

ФІЗИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ОДНОФАЗНОГО РЕЗОНАНСНОГО НАПІВПРОВІДНИКОВОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА З ФАЗОВИМ СПОСОБОМ КЕРУВАННЯ

А. В. ЛОБКО

*Кафедра «Промислова та біомедична електроніка», Національний технічний університет «Харківський Політехнічний Інститут», Харків, УКРАЇНА
e-mail L.A.V.ua@yandex.ru*

АНОТАЦІЯ Метою статті є аналіз можливостей забезпечення режиму м'якої комутації на основній частоті 50 Гц в однофазному резонансному перетворювачі з фазовим способом керування за результатами фізичного моделювання зазначеного перетворювача. Розглянуто напівпровідниковий резонансний перетворювач з фазовим способом керування, розроблено методика розрахунку основних параметрів перетворювача, а також побудовано алгоритм роботи мікропроцесорної системи керування. Для підтвердження отриманих результатів використано комп'ютерне та фізичне моделювання перетворювача.

Ключові слова: комп'ютерне моделювання, фізичне моделювання, напівпровідниковий резонансний перетворювач, фазовий спосіб керування, векторна діаграма, алгоритм, мікропроцесорна система керування.

PHYSICAL SIMULATION OF RESONANT SINGLE-PHASE SEMICONDUCTOR CONVERTERS WITH PHASE OPERATING METHODS

A. V. LOBKO

*Department of "Industrial and Biomedical Electronics", National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", Kharkov, UKRAINE
e-mail L.A.V.ua@yandex.ru*

ABSTRACT The article is devoted to the development of energy-efficient converter for advanced power systems. The main goal is to analyze the possibilities of providing the soft switching mode at the fundamental frequency of 50 Hz in single-phase resonant converter with phase control method using physical modeling results of converter which was mentioned. The major attention is paid to principles of phase control of single-phase resonant converter, the development of a methodology of calculation of the main parameters of the converter, its structure and the control algorithm for the microprocessor-based control system, which provides a soft switching mode using the principles of phase control method. The algorithm of microprocessor control systems of single-phase resonant converter that implements phase control method is discussed. The vector diagrams that explained the principle of determining the angle control necessary for automatic voltage regulation system at load are presented. It is shown that developed phase control method allowed to create a method by which were obtained analytical expressions, based on which have been calculated main parameters of single-phase resonant converter with phase control method. Block diagram of the converter, main blocks description and the relationship between them are presented. The results of computer simulation and verification of their adequacy using a physical model of the converter were performed. The conclusions about the possibilities of providing the soft switching mode at the fundamental frequency of 50 Hz in converter with phase control method in various modes are suggested. These conclusions are supported by the experimental data.

Keywords: computer modeling, physical modeling, semiconductor resonant converter, phase control method, vector diagram, algorithm, microprocessor control system.

Вступ

Брак енергоресурсів підштовхнув світову наукову спільноту не тільки до пошуку нових джерел енергії, але й до оптимізації її використання. Нові системи інтелектуальних мереж (Smart Grid) дозволяють не тільки більш ефективно розподіляти електроенергію між споживачами, але ще й підключати до мережі генератори відновлюваної електроенергії. Розвитком Smart Grid є система FREEDM [1], яка має в своєму складі лінію постійної напруги. В продовж останніх років ця система мала активний розвиток, були досягненні значні успіхи,

проте енергоефективність перетворювачів, що забезпечують роботу системи, є недостатньо високою [1] і залишається відкритим питання поліпшення їх енергетичних показників.

М'яка комутація дозволяє суттєво зменшити динамічні втрати в силових напівпровідникових перетворювачах. На даний час відомо багато резонансних перетворювачів які можуть забезпечити м'яку комутацію. В [2] приводиться класифікація резонансних DC-AC перетворювачів, в [3, 4] розглядається LLC резонансний перетворювач з м'якою комутацією, а в [5] запропоновано трифазний перетворювач з послідовним резонансним фільтром

та м'якою комутацією. Резонансні перетворювачі використовуються також і в перспективних системах електропостачання. Наприклад в [6] розглядається LLC резонансний перетворювач з м'якою комутацією для підключення фото генераторів в системі FREEDM. В розглянутих роботах в основі системи керування лежить принцип керування на основі широтно-імпульсної модуляції на високій частоті.

Розглянута в [7] ідея випрямляча з резонансним послідовним фільтром, що працює на частотах промислової мережі, набула подальшого розвитку в [8, 9], де розглядаються резонансні перетворювачі з фазовим способом керування, аналізуються їх статичні і динамічні характеристики. В цих роботах показано, що з енергетичної точки зору в перспективних системах електропостачання є ефективним застосування перетворювачів з м'якою комутацією, яка забезпечується використанням резонансного фільтра на стороні змінного струму, що дозволить знизити потужність втрат в динамічному режимі і поліпшити використання напівпровідникових ключів. Підтвердження результатів математичного моделювання в [7 - 9] за допомогою фізичного експерименту є актуальним завданням.

Мета роботи

Метою статті є аналіз можливостей забезпечення режиму м'якої комутації на основній частоті 50 Гц в однофазному резонансному перетворювачі з фазовим способом керування за результатами фізичного моделювання зазначеного перетворювача.

Для досягнення поставленої мети в статті розглянуті принципи фазового керування однофазним резонансним перетворювачем, його структура та алгоритм керування, який забезпечив режим м'якої комутації використовуючи принципи фазового способу керування. Для підтвердження теоретичних висновків порівняні характеристики отримані шляхом комп'ютерного моделювання та експериментальних досліджень фізичної моделі зазначеного перетворювача.

Викладення основного матеріалу

Схема перетворювача, який узгоджує лінію змінної високої напруги з лінією постійної напруги наведена на рис. 1. До лінії постійної напруги можуть бути підключеними як навантаження, так і система розподілених генераторів та накопичувачів електричної енергії. При передачі енергії з мережі в навантаження перетворювач діє як випрямляч, а при зворотному напрямку потоку енергії, тобто від розподілених генераторів в мережу - як інвертор напруги [7]. Ключі комутатора керуються таким чином, щоб сформувати на стороні змінної напруги

комутатора змінну напругу прямокутної форми з частотою мережі f (основною частотою).

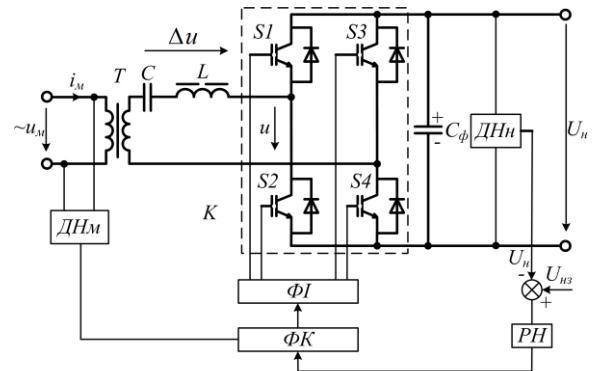


Рис. 1 – Схема однофазного резонансного напівпровідникового перетворювача з фазовим способом керування з його системою регулювання.

На схемі рис. 1 позначено: u_m - змінна напруга мережі живлення; u - напруга на комутаторі; U_n - напруга навантаження; U_{nz} - напруга завдання навантаження; K - комутатор; C та L - конденсатор та дросель послідовного фільтра; C_ϕ - конденсатор фільтру навантаження; $ДНн$ і $ДНм$ - датчики напруги мережі та навантаження; $РН$ - регулятор напруги; $ФК$ - фазовий контролер; $ФІ$ - формувач імпульсів.

У першому (базисному) наближенні вхідний фільтр налаштований на резонанс на частоті мережі

$$\omega L_\sigma = 1/(\omega C_\sigma) = X = X^* R_N, R_N = U_m / I_m \quad (1)$$

де $\omega = 2\pi f$; L_σ і C_σ - базисні значення індуктивності і ємності; X^* - відносний реактивний опір контуру в базовому режимі, який, згідно рекомендації [7], доцільно прийняти рівним одиниці; R_N - опір номінального навантаження приведений до входу комутатора, який визначається як відношення перших гармонік номінального напруги і струму. При цьому, амплітудне значення U_m першої гармоніки вхідної напруги пов'язане з вихідною напругою U_n і потужністю перетворювача P_H рівностями

$$U_m = 4/\pi \cdot U_n, P_H = 1/2 \cdot U_m I_m \quad (2)$$

Як показано в [10] при базисному режимі роботи існує жорсткий зв'язок між вхідною і вихідною напругою, і немає можливостей для регулювання струму або напруги навантаження.

При фазовому керуванні використано розстроєння резонансу, при якому індуктивність та ємність LC - фільтра обрані так, що індуктивний опір на основній частоті більший порівняно з ємнісним опором і їх різниця ΔX має порядок 0.1-0.2 від X . Завдяки тому, що індуктивний та ємнісний опори мають різні знаки, повний реактивний опір ΔX LC -фільтра є позитивним (індуктивним).

$$\Delta X = |\omega L - 1/(\omega C)|, L = (1 + \delta)L_0, C = (1 + \delta)C_0, \quad (3)$$

де δ - глибина розстроєння резонансу по відношенню до базисних значень (1).

Діаграми рис. 2 пояснюють принцип фазового керування. Вектори позначені символами діючих значень перших гармонік напруг і струмів.

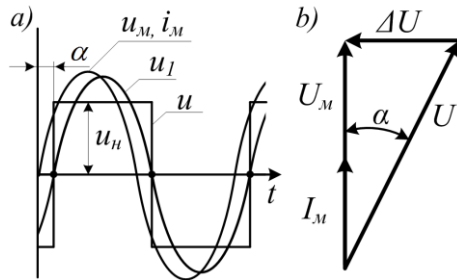


Рис. 2 – Принцип фазового керування

Системою керування комутатора можна повернути вектор напруги на боці змінного струму силового напівпровідникового комутатора U щодо вектора напруга мережі U_m на заданий кут керування α . Завдяки цьому різниця напруга ΔU зсунута відносно напруги мережі змінного струму на кут, який при малому α наближається до $\pi/2$. Тому струм перетворювача I_m приблизно співпадає за фазою з напругою мережі, або має, в залежності від знаку кута керування, протилежний напрямок. Отже, зміною кута керування можна регулювати потік потужності, а зміною знака кута керування - напрямком цього потоку. У граничному режимі, при $\alpha=0$, обміну енергією між мережею і навантаженням немає. Таким чином, фазове керування по даному принципу забезпечує двосторонній регульований обмін енергією між мережею і навантаженням з розподіленими генераторами електроенергії без генерації реактивної потужності в мережі.

Комп'ютерне та фізичне моделювання однофазного резонансного перетворювача з використанням запропонованого фазового способу керування з м'якою комутацією на основній частоті мережі живлення 50 Гц було виконано в режимі випрямляча на прикладі низьковольтного (порядку 33 В) та малопотужного (порядку 20 Вт) макета перетворювача схема якого наведена на рис. 1. Щоб макет добре моделював процеси реальних високопотужних високовольтних перетворювачів була дотримана вимога що до високої добротності дроселя. На рис. 3 приведена структурна схема однофазного резонансного перетворювача з фазовим способом керування.

На схемі рис. 3 позначено: *МЖ* - мережа живлення змінної напруги, *РПФ* - резонансний послідовний фільтр, *К* - комутатор, *ФН* - фільтр навантаження, *Н* - навантаження, *Д «0»* - датчик «0» напруги мережі, *БЖ* - блок живлення, *Д* - драйвери

ключів комутатора, *НЗН* - напруга завдання навантаження, *ДНН* - датчик напруги навантаження, *РМП* - розрахунок моментів перемикачів, *ФКС* - формування керуючих сигналів, *ВПНН* - визначення помилки напруги навантаження, *ВКК* - визначення кута керування, *РН* - регулятор напруги. Згідно структурної схеми рис. 3 комутатор приєднується до мережі живлення змінної напруги з частотою 50 Гц через резонансний послідовний фільтр. Після комутатора підключено фільтр навантаження та навантаження. Вихідні сигнали датчика нуля напруги (датчик «0»), що визначає момент переходу напруги в мережі через нульове значення, та датчика напруги на навантаженні поступають до системи керування перетворювачем, де вони оброблюються згідно алгоритму мікропроцесором, який формує керуючі сигнали для перемикачів, що поступають на драйвери ключів перетворювача.

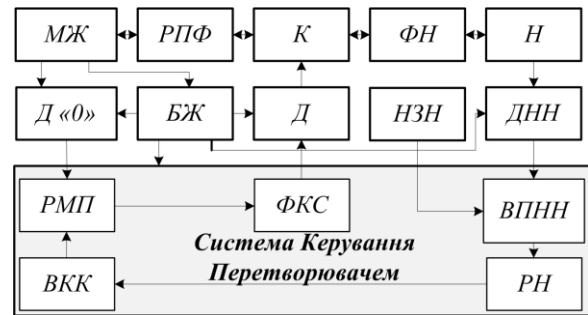


Рис. 3 – Структурна схема однофазного резонансного перетворювача з фазовим способом керування.

Завдання системи керування полягає в підтриманні незмінною напруги на навантаженні при відхиленні напруги мережі від номінального значення. З векторної діаграми рис. 2, *b* видно, що для підтримання $U = const$ при зміні U_m , має змінюватись ΔU та кут керування α . Розстроєний послідовний резонансний фільтр має на основній частоті f результуючий опір індуктивного характеру, в наслідок чого при проходженні струму виникає падіння напруги ΔU . При цьому з рис. 2, *b*

$$\Delta U / U_m = \operatorname{tg} \alpha, \quad \alpha = \operatorname{arctg}(\Delta U / U_m). \quad (4)$$

Здвигавши по фазі момент комутації комутатора, тобто змінюючи кут керування α , можна регулювати струм, що тече крізь послідовний фільтр, та падіння напруги ΔU на ньому. Таким чином, для підтримання напруги на навантаженні слід для синхронізації з мережею визначати нуль напруги, опираючись на поточне значення напруги на навантаженні та напруги завдання визначити за допомогою регулятора напруги необхідне значення ΔU і за допомогою (5) розрахувати кут керування, що забезпечить потрібний фазовий зсув моменту комутації комутатора.

Мікропроцесорна системи керування повинна генерувати керуючі сигнали для перемикання напівпровідникових ключів перетворювача за допомогою фазового способу керування. Для цього вона повинна за допомогою отриманих сигналів від датчиків напруги навантаження та датчика «0» виконати розрахунки і в результаті визначити момент часу, в який має відбутись наступне перемикання ключів, з послідовним генеруванням в визначений момент часу керуючих сигналів.

Алгоритм роботи мікропроцесорної системи наведено на рис. 4.

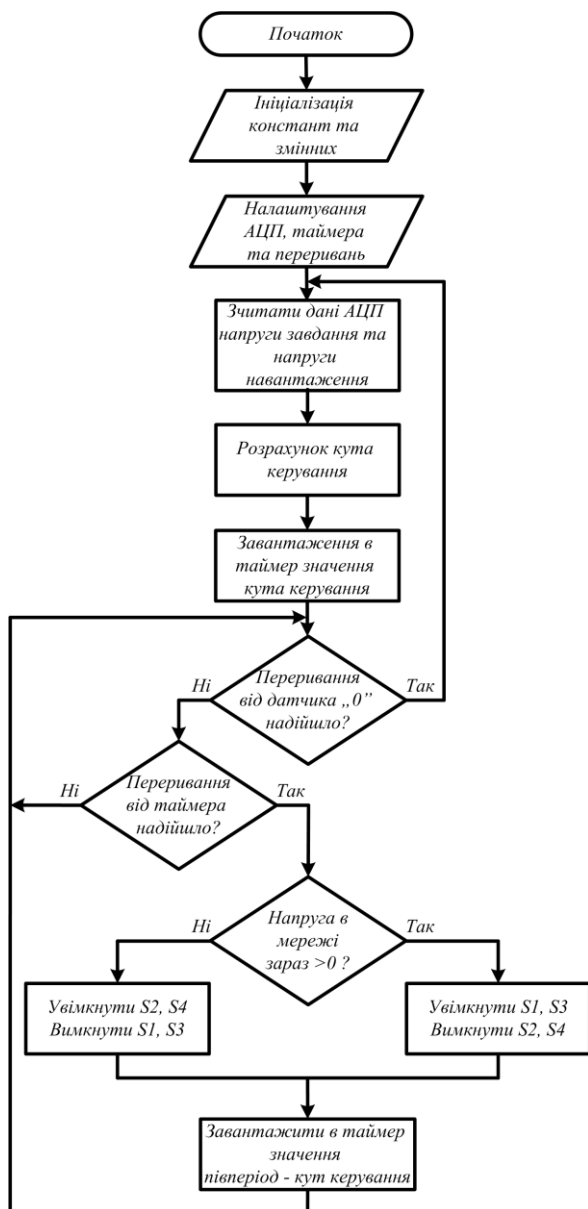


Рис. 4 – Алгоритм роботи мікропроцесорної системи керування

Алгоритм роботи складається з наступних дій. При увімкненні мікропроцесорної системи першою чергою відбувається ініціалізація констант та змінних, перше налаштування таймера, АЦП, зовнішніх

переривань. Далі очікується зовнішнє переривання по сигналу з датчика «0» напруги мережі. При надходженні цього переривання в таймер записується нове значення, що відповідає куту керування α , вираженому в мікросекундах. Після відпрацювання цього часу таймером генерується переривання під час якого видаються керуючі сигнали для ключів та записуються в таймер нове значення, що дорівнює різниці між довжиною півперіоду мережі живлення та кута керування α . Після відпрацювання цього часу мало б знову генеруватися таймером переривання та перезаписатись у таймер нове значення кута керування α . Але в цей час має вже відбутись зовнішнє переривання по сигналу з датчика «0» напруги мережі.

Метою такого «дублювання» є захист з одного боку від раптових зовнішніх перешкод, що завадять спрацюванню датчика «0» напруги мережі. Переривання від таймера виконує функцію аварійної синхронізації і не дає мікропроцесору втратити чергові керуючі сигнали. Якщо у випадку помилки не відбулося переривання від датчика «0», перезапис значення кута керування α відбувається завдяки перериванню від таймера. Зовнішнє переривання від датчика «0» напруги мережі постійно корегує і синхронізує таймер з мережею живлення мінімізуючи похибку. В час між перериваннями мікропроцесорна система знімає значення з каналів АЦП та виконує розрахунки. Імпульсні діаграми роботи мікропроцесорної системи керування наведені на рис. 5. Також проілюстровано зміну значення кута керування α зі значення α_1 на α_2 .

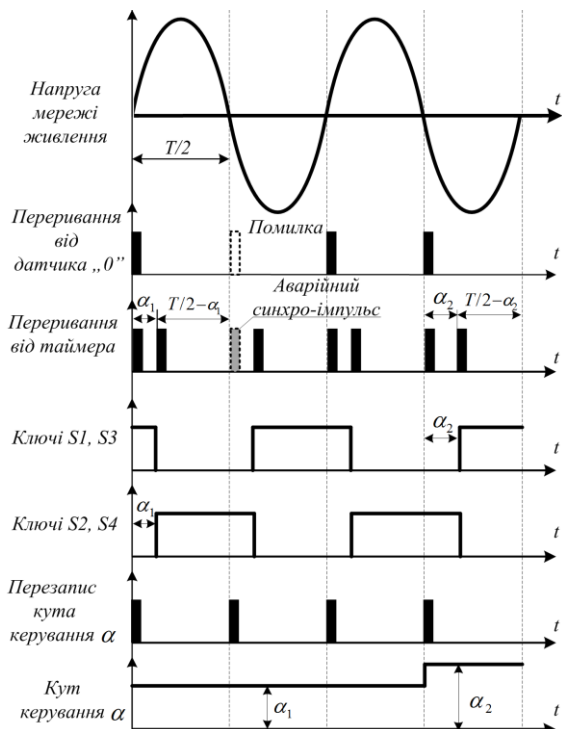


Рис. 5 – Імпульсні діаграми роботи мікропроцесорної системи керування

Обговорення результатів

Комп'ютерне моделювання перетворювача виконано в пакеті Matlab+Simulink. Силова схема Matlab-моделі перетворювача рис. 6 складається з блоків: u_s , що моделює мережу змінної напруги; LC - послідовний резонансний контур, а також активний опір дроселя та проводів; K - силовий комутатор; C_d - ємність фільтра навантаження; R_d - активний опір навантаження. Система керування має в своєму складі блоки: U_d3 - завдання напруги на навантаженні; PID Controller - ПІ регулятор; та формувач керуючих імпульсів. Формувач керуючих імпульсів в свою чергу має: фазовий контролер з подовжньою $x_{пов}$ і поперечною $x_{поп}$ складовими сигналами завдання; блок $Sign$, що знаходить функцію знака від сигналу завдання, що поступає від блоку Sum ; вузли перетворення знакозмінних керуючих імпульсів в знакопостійні (Abs та $Abs1$); мультиплексор Mux для формування векторного керуючого сигналу для блоку силового комутатора K . Крім того міститься також блок $alfa$, що дозволяє отримати значення кута керування, а також ряд вимірювальних пристроїв очевидного призначення.

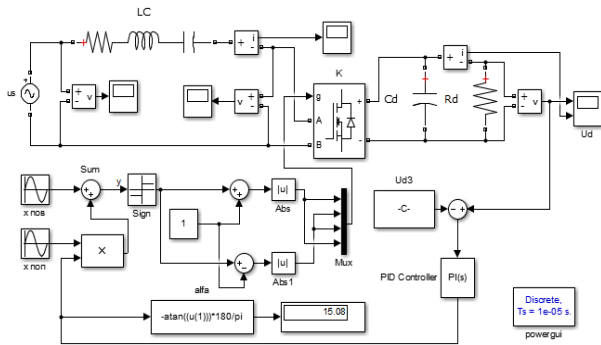


Рис. 6 – Моделювання однофазного резонансного перетворювача в пакеті Matlab+Simulink.

При моделюванні визначення кута керування відбувається наступним чином. Поздовжня і поперечна складові сигналу завдання [8] зсунуті між собою на кут $\pi/2$, поздовжня складова має одиничну амплітуду, а поперечна, що надходить від регулятора напруги навантаження, має змінну амплітуду від нуля до одиниці. В момент часу, коли поздовжня і поперечна складові компенсують одна одну знаходиться точка перетину результуючого сигналу з нулем, в якій має відбутись комутація.

Фізичне моделювання однофазного резонансного перетворювача дозволяє підтвердити адекватність комп'ютерної моделі однофазного резонансного перетворювача порівнюючи отримані осцилограми з Matlab-моделі та зняті з фізичної моделі. Моделювання виконувалось при такому завданні кута керування α , щоб комутація відбувалась при нульовому струмі. На рис. 6 видно, що таким кутом є приблизно 15 електричних градусів. На рис. 7

приведені осцилограми напруги мережі u_M , напруги перед комутатором u та струму мережі i_M отримані на Matlab-моделі, а на рис. 8 показані осцилограми, отримані з фізичної моделі. Порівнюючи ці осцилограми можна відзначити, що дійсно характеристики отримані за допомогою комп'ютерного моделювання достатньо точно співпадають з характеристиками отриманими з фізичної моделі. На рис. 8,а видно, що кут керування α дійсно складає приблизно 15 електричних градусів, а на рис. 8,б, що комутація ключів відбувається при нульовому значенні струму. Отримані результати підтверджують адекватність запропонованих в [8, 9] аналітичних виразів для визначення основних параметрів однофазного резонансного перетворювача з фазовим способом керування.

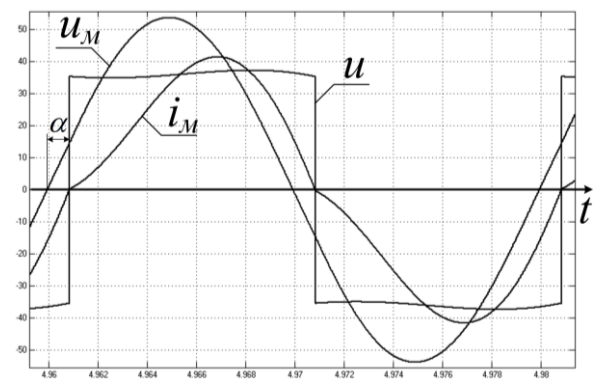
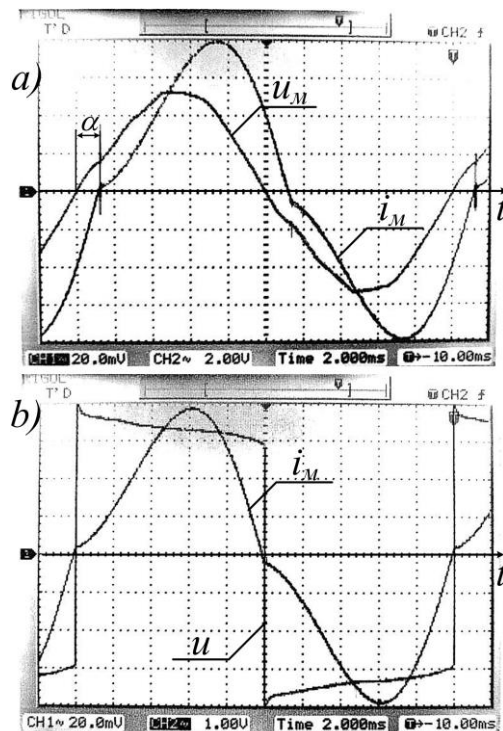


Рис. 7 – Осцилограми струму мережі i_M , напруги мережі u_M та напруги перед комутатором u отримані на Matlab моделі (1 клітинка дорівнює 10 В та 100 мА)



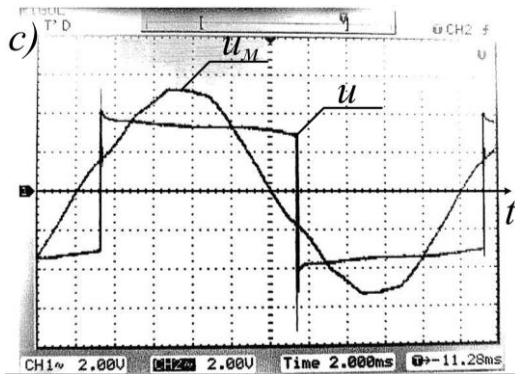


Рис. 8 – Осцилограми струму мережі i_M , напруги перед комутатором u та напруги мережі u_M (1 клітинка дорівнює 200 мА та 20 В (а, с), 10 В (b))

На рис. 9-10 показані осцилограми напруги на навантаженні та струму навантаження отримані з Matlab-моделі та фізичної моделі. Аналіз результатів підтверджує адекватність комп'ютерного моделювання.

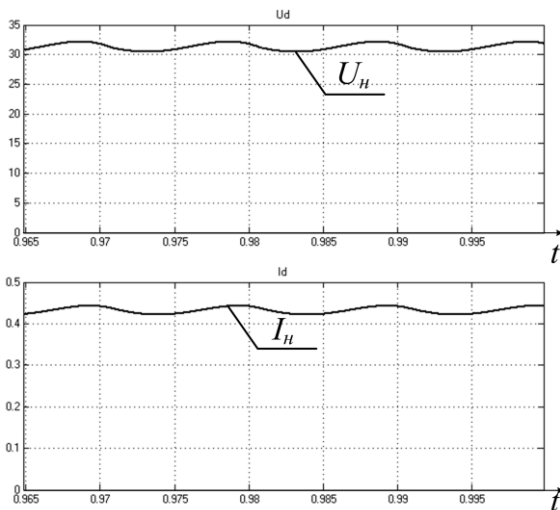


Рис. 9 – Осцилограми напруги навантаження U_n та струму навантаження I_n отримані на Matlab моделі (1 клітинка дорівнює 5В та 100 мА)

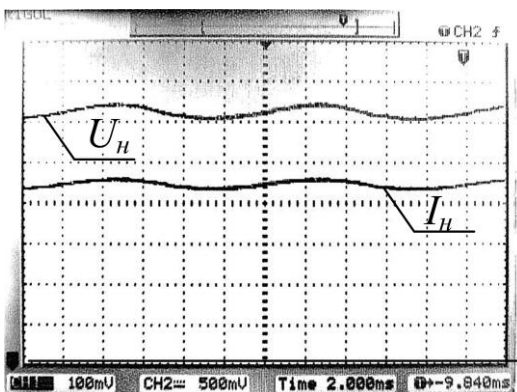


Рис. 10 – Осцилограми напруги навантаження U_n та струму навантаження I_n (1 клітинка дорівнює 5 В та 100 мА)

Як відомо, відхилення напруги в мережі може скласти $\pm 10\%$. При цих відхиленнях перетворювач має працювати забезпечуючи не змінність напруги на навантаженні. При фізичному моделюванні напруга живлення змінювалась в діапазоні $\pm 15\%$, тому таке саме відхилення приймалося і в комп'ютерному моделюванні.

На рис. 11 показані осцилограми струму мережі i_M , напруги мережі u_M та напруги перед комутатором u при збільшенні і зменшенні напруги живлення на 15% отримані за допомогою Matlab моделі. Аналогічно на рис. 12 приведені осцилограми струму мережі i_M та напруги перед комутатором u з фізичної моделі. Регулятор напруги навантаження було налаштовано на напругу, при якій при номінальному значенні напруги живлення відбувається м'яка комутація.

З рис. 11-12 видно, що при відхиленні напруги мережі порушується налаштування на режим комутації в нулях струму. Це збільшує динамічні втрати, проте завдяки лише одній комутації за період в порівнянні з широтно-імпульсним способом керування [1] динамічні втрати є меншими.

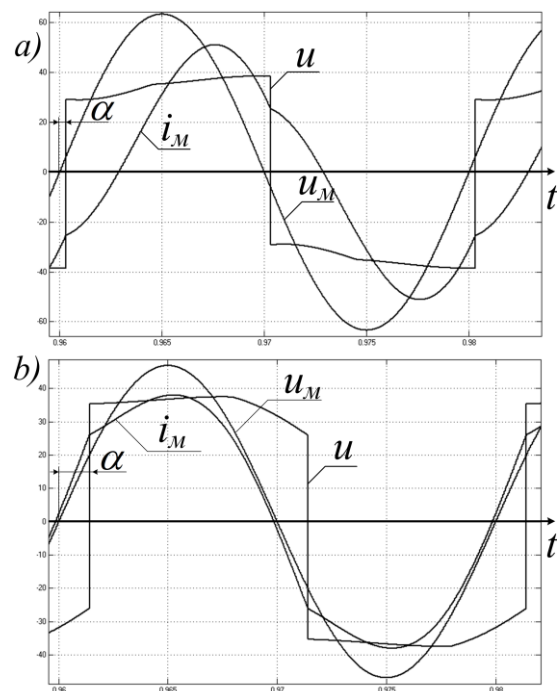


Рис. 11 – Осцилограми струму мережі i_M , напруги мережі u_M та напруги перед комутатором u при збільшенні (а) та зменшенні (b) напруги живлення на 15% отримані на Matlab моделі (1 клітинка дорівнює 20 В та 200 мА для (а), і 10 В та 100 мА для (b))

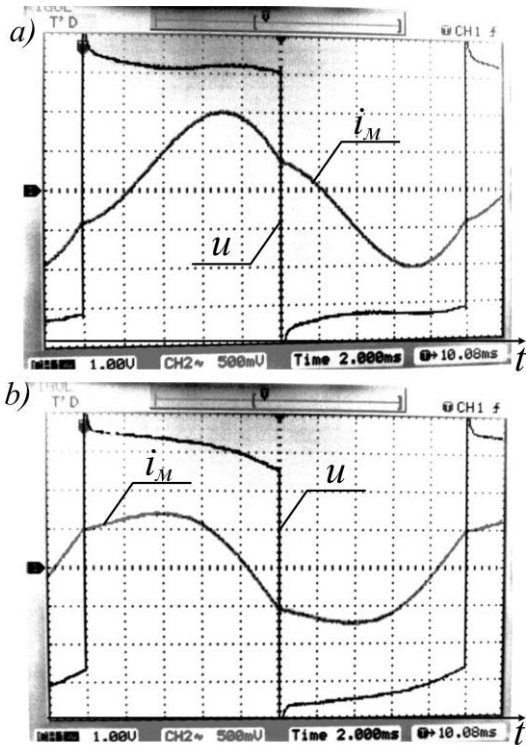


Рис. 12 – Осцилограми струму мережі i_M та напруги перед комутатором u при збільшенні (а) та зменшенні (б) напруги живлення на 15% (1 клітинка дорівнює 10 В та 500 мА)

Вплив відхилення напруги в мережі на струм навантаження змодельований на комп'ютерній моделі проілюстровано на рис. 13, а на рис. 14 – на фізичній моделі.

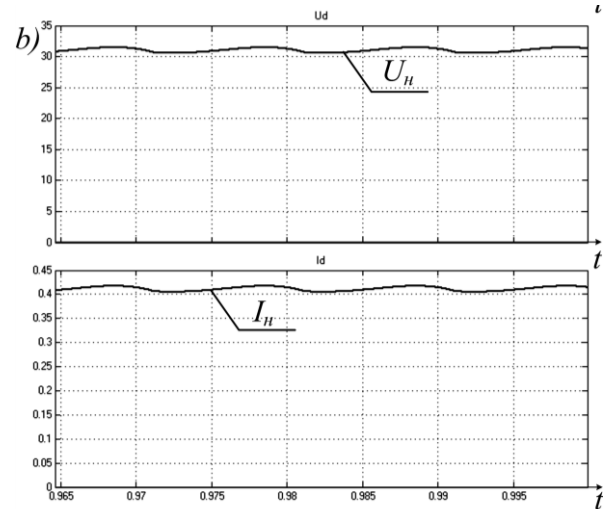
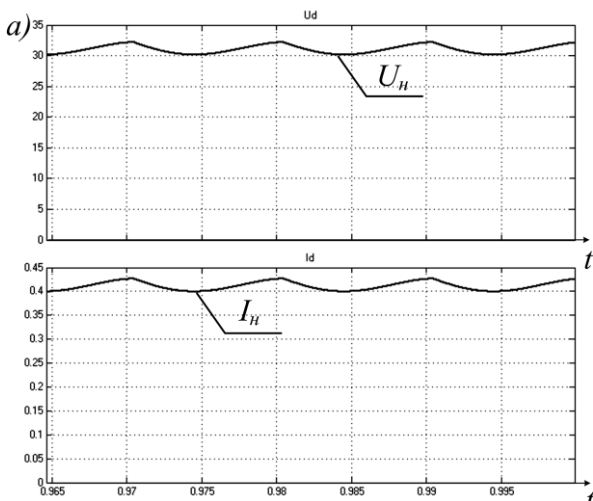


Рис. 13 – Осцилограми напруги навантаження U_H та струму навантаження I_H при збільшенні (а) та зменшенні (б) напруги живлення на 15% отримані на Matlab моделі (1 клітинка дорівнює 5 В та 50 мА)

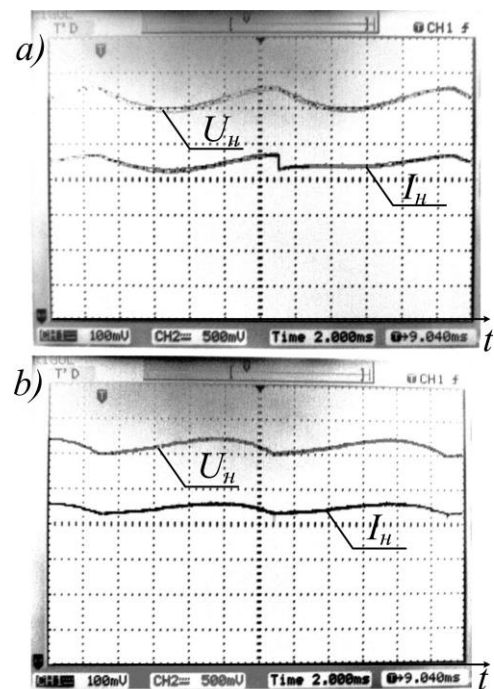


Рис. 14 – Осцилограми напруги навантаження U_H та струму навантаження I_H при збільшенні (а) та зменшенні (б) напруги живлення на 15% (1 клітинка дорівнює 5 В та 100 мА)

Аналіз осцилограм комп'ютерного та фізичного моделювання рис. 8-15 свідчить про те, що фазовий спосіб керування резонансним однофазним перетворювачем дозволяє підтримувати незмінною напругу навантаження при діапазоні збурень напруги в мережі живлення $\pm 15\%$. Проте, при цьому порушується м'яка комутація ключів перетворювача,

що негативно впливає на енергетичні показники перетворювача.

Висновки

1. Запропоновано фазовий спосіб керування оборотними резонансними перетворювачами з м'якою комутацією на основній частоті 50 Гц, який заснований на симетричному розстроєний резонансу з введенням регульованого фазового зсуву між напругами на вході силового напівпровідникового комутатора і мережі живлення змінного струму.

2. Однофазний резонансний перетворювач з фазовим способом керування дозволяє отримати м'яку комутацію ключів комутатора при номінальній напрузі мережі живлення, проте, при відхиленні напруги в мережі м'яка комутація втрачається.

3. Фазовий спосіб керування однофазним резонансним перетворювачем дозволяє підтримувати незмінною напругу на навантаженні при відхиленні напруги в мережі в діапазоні $\pm 15\%$.

Список літератури

- 1 **Huang, A. Q.** The future renewable electric energy delivery and management (FREEDM) system: the energy internet / **A. Q. Huang, M. L. Crow, G. T. Heydt, J. P. Zheng, S. J. Dale** // *Proceedings of the IEEE*. - 2011. - Т. 99 №1. - P. 133-148. - doi:10.1109/JPROC.2010.2081330.
- 2 **Panda, B.** Soft-switching DC-AC converters: a brief literature review / **B. Panda, D. P. Bagarty, S. Behera** // *Int. J. Eng. Sci. Technol.* - 2010. - №2. - P. 7004-7020.
- 3 **Kasper, M.** PV panel-integrated high step-up high efficiency isolated GaN DC-DC boost converter / **M. Kasper, M. Ritz, D. Bortis, J. W. Kolar** // *Telecommunications Energy Conference 'Smart Power and Efficiency' (INTELEC), Proceedings of 2013 35th International*. -2013. - P. 1-7.
- 4 **Lu, B.** Optimal design methodology for LLC resonant converter / **B. Lu, W. Liu, Y. Liang, F. C. Lee, J. D. Van Wyk** // *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC'06. Twenty-First Annual IEEE. IEEE*. - 2006. - P. 533-538. - doi:10.1109/APEC.2006.1620590.
- 5 **Li, Y. P.** IGBT device application aspects for 50-kW zero-current-transition inverters / **Y. P. Li, F. C. Lee, D. Boroyevich** // *Industry Applications, IEEE Transactions on*. - 2004. - Т.40 №4. - P. 1039-1048. - doi:10.1109/APEC.2003.1179262.
- 6 **Liang, Z.** A high-efficiency PV module-integrated DC/DC converter for PV energy harvest in FREEDM systems / **Z. Liang, R. Guo, J. Li, A. Q. Huang** // *Power Electronics, IEEE Transactions on*. - 2011. - Т.26 №3. - P. 897-909. - doi:10.1109/TPEL.2011.2107581.
- 7 **Sokol, E. I.** Rectifiers with a combined filtration of primary current for high-frequency power systems / **E. I. Sokol, Yu. P. Goncharov, A. V. Eresko, V. V. Ivakhno, S. Yu. Krivosheev, V. V. Zamaruev, A. V. Lobko, Yu. S. Voytovich** // *Compatibility and Power Electronics (CPE), 2013 8th International Conference on. IEEE*. - 2013. - P. 316-319. - doi:10.1109/CPE.2013.6601176.

- 8 **Сокол, Є. І.** Однофазні резонансні перетворювачі з фазовим керуванням та м'якою комутацією на підвищеній основній частоті для електричних систем з накопичувачами енергії / **Є. І. Сокол, Ю. П. Гончаров, В. В. Замаруєв, В. В. Івахно, С. Ю. Кривошеєв, Б. О. Стисло, А. В. Лобко, М. О. Бобров** // *Енергосбереження. Енергетика. Енергоаудит. Спеціальний випуск*. - 2014. -Т 1 №9(128). - С. 45-52.
- 9 **Сокол, Є. І.** Трифазні резонансні перетворювачі з фазовим керуванням та м'якою комутацією на основній частоті 50 Гц для перспективних систем електропостачання / **Є. І. Сокол, Ю. П. Гончаров, О. В. Єреско, В. В. Замаруєв, В. В. Івахно, С. Ю. Кривошеєв, А. В. Лобко, Б. О. Стисло, С. В. Бобровський** // *Енергосбереження. Енергетика. Енергоаудит. Спеціальний випуск*. - 2014. - Т 1 №9(128). - С. 160-167.
- 10 **Schröder, D.** Leistungselektronische Schaltungen // *Springer*. -2008. - doi:10.1007/978-3-642-30104-9.

Bibliography (transliterated)

- 1 **Huang, A. Q., Crow, M. L., Heydt, G. T., Zheng J. P., Dale, S. J.** The future renewable electric energy delivery and management (FREEDM) system: the energy internet. *Proceedings of the IEEE*, 2011, **99**(1), 133-148, doi:10.1109/JPROC.2010.2081330.
- 2 **Panda, B., Bagarty, D. P., Behera, S.** Soft-switching DC-AC converters: a brief literature review. *Int. J. Eng. Sci. Technol*, 2010, **2**, 7004-7020.
- 3 **Kasper, M., Ritz, M., Bortis, D., Kolar, J. W.** PV panel-integrated high step-up high efficiency isolated GaN DC-DC boost converter. *Telecommunications Energy Conference 'Smart Power and Efficiency' (INTELEC), Proceedings of 2013 35th International*, 2013, 1-7.
- 4 **Lu, B., Liu, W., Liang, Y., Lee, F. C., Van Wyk, J. D.** Optimal design methodology for LLC resonant converter. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC'06. Twenty-First Annual IEEE. IEEE*, 2006, 533-538, doi:10.1109/APEC.2006.1620590.
- 5 **Li, Y. P., Lee, F. C., Boroyevich, D.** IGBT device application aspects for 50-kW zero-current-transition inverters. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 2004, **40**(4), 1039-1048, doi:10.1109/APEC.2003.1179262.
- 6 **Liang, Z., Guo, R., Li, J., Huang, A. Q.** A high-efficiency PV module-integrated DC/DC converter for PV energy harvest in FREEDM systems. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2011, **26**(3), 897-909, doi:10.1109/TPEL.2011.2107581.
- 7 **Sokol, E. I., Goncharov, Yu. P., Eresko, A. V., Ivakhno, V. V., Krivosheev, S. Yu., Zamaruev, V. V., Lobko, A. V., Voytovich, Yu. S.** Rectifiers with a combined filtration of primary current for high-frequency power systems. *Compatibility and Power Electronics (CPE), 2013 8th International Conference on. IEEE*, 2013, 316-319, doi:10.1109/CPE.2013.6601176.
- 8 **Sokol, Ye. I., Goncharov, Yu. P., Zamaruev, V. V., Ivakhno, V. V., Kryvosheev, S. Yu., Styslo, B. O., Lobko, A. V., Bobrov, M. O.** Odnofazni rezonansni peretvoryuvachi z fazovim keruvanniam ta m'yakoyu komutatsieyu na pidvishcheniy osnovniy chastoti dlya elektrichnikh sistem z nakopichuvachami energii [Single-phase resonance converter with soft-switching phase control on increased basic frequency for electric systems with energy storage]. *Energoberezhennie. Energetika*.

- Energoaudit. Spetsial'nyy vypusk [Energy saving. Power engineering. Energy audit. Special issue]*, 2014, **1**(9), 45-52.
- 9 **Sokol, Ye. I., Goncharov, Yu. P., Yeresko, O. V., Zamaruiev, V. V., Ivakhno, V. V., Kryvosheev, S. Yu., Lobko, A. V., Styslo, B. O., Bobrovsky, S. V.** Trifazni rezonansni peretvoryuvachi z fazovim keruvannyam ta m'yakoyu komutatsieyu na osnovniy chastoti 50 Gts dlya perspektivnikh sistem elektropostachannya [Three phase resonant converters with phase control and soft switching at the fundamental frequency of 50 Hz for advanced power systems]. *Energoberezhenie. Energetika. Energoaudit. Spetsial'nyy vypusk [Energy saving. Power engineering. Energy audit. Special issue]*, 2014, **1**(9), 160-167.
- 10 **Schröder, D.** Leistungselektronische Schaltungen. *Springer*, 2008, doi:10.1007/978-3-642-30104-9.

Відомості об авторах (About authors)

Лобко Андрій Валерійович – викладач-стажист, кафедра «Промислова та біомедична електроніка», Національний технічний університет «Харківський Політехнічний Інститут», м. Харків, Україна, e-mail: L.A.V.ua@yandex.ru.

Lobko Andrey Valerievich – teacher-trainee at the Department of «Industrial and biomedical electronics», National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", e-mail: L.A.V.ua@yandex.ru.

Будь ласка посилайтеся на цю статтю наступним чином:

Лобко, А. В. Фізичне моделювання однофазного резонансного напівпровідникового перетворювача з фазовим способом керування // *Вісник НТУ «ХПІ», Серія: Нові рішення в сучасних технологіях.* – Харків: НТУ «ХПІ». – 2016. – № 12 (1184). – С. 47-55. – doi:10.20998/2413-4295.2016.12.07.

Please cite this article as:

Lobko, A. V. Physical simulation of resonant single-phase semiconductor converters with phase operating methods. *Bulletin of NTU "KhPI". Series: New solutions in modern technologies.* – Kharkiv: NTU "KhPI", 2016, **12** (1184), 47-55, doi:10.20998/2413-4295.2016.12.07.

Пожалуйста ссылайтесь на эту статью следующим образом:

Лобко, А. В. Физическое моделирование однофазного резонансного полупроводникового преобразователей с фазовым способом управления // *Вестник НТУ «ХПИ», Серія: Новые решения в современных технологиях.* – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2016. – № 12 (1184). – С. 47-55. – doi:10.20998/2413-4295.2016.12.07.

АННОТАЦІЯ Целью статьи является анализ возможностей обеспечения режима мягкой коммутации на основной частоте 50 Гц в однофазном резонансном преобразователе с фазовым способом управления используя результаты физического моделирования указанного преобразователя. Рассмотрен полупроводниковый резонансный преобразователь с фазовым способом управления, была разработана методика расчета основных параметров преобразователя, а также построен алгоритм работы микропроцессорной системы управления. Для подтверждения полученных результатов использовано компьютерное и физическое моделирование преобразователя.

Ключевые слова: компьютерное моделирование, физическое моделирование, полупроводниковый резонансный преобразователь, фазовый способ управления, векторная диаграмма, алгоритм, микропроцессорная система управления.

Надійшла (received) 08.03.2016