishing Inc., 2007, p. 354.

ДОДАТОК А

Акти впровадження

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Перший проректор НТУУ
«КПІ ім. Ігоря Сікорського»
академік НАН України,
д.т.н., проф. Якименко Ю.І.

Вихідний № _____
від «___» _____ р.

АКТ

про використання результатів дисертаційної роботи Баранюка Р.А.
у навчальному процесі Національного технічного університету України
«Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»

Ми, що нижче підписалися, декан факультету електроніки НТУУ „КПІ ім. Ігоря Сікорського” д.т.н., проф. Жуйков В.Я., зав. кафедрою промислової електроніки д.т.н., проф. Ямненко Ю.С., к.т.н., доц. Бондаренко О.Ф., к.т.н., доц. Тодоренко В.А., склали Акт впровадження результатів дисертаційної роботи аспіранта кафедри промислової електроніки Баранюка Р.А. «Системи теплового захисту напівпровідникових перетворювачів електроенергії» у навчальний процес кафедри, а саме:

1) у дисципліні «Пристрої перетворювальної техніки» в тему «Імпульсні перетворювачі постійної напруги» додано питання «Розрахунок суміщених електромагнітних та теплових процесів в понижуючому широтно-імпульсному перетворювачі»;

2) у дисципліні «Електромагнітна техніка» кредитному модулі «Електромагнітна техніка-1» додатково розглядаються наступні питання:

- Розділ 1. Тема 2.2 Магнітні матеріали. Додано питання «Температурні залежності властивостей магнітом'яких матеріалів»;

- Розділ 3. Тема 3.3 Дроселі. Додано питання «Схеми заміщення згладжуючих дроселів». У додатковому матеріалі акцентується увага на нелінійності моделі індуктивності, яка визначається залежністю магнітної проникності від робочої температури та напруженості магнітного поля.

Декан факультету електроніки

Зав. каф. промислової електроніки

Доцент каф. промислової електроніки

Доцент каф. промислової електроніки



д.т.н. проф. Жуйков В.Я.

д.т.н. проф. Ямненко Ю.С.

к.т.н. Бондаренко О.Ф.

к.т.н. Тодоренко В.А.



НАУКОВО - ДОСЛІДНИЙ ІНСТИТУТ
ЕЛЕКТРОНІКИ ТА МІКРОСИСТЕМНОЇ ТЕХНІКИ

НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ УКРАЇНИ
"КІЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО"

03056, м.Київ, проспект Перемоги,37

Тел./факс (044) 236-96-76

ЗАТВЕРДЖУЮ

в.о. Директора НДІ Електроніки та
мікросистемної техніки

Д.С. Татарчук



« _____ 2017 р.

Д О В І Д К А

про практичне впровадження

результатів дисертаційної роботи Баранюка Романа Андрійовича

“Системи теплового захисту напівпровідникових перетворювачів електроенергії” на
здобуття вченого ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.09.12 –
напівпровідникові перетворювачі електроенергії

На сьогоднішній день серед найбільш актуальних проблем силовій електроніки є мінімізація габаритів та забезпечення надійності напівпровідникових перетворювачів електроенергії. Внаслідок зменшення габаритів електронні компоненти стають більш чутливими до зовнішнього впливу, стрибків по струму і напрузі, теплових ударів. В дисертаційній роботі Баранюка Р.А. створені пристрої теплового захисту, робота яких була проаналізована на прикладі понижуючого широтно-імпульсного перетворювача та діючих схем перетворювачів для контактного зварювання.

Результати наукової роботи Баранюка Р.А. було застосовано для розрахунку та моделювання граничних значень параметрів елементів схем перетворювачів. В роботі запропонований суміщений електротепловий аналіз системи зі змінними параметрами, де параметри пасивних та ключових елементів є змінними від температури, що впливає на форму перехідних процесів при ввімкненні нагрітого пристрою. Дисертантом запропоновані математичні формули розрахунку електромагнітних та теплових процесів процесів з використанням формули зв'язку між ними, а також суміщення двох середовищ комп'ютерного моделювання для моделювання одного пристрою.

Результати даної роботи було перевірено експериментальним шляхом на пристроях електрокоагуляційної апаратури. В межах цієї роботи також розроблено практичні рекомендації щодо технічної реалізації окремих вузлів захисту на основі перезапуску системи плавного пуску після короткого замикання та регулювання ступеню коливальності перехідного процесу.

Виконані безпосередньо Баранюком Р.А. розрахунки та дослідження при створенні алгоритмів керування використані в науково-дослідницькій роботі «Підвищення показників енергоефективності та ресурсозбереження засобами силовій електроніки для технології отримання високонадійних зварюваних з'єднань різнорідних матеріалів», № державної реєстрації 0116U006924.

Вчений секретар
Науково-технічної ради НДІ ЕМСТ,
с.н.с., к.т.н.

В.В. Лавриненко



www.iaw.org.ua

ТОВ «СВАРМЕД»

ЕГРПОУ 40167303 р/р 26007052757268,
ПАТ "ПРИВАТБАНК", м. Київ, МФО 300711 не є платником ПДВ
e-mail svarmed@gmail.com тел. (044)463-4380 моб. +38(097)556-8-776

А К Т

про практичне впровадження результатів дисертаційної роботи Баранюка Романа Андрійовича

“Системи теплового захисту напівпровідникових перетворювачів електроенергії” на здобуття вченого ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії

Особливістю сучасної хірургії є широке впровадження електрокоагуляційної апаратури. Застосування таких приладів дозволяє суттєво скоротити тривалість операційного втручання, зменшити втрати крові та суттєво зменшити час післяопераційного поновлення. Розробка нових типів електрокоагуляторів надає можливість використання нових методик виконання операцій. Однією з надзвичайно актуальних проблем при розробці та експлуатації такої апаратури є забезпечення надійності її функціонування.

Дисертаційна робота Баранюка Р.А. присвячена розробці засобів захисту від аварій перетворювачів електроенергії, які також входять до складу електрокоагуляторів.

Особливістю експлуатації такого типу медичних приладів є використання повторно короткочасних режимів роботи для яких характерні режими як холостого ходу так і короткого замикання. Час роботи приладу та його максимальна потужність можуть змінюватися у широких межах.

У роботі проведено дослідження теплових та електричних режимів роботи елементів електрокоагулятора ЕК300М. Були проведені розрахунки екстремальних режимів роботи напівпровідникових елементів. Визначені параметри компонентів LC-фільтру та запропоновані типи магнітного матеріалу дроселя та ємності, які забезпечують допустимі стрибки струму транзисторів. Рекомендовано до використання систему плавного пуску з адаптивною сталою часу, яка обмежує стрибки струму транзисторів перетворювача напруги електрокоагулятора.

Використання запропонованих Баранюком Р.А. рекомендацій по застосуванню електротеплових режимів роботи силової частини та системи плавного пуску дозволило суттєво підвищити надійність зварювальних електрокоагуляторів ЕК300М, які випускає ТОВ «СВАРМЕД». Приведена до річного об'єму кількість відмов, яка пов'язана з виходом з ладу силових напівпровідникових елементів зменшилась у 14 раз до 1,2% у порівнянні з електрокоагулятором ЕК300М1, що серійно вироблявся у період з 2008 по 2015 р. Міжнародною асоціацією «Зварювання».

Директор
ТОВ «Свармед»



Д.Д.Кункін

ДОДАТОК Б

Патент на корисну модель



(11) **112957**(19) **UA**(51) МПК (2016.01)
G05F 1/00

(21) Номер заявки:	u 2016 05517	(72) Винахідник: Баранюк Роман Андрійович, UA
(22) Дата подання заявки:	23.05.2016	
(24) Дата, з якої є чинними права на корисну модель:	10.01.2017	(73) Власник: НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ "КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ", пр. Перемоги, 37, м. Київ-56, 03056, UA
(46) Дата публікації відомостей про видачу патенту та номер бюлетеня:	10.01.2017, Бюл. № 1	

(54) Назва корисної моделі:

АДАПТИВНА СИСТЕМА ТЕПЛОВОГО ЗАХИСТУ ІМПУЛЬСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

(57) Формула корисної моделі:

Адаптивна система теплового захисту імпульсних перетворювачів електроенергії, що включає датчики температури, мікроконтролер, котушку індуктивності, генератор частоти перемикання вхідної напруги, яка відрізняється тим, що адаптивна система виконана з можливістю зворотного зв'язку по температурі, стабілізуючи теплову зміну значень параметрів електронних компонентів імпульсних перетворювачів електроенергії зміною індуктивності котушки вихідного фільтра та частоти імпульсів перемикання перетворювача.