

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ
І НАУКИ УКРАЇНИ

Національний технічний університет
«Харківський політехнічний інститут»

MINISTRY OF EDUCATION
AND SCIENCE OF UKRAINE

National Technical University
"Kharkiv Polytechnic Institute"

**Вісник Національного
технічного університету
«ХПІ». Серія: Нові рішення
в сучасних технологіях**

№ 26 (1302) 2018
Том 1

Збірник наукових праць

Видання засноване у 1961 р.

Харків
НТУ «ХПІ», 2018

**Bulletin of the National
Technical University
"KhPI". Series: New solutions
in modern technology**

No. 26 (1302) 2018
Volume 1

Collected Works

The edition was founded in 1961

Kharkiv
NTU "KhPI", 2018

Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях = Bulletin of the National Technical University "KhPI". Series: New solutions in modern technology : зб. наук. пр. / Нац. техн. ун-т «Харків. політехн. ін-т». – Харків : НТУ «ХПІ», 2018. – № 26 (1302) 2018. – Т. 1. – 186 с. – ISSN 2079-5459.

Журнал публікує наукові результати та досягнення мультидисциплінарних досліджень молодих науковців широкого профілю у сферах машинобудування, енергетики, технологій органічних і неорганічних речовин, екології, інформаційних технологій і систем управління, а також з фундаментальних аспектів сучасних технологій.

The journal publishes scientific results and accomplishments of multidisciplinary researches of young scientists of a wide profile in the field of machine building, energy, technologies of organic and inorganic substances, ecology, information technologies and control systems, as well as on the fundamental aspects of modern technologies.

Державне видання.

Свідоцтво Держкомітету з інформаційної політики України
КВ № 5256 від 2 липня 2001 року.

Мова статей – українська, російська, англійська.

Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях внесено до «Переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата наук», затвердженого Наказом МОН України № 1328 від 21.12.2015 р. «Про затвердження рішень Атестаційної колегії Міністерства щодо діяльності спеціалізованих вчених рад від 15 грудня 2015 року».

Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: «Нові рішення в сучасних технологіях» індексується в наукометричних базах даних Index Copernicus (Польща), OCLC WorldCat (США), Google Scholar; включений у світовий каталог періодичних видань бази даних Ulrich's Periodicals Directory (New Jersey, USA).

Офіційний сайт видання: <http://vestnik2079-5459.khpi.edu.ua/>

Засновник

Національний технічний університет
«Харківський політехнічний інститут»

Founder

National Technical University
"Kharkiv Polytechnic Institute"

Головний редактор

Сокол С. І., д-р техн. наук, чл.-кор. НАН України, НТУ «ХПІ», Україна

Заст. головного редактора

Марченко А. П., д-р техн. наук, проф., НТУ «ХПІ», Україна

Секретар

Горбунов К. О., доц., НТУ «ХПІ», Україна

Редакційна колегія серії

Відповідальний редактор:

Сокол С. І., д-р техн. наук, чл.-кор. НАН України, НТУ «ХПІ», Україна

Відповідальний секретар:

Томашевський Р. С., доц., НТУ «ХПІ», Україна

Меньшикова С. І., НТУ «ХПІ», Україна

Члени редколегії:

Брагіна Л. Л., проф., НТУ «ХПІ», Україна

Вехов С., Мерилендський університет, США

Гораш Є., проф., Університет Стратклайда, Великобританія

Данько В. Г., проф., НТУ «ХПІ», Україна

Долбня В. Т., проф., НТУ «ХПІ», Україна

Клепиков В. Б., проф., НТУ «ХПІ», Україна

Куліченко В. В., доц., НТУ «ХПІ», Україна

Ларін О. О., проф., НТУ «ХПІ», Україна

Львов Г. І., проф., НТУ «ХПІ», Україна

Мележик Є., Інститут фізики напівпровідників імені В. Є.

Лашкарьова НАНУ, Україна

Піментел С. Р., проф., Федеральний Університет Гояс,

Бразилія

Раскін Л. Г., проф., НТУ «ХПІ», Україна

Ситник Р. Д., проф., НТУ «ХПІ», Україна

Editor-in-chief

Sokol E. I., dr. tech. sc., member-cor. of National Academy of Sciences of Ukraine, NTU "KhPI", Ukraine

Deputy editor-in-chief

Marchenko A. P., dr. tech. sc., prof., NTU "KhPI", Ukraine

Secretary

Gorbunov K. O., docent, NTU "KhPI", Ukraine

Editorial staff

Associate editor:

Sokol E. I., dr. tech. sc., member-cor. of National Academy of Sciences of Ukraine, NTU "KhPI", Ukraine

Executive secretary:

Tomashevskiy R. S., docent, NTU "KhPI", Ukraine

Menshikova S. I., NTU "KhPI", Ukraine

Editorial staff members:

Bragina L. L., prof., NTU "KhPI", Ukraine

Vekhov Ye., University of Maryland, College Park, USA

Gorash Ye., prof., University of Strathclyde, UK

Danko V. G., prof., NTUU "KPI", Ukraine

Dolbnya V. T., prof., NTU "KhPI", Ukraine

Klepikov V. B., prof., NTU "KhPI", Ukraine

Kulichenko V. V., docent, NTU "KhPI", Ukraine

Larin A. A., prof., NTU "KhPI", Ukraine

Lvov G. I., prof., NTU "KhPI", Ukraine

Melezhyk Ye., V.E. Lashkaryov Institute of Semiconductor Physics

NAS of Ukraine, Kiev, Ukraine

Pimentel S., prof., Federal University of Goias, Brazil

Raskin L. G., prof., NTU "KhPI", Ukraine

Sytnik R. D., prof., NTU "KhPI", Ukraine

Рекомендовано до друку Вченою радою НТУ «ХПІ».

Протокол № 6 від 06 липня 2018 р.

УДК 378(091)(477.54)

doi:10.20998/2413-4295.2018.26.01

**УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКАЯ РАБОТА
И НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКАЯ ДЕЯТЕЛЬНОСТЬ
КАФЕДРЫ ПРОМЫШЛЕННОЙ И БИМЕДИЦИНСКОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ
НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА «ХПИ»
(к 55-летию со дня основания)**

Е. И. СОКОЛ, А. В. КИПЕНСКИЙ, С. Ю. КРИВОШЕЕВ*

кафедра промышленной и биомедицинской электроники Национального технического университета «Харьковский политехнический институт», г. Харьков, УКРАИНА

**email: serg@kpi.kharkov.ua*

АННОТАЦИЯ В 2018 году кафедра промышленной и биомедицинской электроники Национального технического университета «Харьковский политехнический институт» отмечает свое 55-летие. В работе приведены основные этапы развития электроники, кратко изложена история кафедры, показано ее место в структуре университета. Освещены основные принципы подготовки специалистов с высшим образованием по специальности «Электроника», которая на кафедре имеет две специализации: «Промышленная электроника» и «Биомедицинская электроника». Приведены результаты учебно-методической работы и научно-исследовательской деятельности сотрудников кафедры за последние пять лет.

Ключевые слова: кафедра промышленной и биомедицинской электроники; история; учебный процесс; методическая работа; подготовка специалистов с высшим образованием; научная деятельность.

**EDUCATIONAL-METHODOLOGICAL WORK AND SCIENTIFIC-RESEARCH
ACTIVITY OF THE DEPARTMENT OF INDUSTRIAL AND BIOMEDICAL
ELECTRONICS OF NATIONAL TECHNICAL UNIVERSITY "KhPI"
(to the 55th anniversary of the foundation)**

Y. SOKOL, A. KIPENSKYI, S. KRIVOSHEEV

Department of Industrial and Biomedical Electronics, National Technical University "Kharkov Polytechnic Institute", Kharkov, UKRAINE

ABSTRACT In 2018, the Department of Industrial and Biomedical Electronics of the National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute" celebrates its 55th anniversary. The paper shows the main stages of the development of electronics, summarizes the history of the department, shows its place in the structure of the university. The main principles of training specialists with higher education in the specialty "Electronics" are highlighted. This speciality has two specializations at the department: "Industrial Electronics" and "Biomedical Electronics". The results of the teaching and methodical work, as well as the research activities of the staff of the department for the last five years are presented.

Keywords: Department of Industrial and Biomedical Electronics; history; educational process; methodical work; training of specialists with higher education; scientific activity.

Введение

В самом общем случае электроника это наука о взаимодействии элементарных заряженных частиц с электромагнитными полями и методах создания электронных приборов и устройств, в которых это взаимодействие используется для приёма, передачи, обработки и хранения информации, а также для преобразования параметров электромагнитной энергии, автоматизации производственных процессов, контрольно-измерительной аппаратуры и др. [1].

Возникновению электроники предшествовало изобретение радио, представляющего собой разновидность беспроводной передачи информации,

при которой в качестве носителя информации используются радиоволны, свободно распространяемые в пространстве. Для реализации радиопередатчиков и радиоприемников потребовалась элементная база, созданием и изучением которой и занялась электроника. Элементная база первого поколения была основана на электронных лампах. Соответственно получила развитие вакуумная электроника. Её развитию способствовало также изобретение телевидения и радаров, которые нашли широкое применение во время Второй мировой войны. Недостатки электронных ламп (высокие массогабаритные показатели и большая потребляемая мощность)

стимулировали развитие твердотельной электроники и появлению первых полупроводниковых приборов – диодов и транзисторов.

Дальнейшее развитие электроники связано с появлением вычислительных машин – компьютеров. Первые компьютеры были реализованы на транзисторах и отличались большими размерами, высокой потребляемой мощностью, а также низкой надежностью (из-за большого количества элементов и соединений). Для решения этих проблем начали применять сначала микросборки, а затем и микросхемы. Число элементов в составе микросхем постепенно увеличивалось, стали появляться микропроцессоры. В настоящее время развитию электроники способствует появление сотовой связи, а также различных беспроводных устройств, навигаторов, коммуникаторов, планшетов и т. п.

Сегодня основными вехами в развитии электроники принято считать:

- изобретение А.С. Поповым радио (7 мая 1895 года), и начало использования радиоприёмников и радиопередатчиков;
- изобретение Ли де Форестом лампового триода – первого усилительного элемента;
- использование О.В. Лосевым полупроводникового элемента для усиления и генерации электрических сигналов;
- развитие твердотельной электроники;
- работы физиков А.И. Иоффе и В. Шоттки по использованию проводниковых и полупроводниковых элементов;
- изобретение в 1947 году Уильямом Шокли, Джоном Бардиным и Уолтером Браттейном полупроводникового триода – транзистора;
- создание интегральной микросхемы и последующее развитие микроэлектроники, основной области современной электроники;
- создание силовых полупроводниковых приборов и их эффективное использование для преобразования параметров электрической энергии;
- дальнейшая миниатюризация изделий электронной техники с переходом размеров элементов в нанодиапазон.

Бурное развитие электроники в XX веке способствовало ее широкому внедрению во все области деятельности человека, включая и промышленность. В этой связи в СССР возникла острая необходимость в специалистах соответствующего профиля. Курс лекций по дисциплине «Промышленная электроника» начал читаться во многих высших учебных заведениях страны вначале для студентов электротехнических специальностей, а впоследствии – практически для всех специальностей высших технических учебных заведений.

В Харьковском политехническом институте учебный процесс по дисциплине «Промышленная электроника» было поручено вести кафедре электрификации промышленных предприятий, на

которой эту работу возглавил талантливый педагог и исследователь Олег Алексеевич Маевский. Интенсивные научные исследования, завершившиеся защитами кандидатских диссертаций (В.Т. Долбня – 1959 г. и В.П. Бондаренко – 1960 г.), постоянное совершенствование и развитие учебного процесса позволили не только преподавать дисциплину «Промышленная электроника», но и начать обучение студентов по одноименной специальности [2].

Уже в 1961 г. ХПИ осуществил набор 25 студентов на первый курс дневного отделения и 25 – на вечернее отделение по данной специальности. В 1962 г. прием на дневное отделение был увеличен до 50 человек, а прием на вечернее отделение не изменился.

В связи с необходимостью ускоренной подготовки молодых специалистов по ряду специальностей новой техники, включая и промышленную электронику, Правительство СССР в 1962 г. издает специальное постановление. В сентябре 1962 г. из числа студентов различных специальностей, переведенных на третий курс, формируются две дополнительные группы по 25 человек для обучения по специальности «Промышленная электроника». Таким образом, в начале 1962/63 учебного года по специальности «Промышленная электроника» на дневном отделении уже обучалось 50 студентов на третьем курсе, 25 студентов – на втором, 50 – на первом, а также по 25 студентов на первом и втором курсах вечернего отделения.

Поскольку студентам третьего курса было необходимо преподавать дисциплины, которые как по своему содержанию, так и по объему значительно выходили за рамки общего курса промышленной электроники, остро встал вопрос о создании в ХПИ специальной кафедры. Проведение всей организационной работы по созданию новой кафедры было поручено Олегу Алексеевичу Маевскому, а также декану факультета автоматики и приборостроения, в состав которого входила кафедра электрификации промышленных предприятий, доценту Виктору Тимофеевичу Долбне.

История кафедры

09 октября 1963 г. по Харьковскому политехническому институту издается приказ, которым кафедра электрификации промышленных предприятий была разделена на две – кафедру с прежним названием и кафедру промышленной электроники. В состав новой кафедры вошли: доценты О.А. Маевский и В.Т. Долбня; старшие преподаватели Ю.А. Розанов, И.П. Архиреев, Е.А. Фесенко; ассистенты В.В. Губернаторова, В.Д. Земляков, Е.В. Линник; ст. лаборант Е.И. Кондратьева, механик В.М. Гоженко; лаборанты В.П. Дзюба и Н.А. Козлитин. Обязанности заведующего вновь созданной кафедрой были

возложены на доцента В.Т. Долбню. Доцент О.А. Маевский находился в то время в творческом отпуске для завершения работы над докторской диссертацией [3].

Несколькими днями позже по ХПИ вышел приказ, в соответствии с которым кафедры электрификации промышленных предприятий и промышленной электроники вместе со всем

контингентом студентов переводились на электромашиностроительный факультет. К этому моменту на кафедре промышленной электроники на дневном отделении обучалось 177 студентов и 80 студентов на вечернем отделении. Деканом электромашиностроительного факультета был назначен доцент В.Т. Долбня.



Рис. 1 – Коллектив кафедры «Промышленная электроника» в 1969 г.

В короткий срок преподавателями и сотрудниками кафедры промышленной электроники были подготовлены лекционные курсы и лабораторные практикумы по всем специальным дисциплинам учебного плана новой специальности. Лекционные курсы по преобразовательной технике читал доцент О.А. Маевский, по электронным цепям непрерывного и импульсного действия – доцент В.Т. Долбня, по физическим основам электроники и по ионным приборам – ст. преподаватель Ю.А. Розанов, по полупроводниковым приборам – ст. преподаватель И.П. Архиреев, по электронным приборам – ст. преподаватель Е.А. Фесенко. В последующем к подготовке специальных учебных дисциплин, изучаемых студентами на старших курсах, привлекались профессор В.П. Шипилло и аспиранты доцента О.А. Маевского – Ю.П. Гончаров, О.П. Котляров и другие.

С 01 сентября 1964 г., после возвращения из творческого отпуска, кафедру возглавил доцент О.А. Маевский. К концу 1966 г. он заканчивает работу над докторской диссертацией, которую защищает в мае следующего года, а вскоре получает и звание профессора.

В 1967 г. на электромашиностроительном факультете ХПИ создается Ученый совет по защите

кандидатских диссертаций с правом рассмотрения работ по ряду специальностей электротехнического и радиотехнического профилей, и в том числе по преобразовательной технике. Председателем совета утверждается декан факультета доцент В.Т. Долбня. Вскоре в этом совете защитили свои диссертационные работы аспиранты профессора О.А. Маевского: в 1968 г. – Ю.П. Гончаров и Ю.А. Розанов, в 1970 г. – О.И. Данилевич и О.П. Котляров.

После смерти профессора О.А. Маевского в 1971 г. заведующим кафедрой избирается доцент, а впоследствии профессор В.Т. Долбня, который занимает эту должность 18 лет до 1989 г.

В эти годы заканчивают и защищают свои диссертации еще пять аспирантов проф. О.А. Маевского в 1972 г. – В.Б. Клепиков (консультант доц. С.Н. Баженов), А.М. Семко (консультант доц. В.Т. Долбня), И.П. Архиреев (консультант доц. Ю.П. Гончаров), в 1973 году – Сунанто (консультант доц. Ю.А. Розанов), в 1974 – Е.А. Фесенко (консультант проф. В.П. Шипилло).

В 1974 г. В.Т. Долбню назначают проректором института, обязанности заведующего кафедрой исполняли доценты Ю.П. Гончаров и И.И. Чикотило.

В 1989 г. В.Т. Долбня в связи с достижением 65-летнего возраста оставляет работу заведующего

кафедрой промышленной электроники и с 01 сентября переходит на должность профессора кафедры электрификации промышленных предприятий. Заведующим кафедрой избирается доцент (затем профессор) Евгений Иванович Сокол.

С 1991 г. на кафедре начинается подготовка специалистов по биомедицинской электронике, сначала в рамках специализации «Электронные устройства медицинской и бытовой техники», а с 1998 г. – по специальности «Физическая и биомедицинская электроника». К моменту получения лицензии для подготовки специалистов по новой специальности на кафедре промышленной электроники была проведена значительная работа по составлению учебных планов и программ, по кадровому, материально-техническому и учебно-методическому обеспечению новой специальности. Основными исполнителями этой работы были заведующий кафедрой промышленной электроники проф. Е.И. Сокол, доценты И.П. Архиреев и А.В. Кипенский. Первые курсы лекций по новой специальности были подготовлены доцентом А.В. Кипенским и ассистентом М.А. Шишкиным [4].

Для подготовки студентов по специальности «Физическая и биомедицинская электроника» при кафедре промышленной электроники была создана специализированная учебно-методическая и научно-исследовательская лаборатория биомедицинской электроники. Заведующим лабораторией был назначен доцент А.В. Кипенский, а ее первыми сотрудниками стали выпускники кафедры 1999 г. А.Н. Пискарев и А.А. Лашин [5].

В связи с появлением на кафедре новой специальности и нового научного направления, связанного с разработкой и исследованием электронной медицинской аппаратуры, в 2000 г. кафедра приказом по Национальному техническому университету «ХПИ» была переименована и получила название промышленной и биомедицинской электроники. В этом же году профессор Е.И. Сокола назначили на должность проректора университета. Обязанности заведующего исполняли сначала доцент И.Ф. Домнин, а затем доцент С.Ю. Кривошеев.

Сегодня кафедра промышленной и биомедицинской электроники является одной из крупнейших в университете и осуществляет фундаментальную подготовку специалистов всех уровней, способных решать сложные научные и инженерные задачи. В составе кафедры четыре учебных и три научно-исследовательских лаборатории, вычислительный центр, а также специализированная лаборатория биомедицинской электроники.



Рис. 2 – Студенты кафедры – участники научного квеста «Поиск сокровищ науки» и акции «Молодежь и закон. Прозрачность. Толерантность. Защита»

Учебный процесс и научные исследования на кафедре в настоящее время ведут 9 профессоров, 13 доцентов, 1 старший преподаватель, 6 ассистентов, 1 научный сотрудник, 6 аспирантов, инженеры и лаборанты. На 1-6 курсах обучается 114 студентов дневной и 46 студентов заочной форм обучения.

Учебно-методическая работа кафедры

Практически с момента основания кафедра находилась в составе электромашиностроительного факультета. В 2018 г. после реорганизации Национального технического университета «ХПИ», кафедра вошла в состав учебно-научного института энергетики, электроники и электромеханики.

Учебный процесс на кафедре промышленной и биомедицинской электроники ведется по специальности 171 «Электроника». В рамках специализации «Промышленная электроника» студенты изучают преобразовательную технику, микроэлектронные и микропроцессорные управляющие и информационные устройства. Студенты специализации «Биомедицинская электроника» изучают основы анатомии и физиологии, медицинские приборы для функциональной и лучевой диагностики, электронные аппараты для различных видов физиотерапии и медицинское оборудование.

На кафедре осуществляется подготовка аспирантов по дневной и заочной формам обучения по специальностям 05.09.12 – «Полупроводниковые преобразователи электроэнергии» и 05.11.17 – «Биологические и медицинские приборы и системы». Открыта докторантура. Для защиты кандидатских и докторских диссертаций по специальностям 05.09.12 и 05.11.17 в университете работает два специализированных ученых совета.

Общее количество дисциплин, читаемых для студентов и аспирантов указанных специальностей кафедры составляет 78, в том числе, пять дисциплин

по изучению новых альтернативных видов энергии и высоких технологий. Кроме того, 17 дисциплин читается для студентов других специальностей девяти подразделений университета.

Подготовка специалистов в области промышленной и биомедицинской электроники невозможна без практического закрепления знаний студентами в рамках лабораторных практикумов. Для этого на кафедре существует целый ряд учебных лабораторий, тематически профилированных по курсам, изучаемым студентами в рамках программы подготовки бакалавров и магистров. Следует отметить, что учебные лаборатории кафедры оснащены мультимедийными средствами, что позволяют проводить не только лабораторные, но практические и лекционные занятия.

На базе вычислительного центра проводятся занятия, на которых студенты получают знания, необходимые им в дальнейшей профессиональной деятельности. Это изучение языков программирования, моделирование процессов в различных схемах силовой и информационной электроники с помощью пакета моделирования Matlab, разработки конструкторской документации с помощью пакетов Компас 3D и других программных пакетов расчёта и моделирования элементов электроники (Electronic WorkBench), разработки и автоматического проектирования печатных плат (Altium Designer), корпусов и готовых изделий (Solid Works).



Рис. 3 – На вручении дипломов магистров студентам кафедры, 2014 г

Важнейшим элементом подготовки квалифицированных специалистов является производственная практика студентов. Кафедра стремится к тому, чтобы практика проходила на будущем рабочем месте выпускника. Анализ современных тенденций показывают, что сегодня основной «потребитель специалистов» не заказывает большого количества выпускников, что требует увеличения количества мест практики. Внимательно отслеживая мировые тенденции в развитии промышленности и новые научные направления, кафедра направляет лучших

студентов проходить практику на ведущих европейских предприятиях, таких как: Магдебургский университет им. Отто фон Герике, подразделения компании Bosch, Таллиннский электротехнический завод «Estel» и др.



Рис. 4 – Экскурсия студентов 4 курса на ведущее предприятие в области преобразовательной техники НПО «Вертикаль»

Основной целью методической работы на кафедре является создание условий, способствующих повышению эффективности и качества учебного процесса. Работа осуществляется по трем основным направлениям:

- обеспечение учебного процесса учебно-методическими комплексами (учебно-методическими пособиями и указаниями, аппаратурой для проведения лабораторных работ, вычислительной и измерительной техникой);
- повышение педагогического мастерства преподавателей, совершенствование аудиторной и самостоятельной работы студентов;
- совершенствование всех форм, видов и методов учебной работы на кафедре с учетом состояния и перспектив развития тех областей электроники, для которых кафедра готовит специалистов.

Для методического обеспечения учебных дисциплин на кафедре регулярно готовятся и издаются новые учебные пособия, монографии и другие методические материалы. За последние пять лет издано несколько фундаментальных учебных пособий и монографий:

- Тимченко М.О., Вержановська М.Р. Комп'ютерне проектування в пакеті «Altium Desiner» Навчально-методичний посібник. – Харків: НТУ «ХПІ», 2014. – 52 с.;
- Ильина Н.А., Жемеров Г.Г., Вержановская М.Р. Введение в специальность: Навчально-методичний посібник. – Харків: НТУ «ХПІ», 2014. – 80 с.;
- Выбор и расчет силовых полупроводниковых приборов преобразователя электрической энергии Навчально-методичний

посібник / В.В. Ивахно, В.В. Замаруев, О.В. Ильина, Р.С. Томашевский. – Харків: НТУ «ХПІ», 2014. – 74 с.;

– Электронная медицинская техника. Разработки кафедры «Промышленная и биомедицинская электроника» НТУ «ХПИ»: Монография / Е.И. Сокол, А.В. Кипенский, Е.И. Король и др. – Харьков: Золотые страницы, 2015. – 264 с.;

– Методы и средства функциональной диагностики внешнего дыхания: Учебное пособие / О.Г. Аврунин, Р.С. Томашевский, Х.И. Фарук. – Харьков, 2015. – 208 с.;

– Элементи та пристрої квантової електроніки: Навчальний посібник / Ю.І. Колесник, А.В. Кіпенський. – Харків: НТУ «ХПІ», 2016. – 320 с.;

– Пьезобиосинтез: предпосылки, гипотезы, факты: моногр. – В 4-ч т. / В.В. Бойко, Б.Б. Бандурян, Е.А. Булат и др.; под. общ. ред. В.В. Бойко, Е.И. Сокола, П.Н. Замятина. – Харьков: Изд-во «Підручник НТУ "ХПІ"», 2016.

Научно-исследовательская деятельность кафедры

Тематика научных работ, выполняемых на кафедре первые два десятилетия после ее создания, была связана с преобразовательной техникой, что в определенной степени обусловлено научными работами профессора О.А. Маевского, которые нашли отражение в его книге «Энергетические показатели вентильных преобразователей». Исследованиями энергетических показателей вентильных преобразователей занимались В.Т. Долбня, В.П. Бондаренко, Ю.А. Розанов, Е.А. Фесенко, А.М. Семко, Сунанто. Исследованиями электромагнитных процессов в автономных инверторах занимались Ю.П. Гончаров и В.Б. Клепиков, в вентильных умножителях – И.П. Архиреев, в зарядных выпрямителях – О.И. Данилевич. О.П. Котляров работал над созданием измерительных приборов для исследования вентильных преобразователей. С первых дней образования кафедры В.Т. Долбня начал проводить исследования по применению топологических методов для анализа электромагнитных процессов в электронных цепях.

Впоследствии исследования автономных инверторов, проводимые на кафедре под руководством доцента Ю.П. Гончарова, выделились в отдельное научное направление. Кроме того, под руководством профессора В.П. Шипилло были начаты исследования динамики замкнутых систем автоматического регулирования, содержащих в своем составе преобразователи электрической энергии. Под руководством доцента Е.И. Сокола начали создаваться и исследоваться микропроцессорные системы управления преобразователями электроэнергетики.

Научные исследования в те годы выполнялись на кафедре в основном в рамках хозяйственных договоров с предприятиями и организациями. Среди них:

Производственное объединение «Саратовтрансгаз», Харьковский завод «Электромашина», Украинский государственный проектный институт «Тяжпромэлектропроект» (г. Харьков), Институт «Укрнииуглеобогащение» (г. Ворошиловград), Таллинский электротехнический завод им. М.И. Калинина, СКБ «Союзморинжгеология» (г. Рига), завод «Счетмаш» (г. Лубни), НИИ «Преобразователь» (г. Запорожье), НИИ Харьковского электромеханического завода, завод «Ленинская кузница» (г. Киев), Купянский литейный завод (Харьковская обл.), Всесоюзное НПО «Союзучприбор» (г. Москва).

По традиционным и новым направлениям научных исследований на кафедре промышленной электроники готовились и защищались докторские и кандидатские диссертации. Всего за пятьдесят пять лет было подготовлено 6 докторов (О.А. Маевский – 1967 г., В.Т. Долбня – 1978 г., Е.И. Сокол – 1994 г., Ю.П. Гончаров – 1998 г., И.Ф. Домнин – 2008 г., А.В. Кипенский – 2011 г.) и более 60 кандидатов технических наук.

Основная часть научных исследований на кафедре в настоящее время традиционно проводится в области силовой электроники и объединяется общей темой – «Оптимизация энергетических и динамических показателей вентильных преобразователей и систем на их основе». По этой тематике могут быть выделены три актуальных направления:

– разработка и исследование микропроцессорных систем управления полупроводниковыми преобразователями электрической энергии (руководитель проф. Е.И. Сокол);

– разработка и исследование автономных преобразователей (руководитель проф. В.В. Замаруев);

– разработка и исследование преобразовательных систем с улучшенными энергетическими показателями (руководитель проф. Г.Г. Жемеров).

С первых дней функционирования лаборатории биомедицинской электроники в научно-исследовательской работе ее сотрудников (руководители профессор Е.И. Сокол и профессор А.В. Кипенский) было выделено три основных направления [6]:

– высокоэффективное оборудование для низко- и высокотемпературной стерилизации медицинских инструментов, принадлежностей и материалов;

– многофункциональные аппараты для физиотерапии;

– высокоточные приборы для функциональной диагностики.

Разработка электронной медицинской техники с микропроцессорными системами импульсного управления и автоматического регулирования осуществлялась на основе теории цифро-импульсных и импульсно-цифровых преобразований. За годы существования лаборатории, в ней было разработано более 20 электронных изделий медицинской техники [7].

Начиная с 2015 года, под руководством профессора Щапова П.Ф. проводится научная работа по созданию новых информационно-измерительных технологий активного мониторинга динамически нестационарных биофизических процессов. На сегодняшний день с использованием данного подхода разработаны основы измерительных технологий для статистического управления процессами ультрафильтрации при программном гемодиализе, контроля кровопотерь при послеоперационном восстановлении в режиме реального времени; диагностики и локализации послеоперационных осложнений в органах дыхания; определения состояния жидкого биологического объекта с целью получения дополнительной информации при диагностике онкологических заболеваний.

Все научные разработки последних лет проводились в рамках тем, финансируемых из государственного бюджета или по хозяйственным договорам со следующими предприятиями и организациями: Государственное предприятие «Харьковский приборостроительный завод им. Т.Г. Шевченко», Харьковский филиал Государственного научно-исследовательского центра железнодорожного транспорта Украины, фирма «РАДМИР», Государственное предприятие «НИИ «Харьковский электромеханический завод», Научно-производственное предприятие «ЭОС», Научно-производственная медико-биологическая корпорация «Лазер и Здоровье». Результаты работ внедряются в промышленную эксплуатацию, серийное производство или в учебный процесс.

Многолетнее сотрудничество с кафедрой «Интеллектуальные системы электроснабжения» Днепропетровского национального университета железнодорожного транспорта им. академика В. Лазаряна позволило подготовить большое количество кандидатов технических наук, которые непосредственно участвовали в экспериментальных исследованиях на объектах железной дороги.

Продолжается активное сотрудничество с Таллинским электротехническим предприятием «Estel» и Таллинским техническим университетом, на которых прошли практику и стажировку студенты и сотрудники кафедры. Кроме того, ежегодное участие аспирантов и профессоров кафедры в Международном симпозиуме «Актуальные проблемы в области электротехники и энергетики» и «Докторской школы энергетики и геотехнологии» позволило установить канал для устойчивого обмена опытом в научной и педагогической деятельности.

В последнее время сотрудники кафедры принимали активное участие в разработке систем управления беспилотными летательными аппаратами (БПЛА). В 2016 году кафедра промышленной и биомедицинской электроники совместно с кафедрой компьютерное моделирование процессов и систем, стали финалистами конкурса European Satellite Navigation Competition 2016. В настоящее время, основное внимание уделяется работам по исследованию и эксплуатации гибридного БПЛА, изготовленного в НТУ ХПИ, получению новых знаний и укреплению навыков в новом, динамично развивающемся направлении. В этом году доценты А.В. Ересько, В.А. Макаров и профессор В.В. Замаруев приняли участие в работе школы-семинара NATO Advanced Training Course G.5427 on UAV Systems Development and Deployment to counter Emerging Security Challenges.



Рис. 5 – Делегация сотрудников кафедры на I Международной конференции IEEE UKRCON-2017

Ежегодно сотрудники кафедры публикуют порядка 40 научных работ в ведущих украинских и зарубежных изданиях, получают 1-2 патента на изобретения, докладывают результаты своей работы на научно-технических и научно-практических конференциях разного уровня. Достижения кафедры регулярно экспонируются на региональных, украинских и международных выставках. Целый ряд внедренных разработок сотрудников кафедры был отмечен медалями и дипломами.

Традицией кафедры, которая сохраняется и поддерживается много лет, является привлечение студентов к научной работе, выполняемой в рамках хозяйственных договоров и договоров, финансируемых из государственного бюджета. Студенческие научно-исследовательские работы, выполненные под руководством преподавателей кафедры, ежегодно отмечаются дипломами и грамотами различных смотров-конкурсов и олимпиад.

Начиная с 1993 г., кафедра совместно с Институтом электродинамики НАН Украины

проводит международную научно-техническую конференцию, которая с 1998 г. получила постоянное название «Силовая электроника и энергоэффективность». Руководят работой конференции вице-президент Национальной академии наук Украины, академик А.К. Шидловский; академик-секретарь НАНУ, академик Б.С. Стогний; академик НАНУ А.В. Кириленко; член-корреспондент НАНУ Е.И. Сокол.



Рис. 6 – Международная научно-техническая конференция ПАЭП – СЭЭ 2017.

Председательствующий – ректор НТУ «ХПИ» чл.-корр. НАН Украины, д.т.н., профессор Сокол Е.И.

Практически ежегодно в течение двадцати пяти лет более 100 специалистов в области силовой электроники, электропривода, электротехнологий, электрического транспорта и электронной медицинской аппаратуры собираются для обсуждения актуальных проблем в различных областях электроники. В разные годы в работе конференции принимали участие ученые из Австрии, Беларуси, Вьетнама, Германии, Грузии, Латвии, Ливана, Польши, России, Сирии, США, Финляндии, Франции, Украины, Эстонии.

На заседаниях секций каждой конференции апробируется несколько докторских и кандидатских работ, что, безусловно, является индикатором ее высокой значимости в формировании научных кадров высшей квалификации. За годы работы конференции более 15 ее участников получили ученую степень доктора технических наук и более 40 – степень кандидата технических наук, два человека избраны академиками, а пять человек – членами-корреспондентами НАН Украины.

В рамках конференции проходит заседание научно-методической комиссии Министерства образования и науки Украины. На эти заседания кроме заведующих кафедрами, выпускающими специалистов для электронной промышленности, приглашаются ученые и педагоги из других стран. На заседаниях проходит обсуждение стратегии и тактики подготовки современных специалистов с учетом требований промышленности и новейших научных достижений.

Заклучение

Сегодня коллектив кафедры – это содружество единомышленников, которое характеризуется удачным сочетанием опыта и молодости. Основной целью деятельности профессорско-преподавательского состава является решение самых сложных задач в области науки и образования. Целеустремленность и работоспособность – это качества, присущие коллективу кафедры, которые удалось сохранить на протяжении всего времени ее существования.

За последние два десятилетия кафедра значительно расширила круг своих научных интересов за счет интеграции со смежными научными направлениями. Это, прежде всего, медицинская электроника. Научные исследования, проведенные совместно с ведущими медицинскими учреждениями и промышленными предприятиями, позволили педагогическому коллективу кафедры обеспечить высокое качество подготовки специалистов всех уровней по данному направлению. Другим важным направлением расширения научных интересов кафедры является энергетика. Проникновение силовой электроники в энергетику позволяет в значительной степени изменить к лучшему облик всей системы производства, передачи и распределения электрической энергии [8].

Бурное развитие микропроцессоров привело к необходимости интеграции со специалистами в области вычислительной техники. Цифровое управление устройствами преобразовательной техники и электронной медицинской аппаратурой требует новых методов анализа и синтеза, разработка которых в настоящее время интенсивно ведется на кафедре.

В ближайших планах кафедры предусмотрено дальнейшее развитие специализаций и специальностей, по которым ведется подготовка бакалавров, магистров и докторов философии, совершенствование методического обеспечения учебного процесса, интенсивные исследования по всем научным направлениям кафедры. Без сомнения, жизнь внесет свои коррективы в деятельность кафедры, но хочется верить, что та талантливая молодежь, которая уже сегодня работает на кафедре, будет способствовать выполнению всех поставленных задач и в настоящем, и в будущем.

Список литературы

1. Электроника: Энциклопедический словарь / Глав. ред. **В. Г. Колесников**. – М.: Сов. Энциклопедия, 1991. – 688 с.
2. Кафедра промышленной и биомедицинской электроники НТУ «ХПИ». История. Достижения. Перспективы / Ред. коллегия **В. Т. Долбня, Е. И. Сокол**,

С. Ю. Кривошеев [и др.] – Харьков: Золотые страницы, 2013. – 224 с.

3. **Архиреев, И. П.** Кафедра промышленной электроники Харьковского политехнического института (к XXX-летию со дня основания) / **И. П. Архиреев** // *Сб. трудов Междунар. научн.-техн. конф. «Силовая электроника в решении проблем ресурсо- и энергосбережения», Алушта.* – Харьков: ХПИ, 1993. – С. 3–8.
4. Підготовка фахівців з біомедичної електроніки у Національному технічному університеті «ХПИ» / **Л. Л. Товажнянський, С. І. Сокол, А. В. Кипенський** // *Технічна електродинаміка. Тем. вип. Силовая электроника та энергоэффективность.* – Київ: ІЕД НАНУ, 2003. – Ч. 1. – С. 121-126.
5. **Сокол, Е. И.** Лаборатория биомедицинской электроники Национального технического университета «ХПИ» (к 10-летию со дня основания) / **Е. И. Сокол, А. В. Кипенский** // *Технічна електродинаміка. Тем. вип. Силовая электроника та энергоэффективность.* – Київ: ІЕД НАНУ, 2008. – Ч. 4. – С. 90-96.
6. **Сокол, Е. И.** Научные достижения лаборатории биомедицинской электроники Национального технического университета «ХПИ» (к 10-летию со дня основания) / **Е. И. Сокол, А. В. Кипенский** // *Прикладная радиоэлектроника.* – Харьков: АН ПРЭ, ХНУРЭ, 2008. – Т. 7. – № 4. – С. 335-343.
7. **Сокол, Е. И.** Электронная медицинская техника. Разработки кафедры «Промышленная и биомедицинская электроника» НТУ «ХПИ»: Монография / **Е. И. Сокол, А. В. Кипенский, Е. И. Король и др.** // – Харьков: Золотые страницы, 2015. – 264 с.
8. Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут» / Голова ред. Колегії **Є. І. Сокол.** – Київ: «Логос Київ», 2017. – 416 с.

Bibliography (transliterated)

1. Elektronika: Entsiklopedicheskiy slovar / Chief editor **V. G. Kolesnikov**, Moskwa, Sov. Entsiklopediya, 1991, 688.
2. Kafedra promyishlennoy i biomeditsinskoy elektroniki NTU «HPI». Istoriya. Dostizheniya. Perspektivy / Editorship **V. T. Dolbnya, E. I. Sokol, S. Y. Krivosheev**, Harkov: Zolotyie stranitsyi, 2013, 224.
3. **Arhierееv, I. P.** Kafedra promyishlennoy elektroniki Harkovskogo politehnicheskogo instituta (k XXX-letiyu so dnya osnovaniya) *Sb. trudov Mejdunar. nauchn.-tehn. konf. «Silovaya elektronika v reshenii problem resurso- i energosberejeniya»*, Alushta, Harkov, HPI, 1993, 3-8.
4. **Kypenskiy, A. V., Tovazhnianskiy, L. L., Sokol, E. I.** Pidhotovka fakhivtsiv z biomedychnoi elektroniky u Natsionalnomu tekhnichnomu universyteti «KhPI». *Tekhnichna elektrodynamika. Tem. vyp. Sylova elektronika ta enerhoefektyvnist*, Kyiv, IED NANU, 2003, 1, 121-126.
5. **Sokol, E. I., Kypenskiy, A. V.** Laboratoriya biomeditsinskoy elektroniki Natsionalnogo tehniceskogo universiteta «HPI» (k 10-letiyu so dnya osnovaniya). *Tekhnichna elektrodinamika. Tem. vip. Silova elektronika ta energoefektivnist*, Kiiv, IED NANU, 2008, 4, 90-96.
6. **Sokol, E. I., Kypenskiy, A. V.** Nauchnyie dostizheniya laboratorii biomeditsinskoy elektroniki Natsionalnogo tehniceskogo universiteta «HPI» (k 10-letiyu so dnya osnovaniya). *Prikladnaya radioelektronika*, Harkov, AN PRE, HNURE, 2008, 7, 4, 335-343.
7. **Sokol, E. I., Kypenskiy, A. V., Korol, E. I.** Elektronnaya meditsinskaya tehnika. Razrabotki kafedryi «Promyishlennaya i biomeditsinskaya elektronika» NTU «HPI»: Monografiya, Harkov, Zolotyie stranitsyi, 2015, 264.
8. Natsionalnyi tekhnichniy universytet «Kharkivskiy politekhnichniy instytut» / Chief editor **E. I. Sokol**, Kyiv, Lohos Kyiv, 2017, 416.

Сведения об авторах (About authors)

Сокол Евгений Иванович – член-корреспондент НАН Украины, доктор технических наук, профессор, ректор Национального технического университета «Харьковский политехнический институт»; г. Харьков, Украина; e-mail: sokol@kpi.kharkov.ua.

Yevgen Sokol – Corresponding Member of NAS Ukraine, Doctor of Technical Science, Professor, Rector of NTU «KhPI», Kharkiv, Ukraine; e-mail: sokol@kpi.kharkov.ua.

Кипенский Андрей Владимирович – доктор технических наук, профессор, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», профессор кафедры промышленной и биомедицинской электроники; г. Харьков, Украина; e-mail: kavkpi@ukr.net.

Andriy Kipenskiy – Doctor of Technical Science, Professor of Industrial and Biomedical Electronics Department of NTU «KhPI», Kharkiv, Ukraine; e-mail: kavkpi@ukr.net.

Кривошеев Сергей Юрьевич – кандидат технических наук, профессор, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», профессор кафедры промышленной и биомедицинской электроники; г. Харьков, Украина; e-mail: serg@kpi.kharkov.ua.

Serhyi Krivosheev – Candidate of Technical Sciences, Professor of Industrial and Biomedical Electronics Department of NTU «KhPI», Kharkiv, Ukraine; e-mail: serg@kpi.kharkov.ua.

Пожалуйста, ссылаетесь на эту статью следующим образом:

Сокол, Е. И. Учебно-методическая работа и научно-исследовательская деятельность кафедры промышленной и биомедицинской электроники Национального технического университета «ХПИ» (к 55-летию со дня основания) / **Е. И. Сокол, А. В. Кипенский, С. Ю. Кривошеев** // *Вестник НТУ «ХПИ», Серия: Новые решения в современных технологиях.* – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 3-12. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.01.

Please cite this article as:

Sokol, Y., Kipenskyi, A., Krivosheev, S. Educational-methodological work and scientific-research activity of the department of industrial and biomedical electronics of the National Technical University "KhPI" (to the 55th anniversary of the foundation). *Bulletin of NTU "KhPI". Series: New solutions in modern technologies.* – Kharkiv: NTU "KhPI", 2018, **26** (1302), 1, 3-12, doi:10.20998/2413-4295.2018.26.01.

Будь ласка, посилайтесь на цю статтю наступним чином:

Сокол, Є. І. Навчально-методична робота і науково-дослідницька діяльність кафедри промислової і біомедичної електроніки Національного технічного університету «ХПІ» (до 55-річчя від дня заснування) / **Є. І. Сокол, А. В. Кіпенський, С. Ю. Кривошеєв** // *Вісник НТУ «ХПІ», Серія: Нові рішення в сучасних технологіях.* – Харків: НТУ «ХПІ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 3-12. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.01.

АНОТАЦІЯ У 2018 році кафедра промислової і біомедичної електроніки Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут» відзначає своє 55-річчя. У роботі наведені основні етапи розвитку електроніки, коротко викладено історію кафедри, показано її місце в структурі університету. Висвітлено основні принципи підготовки фахівців з вищою освітою за спеціальністю «Електроніка», яка на кафедрі має дві спеціалізації: «Промислова електроніка» і «Біомедична електроніка». Наведено результати навчально-методичної роботи та науково-дослідницької діяльності співробітників кафедри за останні п'ять років.

Ключові слова: кафедра промислової і біомедичної електроніки; історія; навчальний процес; методична робота; підготовка фахівців з вищою освітою; наукова діяльність

Поступила (received) 23.06.2018

УДК 621.311.24

doi:10.20998/2413-4295.2018.26.02

ДИНАМИКА МОМЕНТНОГО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ВЭУ С АЭРОДИНАМИЧЕСКИМ МУЛЬТИПЛИЦИРОВАНИЕМ

Д. Г. АЛЕКСЕЕВСКИЙ, А. Г. АЛЕКСЕЕВ, О. О. ПАНКОВА*, К. О. ТУРЫШЕВ,
А. В. ТАРАНЕЦ, С. Л. ШМАЛИЙ

кафедра электронных систем, ЗГИА, г. Запорожье, УКРАИНА
* email: bloxa2007@gmail.com

АННОТАЦИЯ Целью работы является определение зависимостей величины кратковременных превышений мощности на выходе ветроэнергетической установки с аэродинамическим мультиплицированием, возникающих в ходе электромеханических переходных процессов при применении моментного способа управления, от характеристик электромеханической системы и ветрового потока. Решение поставленной задачи проводилось с использованием модельного эксперимента. В качестве инструмента исследования в работе была использована математическая модель электромеханической системы ветроэнергетической установки с аэродинамическим мультиплицированием. В результате получены временные зависимости отклика моделей в виде временных зависимостей мощности на выходе электрооборудования ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием и моментным управлением.

Ключевые слова: ветроэнергетическая установка; ветротурбина; математическая модель; аэродинамическое мультиплицирование; моментное управление ВЭУ.

DYNAMICS OF TORQUE CONTROL OF THE ELECTROMECHANICAL SYSTEM OF WIND POWER WITH AERODYNAMIC MULTIPLICATION

D. ALEKSEEVSKIY, O. ALYEKSYEYEV, O. PANKOVA, K. TURYSHEV, A. TARANEC,
S. SHMALIJ

department of electronic system, ZSEA, Zaporizhzhya, UKRAINE

ABSTRACT The purpose is to determine the dependencies of the value of short-term power excesses at the output of a wind power plant with aerodynamic multiplication that arise during electromechanical transients when applying the moment control method, on the electromechanical system and the wind flow characteristics. The dependence of super nominal emissions of the output power of a wind power plant with aerodynamic multiplication and moment control on the characteristics of the wind flow was studied for the first time. The mathematical models synthesis method of multi-channel wind-generating complexes proposed by the authors was used in the paper. Solution of the problem was carried out with using a model experiment. The wind turbine with aerodynamic multiplication mathematical model synthesized using the technique proposed by the authors earlier. The input of the wind turbine mathematical model was feeding by the wind flow as a function of time, which included a trend component and a sinusoidal component with given parameters. During the model experiment, the models time dependences of the response, as a time dependences of the output power of the wind turbine electromechanical system obtained. The simulation results in the form of graphs and in the form of an approximating expression presented. The obtained results can be used for calculating the installed capacity of electrical equipment for wind power plants with aerodynamic multiplication and moment control, taking into account the overloads that arise during the electromechanical transient process.

Keywords: wind power plant; wind turbine; mathematical mode; aerodynamic multiplication; torque control of the wind power plant.

Введение

Построение схемы ветроэнергетической установки с применением аэродинамического мультиплицирования является, на сегодня, достаточно перспективным альтернативным направлением развития ветроэнергетики [1,2]. Применение данной схемы позволяет избавиться от механического мультипликатора и использовать непосредственное соединение генератора и ветротурбины без увеличения массы и габаритов генератора. Также эта схема позволяет уменьшить

механическую нагрузку в основании лопастей ветротурбины.

Для обеспечения заданной диаграммы выработки электроэнергии в настоящее время в ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием применяется регулирование режимом работы системы при помощи поворота лопасти первичной ветротурбины [1,2]. Использование данного механизма особенно важно в режиме ограничения мощности системы, когда скорость ветрового потока превышает номинальное значение. Однако такой способ является не единственно возможным.

В работе [3] был описан способ моментного управления режимом работы электромеханической системой ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием. В соответствии с данным алгоритмом задание режима работы системы осуществляется не за счет изменения угла установки лопастей первичной ветротурбины, а путем задания момента генераторов на валу вторичных ветротурбин.

Данный способ управления является более сложным, с точки зрения закона регулирования. Однако он позволяет отказаться от механизмов поворота лопастей первичной ветротурбины, что, в свою очередь, снижает стоимость ветротурбины и повышает ее эксплуатационную надежность.

Анализ последних достижений и литературы

Исследованию динамики электромеханических систем ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием было посвящено ряд работ последних лет [5-10]. В этих публикациях в основном рассматривались вопросы динамической устойчивости, возникновения пульсаций мощности на выходе ВЭУ с регулированием углом установки лопастей и выбора оптимальных рабочих режимов с точки зрения критерия максимальной выработки.

Однако, динамика переходных процессов в электромеханической системе ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием и моментным управлением до настоящего времени была изучена недостаточно.

Постановка проблемы

При изменении значения скорости ветрового потока, в электромеханической системе ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием и моментным управлением, также как и у классической одноканальной ВЭУ с переменной скоростью вращения, могут возникать кратковременные превышения номинальной мощности генераторов. Их значения должны быть учтены при выборе установленной мощности электрооборудования электромеханической системы ВЭУ. Величина сверхноминальных выбросов мощности зависит как от свойств электромеханической системы ВЭУ, так и от характера изменения ветрового потока. Вследствие наличия многочисленных нелинейностей и высокого порядка системы эти зависимости имеют достаточно сложный характер. Тем не менее, они могут быть исследованы с помощью модельного эксперимента.

Цель статьи

Таким образом, целью работы является определение зависимостей величины сверхноминальных выбросов мощности на выходе электромеханической системы ВЭУ с

аэродинамическим мультиплицированием и моментным управлением от характеристик ветрового потока.

Материалы и результаты исследования

Визуальная модель ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием и моментным управлением приведена на рис. 1. Синтез модели произведен с помощью методики, приведенной в [4]. Она описывает электромеханическую систему ВЭУ, состоящую из первичной ветротурбины и трех вторичных каналов преобразования мощности. Каждый из каналов включает: вторичную ветротурбину, синхронный генератор, выпрямитель, индуктивный фильтр и импульсный преобразователь постоянного напряжения для регулирования тока генератора. Все три канала по выходу подключены на общее звено постоянного тока.

Алгоритм моментного управления ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием достаточно подробно описан в работе [3]. В приведенной модели его реализует блок, расположенный в нижней части рис. 1.

Результаты моделирования выходной мощности при переменном характере ветрового потока приведены на рис. 2. Так как данная модель описывает систему в относительных единицах, то ограничение производится на единичном уровне, который соответствует номинальной выходной мощности.

Для иллюстрации процесса ограничения мощности пунктирной линией на графике показана временная зависимость выходной мощности при отсутствии ограничения. Сплошной линией показана временная зависимость при реализации моментного управления. На графиках видны незначительные броски мощности.

При исследовании свойств системы были выявлены основные факторы, определяющие величину выбросов мощности. К ним относятся: трендовая составляющая ветрового потока, его амплитуда и период пульсации.

Характер влияния тренда показан на рис. 3, на котором представлены результаты моделирования мощности ВЭУ при пульсирующем ветровом потоке с линейно-возрастающим трендом.

Максимальные выбросы мощности наблюдаются в районе значения 1.1 от номинальной скорости ветрового потока. На это значение остальные факторы не оказывают существенного влияния. Поэтому исследование остальных факторов, в данной работе, проводилось при фиксации этого значения.

Значительное влияние на величину выбросов оказывают значения периода и амплитуды пульсации ветрового потока. Результаты модельных экспериментов приведены на рис. 4.

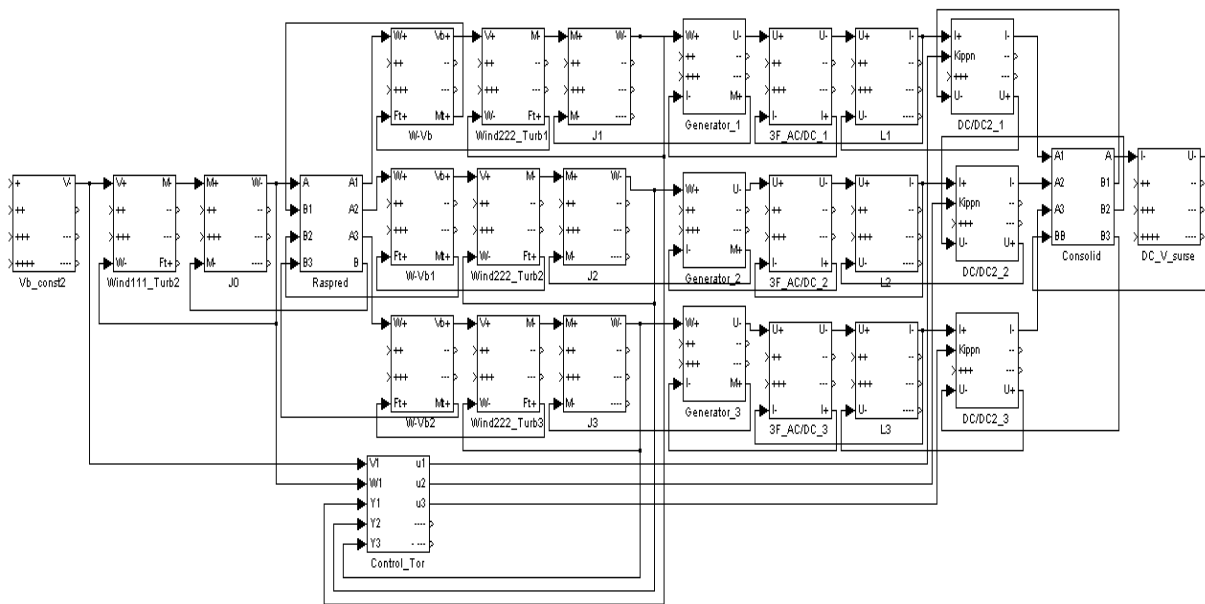


Рис. 1 – Визуально-блочная модель трехканальной ветроэнергетической установки с аэродинамическим мультиплицированием и моментным управлением

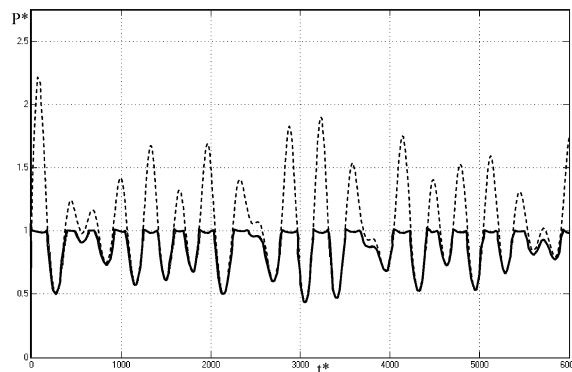


Рис. 2 – Результаты моделирования процесса ограничения мощности при моментном управлении режимом ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием

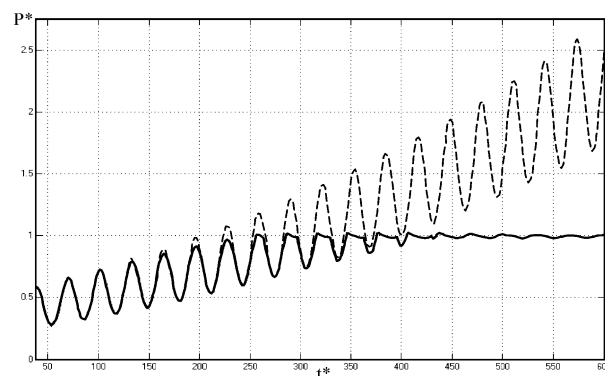


Рис. 3. – Результаты моделирования процесса ограничения мощности при моментном управлении режимом ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием, иллюстрирующие влияние трендовой составляющей скорости ветрового потока на величину выброса выходной мощности

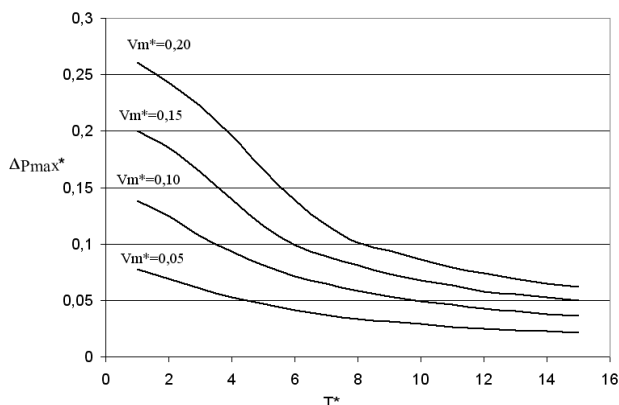


Рис. 4. – Зависимость величины значения выброса мощности от периода и амплитуды пульсации скорости ветрового потока в относительных единицах при моментном управлении режимом ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием

При увеличении частоты пульсации первичного ветрового потока выбросы мощности значительно увеличиваются. Существенный рост наблюдается в районе $T^* \leq 8$.

Как видно из графиков рисунка 4, зависимость выбросов мощности от амплитуды пульсации первичного ветрового потока V_m^* , имеет линейный характер влияния.

Зависимость, приведенная на рисунке 4 при среднем значении скорости первичного ветрового потока $V_r = 1.1$, может быть аппроксимирована следующим выражением:

$$\Delta P^* = V_m^* (a_5 T^{*5} + a_4 T^{*4} + a_3 T^{*3} + a_2 T^{*2} + a_1 T^* + a_0) \quad (1)$$

где V_m^* - амплитуда пульсации первичного ветрового потока в относительных единицах,
 T^* - период пульсации первичного ветрового потока в относительных единицах,

$$a_0 \dots a_5 - \text{коэффициенты аппроксимации,}$$

$$(a_0 = 1.38, a_1 = 6.33 \cdot 10^{-2}, a_2 = -7.64 \cdot 10^{-2},$$

$$a_3 = 1.16 \cdot 10^{-2}, a_4 = -7.00 \cdot 10^{-4}, a_5 = 6.33 \cdot 10^{-5})$$

Выводы

При порывистом характере ветрового потока на выходе ветроэнергетической установки с аэродинамическим мультиплицированием и моментном управлении возникают кратковременные превышения выходной мощности над номинальным значением. Величина превышения, главным образом, зависит от значения трендовой составляющей, амплитуды и частоты пульсации ветрового потока.

В результате модельного эксперимента в работе были получены математические выражения, описывающие эти зависимости. Они имеют вид семейства убывающих функций от периода пульсации

ветрового потока. Уровень каждой из функций семейства линейно зависит от амплитуды пульсации ветрового потока.

Полученные результаты могут быть использованы при расчетах установленной мощности электрооборудования ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием.

Список литературы

1. **Голубенко, Н. С.** Аэродинамические особенности безмультипликаторной турбогенераторной схемы ветроэлектрической установки большой мощности / **Н. С. Голубенко** // *Материалы IV международной конференции «Нетрадиционная энергетика в XXI веке»*. – Крым, Гурзуф. – 2003. – С. 125-132.
2. **Голубенко, Н. С.** Тенденции развития ветроэлектрических и безмультипликаторных ветровых установок / **Н. С. Голубенко, С. И. Довголюк, А. М. Фельдман, В. А. Цыганов** // *Нетрадиционная энергетика XXI века – материалы IV междуна. конф.* – Гурзуф: – 2003. – С. 68-74.
3. **Алексієвський, Д. Г.** Моментне управління ВЕУ з аеродинамічним мультиплікуванням / **Д. Г. Алексієвський** // *Вісник КНУТД. Серія: Технічні науки*. – К.: КНУТД». – 2015. – № 5 (90). – С. 32-36.
4. **Алексеевский, Д. Г.** Визуальное моделирование многоканальных ветроэлектрогенерирующих систем / **Д. Г. Алексеевский** // *Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут»*. Спецвипуск: *Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика*. – Харків: Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут». – 2017. – № 27 (1249). – С. 332-336.
5. **Голубенко, Н. С.** Моделирование электромеханической системы ВЭУ с аэродинамическим мультипликатором в режиме стабилизации скорости ветровых турбин / **Н. С. Голубенко, П. Д. Андриенко, И. Ю. Немудрый, Д. Г. Алексеевский** // *Електротехніка і електроенергетика*. – 2011. – № 1. – С. 70-73.
6. **Миргород, В. Ф.** Управление ветроэнергетической установкой большой мощности по запасам аэродинамической устойчивости / **В. Ф. Миргород** // *Вестник двигателестроения*. – 2009. – № 3. – С. 67–70.

7. **Алексеевский, Д. Г.** Объяснение эффекта автооптимизации электромеханической системы ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием / **Д. Г. Алексеевский**, // *Технічні науки та технології. Науковий журнал. Серія: Технічні науки.* – Чернігів: Чернігівський державний технологічний університет. – 2015. – № 1 (1). – С. 170–176.
8. **Миргород, В. Ф.** Моделирование динамических режимов ветроэнергетической установки большой мощности / **В. Ф. Миргород, Г. С. Ранченко, Н. С. Голубенко** // *Авіаційно-космічна техніка і технологія.* – 2006. – № 4(30). – С.96-99.
9. **Гвоздева, И. М.** Моделирование динамики ветроэнергетической установки большой мощности / **И. М. Гвоздева, В. Ф. Миргород, О. В. Глазева** // *Електротехнічні та комп'ютерні системи.* – 2010. – № 1. – С.53-57.
10. **Гвоздева, И. М.** Преобразование математической модели динамики ветроэнергетической установки к нормированной форме / **И. М. Гвоздева, В. Ф. Миргород, Е. В. Деренг, П. И. Полищук, О. В. Глазева** // *Електромеханічні і енергозберігаючі системи.* – 2012. – № 1. – С. 456-458.
4. **Alekseevskij, D. G.** Vizual'noe modelirovanie mnogokanal'nyh vetrojelektrogenerirujushhih system [Visual modeling of multi-channel wind power generation systems]. *Visnik Nacional'nogo tehničnogo universitetu «Harkivs'kij politehničnij institut». Specvipusk: Problemi avtomatizovanogo elektroprivodu. Teorija i praktika.* – Harkiv: Nacional'nij tehničnij universitet «Harkivs'kij politehničnij institut». – 2017, 27(1249), 332-336.
5. **Golubenko, N. S.** Modelirovanie elektromehaničeskoj sistemy vetroenergetičeskoj ustanovki s aerodinamičeskim multiplikatorom v rezhyme stabilizacii skorosti vetrovyh turbin. [Modeling electromechanical system wind energy with aerodynamic multiplication in state wind turbine speed hole]. *El.tehnikna i el.energetika*, 2011, 1, 70-73.
6. **Mirgorod, V. F.** Upravleniye vetroenergetičeskoj ustanovkoj bolshoy moshchnosti po zapasam aerodinamičeskoj ustoychivosti. [Control wind energy installation great power by aerodynamic reserve stability] *Vestnik dvigatelestroyeniya*, 2009, 3, 67–70.
7. **Alekseevskiy, D. G.** Ob'iasnenie efekta avtooptimizatsii elektromekhanicheskoj sistemy VEU s aerodinamičeskim multiplitsirovanіem [Autooptimization effect definition of electromechanical wind power system with aerodynamic multiplication]. *Visnik KNUTD. Seriya: Tekhnichni nauki – Technical science*, 2015, 1, 170-176.

Bibliography (transliterated)

1. **Golubenko, N. S.** Aerodinamičeskie osobennosti bezmul'tiplikatornoj turbogeneratornoj shemy vetrojelektričeskoj ustanovki bol'shoj moshchnosti [Aerodynamic features of a multiplatform turbo generator circuit of a large-capacity wind power plant]. *Materialy IV mezhdunarodnoj konferencii «Netradicijonnaja jenergetika v NHI veke»*, 2003, 125-132.
2. **Golubenko, N. S., Dovgoljuk, S. I., Fel'dman, A. M., Cyganov, V. A.** Tendencii razvitiya vetrojelektričeskih i bezmul'tiplikatornyh vetrovyh ustanovok [Trends in the development of wind-powered and zero-multiplex wind farms]. *Netradicijonnaja jenergetika XXI veka – materialy IV mezhdun. Konf.*, 2003, 68-74.
3. **Alekseevskij, D. G.** Momentne upravlinnia VEU z aerodinamičnim multiplikuvanniam. [orque upravlinnya VEy s aerodinamičnim multiplikuvanniam]. *Visnik KNUTD. Seriya: Tekhnichni nauki.* – K.: KNUTD. [News KNUTD. Seriya: Tehnichni science - K.: KNUTD], 2015, 5 (90), 32-36.
8. **Mirgorod, V. F., Ranченко, G. S., Golubenko, N. S.** Modelirovanie dinamičeskih rezhimov vetrojelektričeskoj ustanovki bol'shoj moshchnosti [Modeling of dynamic modes of high-power wind power plant]. *Aviacijno-kosmichna tehnika i tehnologija*, 2006, 4(30), 96-99.
9. **Gvozdeva, I. M., Mirgorod, V. F., Glazeva, O. V.** Modelirovanie dinamiki vetrojelektričeskoj ustanovki bol'shoj moshchnosti [Simulation of the dynamics of a wind power plant of high power]. *Elektrotehnični ta komp'juterni sistemi [Electrical and computer systems]*, 2010, 1, 53-57.
10. **Gvozdeva, I. M., Mirgorod, V. F., Dereng, E. V., Polishuk, P. I., Glazeva, O. V.** Преобразование математической модели динамики ветроэнергетической установки к нормированной форме [Transformation of the mathematical model of the dynamics of the wind power plant to the normalized form]. *Elektromehanični i energozberigajuchi sistemi [Electromechanical and energy saving systems]*, 2012, 1, 456-458.

Сведения об авторах (About authors)

Алексеевский Дмитрий Геннадиевич – кандидат технических наук, доцент, Запорожская государственная инженерная академия, доцент кафедры электронных систем, г. Запорожье, Украина; e-mail: lasian2017@ukr.net.

Dmitriy Alekseevskiy – Candidate of Technical Sciences (Ph.D.), Docent, Zaporizhzhia State Engineering Academy, Docent of Department of Electronic system, Zaporizhzhya, Ukraine, e-mail: lasian2017@ukr.net.

Алексеев Александр Геннадиевич – кандидат технических наук, доцент, Запорожская государственная инженерная академия, доцент кафедры электронных систем, г. Запорожье, Украина; e-mail: alexejew2013@gmail.com.

Aleksandr Alyeksyejev – candidate of Technical Sciences (Ph.D.), Docent, Zaporizhzhia State Engineering Academy, Docent of Department of Electronic system, Zaporizhzhya, Ukraine, e-mail: alexejew2013@gmail.com.

Панкова Ольга Олеговна – аспирант, Запорожская государственная инженерная академия, аспирант кафедры электронных систем, г. Запорожье, Украина; e-mail: bloxa2007@gmail.com.

Olga Pankova – postgraduate student, Zaporizhzhia State Engineering Academy, postgraduate student of Department of Electronic system, Zaporizhzhya, Ukraine, e-mail bloxa2007@gmail.com.

Турьшев Константин Олегович – ассистент, Запорожская государственная инженерная академия, ассистент кафедры электронных систем, г. Запорожье, Украина; e-mail: k_turyshhev@ukr.net.

Konstantin Turyshev – assistant, Zaporizhzhia State Engineering Academy, assistant of Department of Electronic system, Zaporizhzhya, Ukraine, e-mail: k_turyshhev@ukr.net.

Таранець Андрій Вікторович – асистент, Запорізька державна інженерна академія, асистент кафедри електронних систем, г. Запоріжжя, Україна; e-mail: awtar@i.ua.

Andrej Taranec – assistant, Zaporizhzhia State Engineering Academy, assistant of Department of Electronic system, Zaporizhzhya, Ukraine, e-mail awtar@i.ua.

Шмалій Сергій Леонидович – кандидат технічних наук, доцент, Запорізька державна інженерна академія, доцент кафедри електронних систем, г. Запоріжжя, Україна; e-mail: shsl@i.ua.

Sergej Shmalij – Candidate of Technical Sciences (Ph.D.), Docent, Zaporizhzhia State Engineering Academy, Docent of Department of Electronic system, Zaporizhzhya, Ukraine, e-mail: shsl@i.ua.

Пожалуйста, ссылаетесь на эту статью следующим образом:

Алексеевский, Д. Г. Динамика моментного управления электромеханической системы ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием / **Д. Г. Алексеевский, А. Г. Алексеев, О. О. Панкова, К. О. Турьшев, А. В. Таранец, С. Л. Шмалій** // *Вестник НТУ «ХПИ», Серія: Новые решения в современных технологиях.* – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 13-18. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.02.

Please cite this article as:

Alekseevskiy, D., Alyeksyeyev, O., Pankova, O., Turyshev, K., Taranec, A., Shmalij, S. Dynamics of Torque Control of the Electromechanical System of Wind Power with Aerodynamic Multiplication. *Bulletin of NTU "KhPI". Series: New solutions in modern technologies.* – Kharkiv: NTU "KhPI", 2018, **26** (1302), 1, 13-18, doi:10.20998/2413-4295.2018.26.02.

Будь ласка, посилайтесь на цю статтю наступним чином:

Алексієвський, Д. Г. Динаміка моментного управління електромеханічною системою ВЕУ з аеродинамічним мультиплікуванням / **Д. Г. Алексієвський, О. Г. Алексєєв, О. О. Пенкова, К. О. Турішев, А. В. Таранець, С. Л. Шмалій** // *Вісник НТУ «ХПІ», Серія: Нові рішення в сучасних технологіях.* – Харків: НТУ «ХПІ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 13-18. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.02.

АНОТАЦІЯ Метою роботи є визначення залежностей величини короткочасних перевищень потужності на виході вітроенергетичної установки з аеродинамічним мультиплікуванням, які виникають в ході електромеханічних перехідних процесів при застосуванні моментного способу управління, від характеристик електромеханічної системи і вітрового потоку. При вирішенні поставленого завдання було проведено за допомогою модельного експерименту. Як інструмент дослідження в роботі була використана математична модель електромеханічної системи вітроенергетичної установки з аеродинамічним мультиплікуванням. В результаті отримані тимчасові залежності відгуку моделей у вигляді часових залежностей потужності на виході електромеханічної системи ВЕУ. Отримані залежності можуть бути використані при виборі параметрів електрообладнання ВЕУ з аеродинамічним мультиплікуванням та моментним управлінням.

Ключові слова: вітроенергетична установка; віротурбіна; математична модель; аеродинамічне мультиплікування; моментне управління ВЕУ.

Поступила (received) 20.06.2018

УДК 621.314

doi:10.20998/2413-4295.2018.26.03

ВПЛИВ ЄМНОСТІ КОЛА НАВАНТАЖЕННЯ ЕЛЕКТРИЧНОЇ МОДЕЛІ НА ХАРАКТЕР ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ

В. С. БОЙКО¹, М. І. СОТНИК²

¹Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського" м. Київ, УКРАЇНА

²Сумський державний університет, доцент кафедри прикладної гідроаеромеханіки, м. Суми, УКРАЇНА
e-mail: vsboiko@bigmir.net

АНОТАЦІЯ Досліджується характер електромагнітного процесу в схемі електричної моделі електромеханічної системи мережі водопостачання з насосом Д 2000-100. Параметри елементів електричної моделі, побудованої на способі створення електричної моделі відцентрового насоса, відповідають номінальному робочому режиму системи і використані при числовому розрахунку. Частина кола навантаження електричної моделі, яке моделює спіральний відвід насоса, складається з послідовно з'єднаних активного опору і індуктивності, до яких підімкнений паралельно ємнісний елемент. Спільна робота діодів двох сусідніх фаз електричної моделі розглядається як перший етап комутації. З дослідження електромагнітних процесів на цьому етапі отримано характеристичне рівняння кола. Розрахунок його коренів показав, що залежно від співвідношення між параметрами (R_1 , L_1 , C_1) елементів вихідної гілки електричної моделі електромеханічної системи мережі водопостачання, характер перехідного електромагнітного процесу може бути аперіодичним чи коливальним. Такий же висновок отримано при аналізі характеристичного рівняння, яке відповідає другому етапу комутації - коли в роботі залишається лише один діод. Результати електричного моделювання електромагнітних процесів у електричній моделі ЕМС, наведені у публікації, свідчать про важливість величини ємності спірального відводу насоса для підвищення енергетичної ефективності технологічного процесу водопостачання.

Ключові слова: комутація; електромеханічна система; спіральний відвід; енергія; перехідний процес.

THE INFLUENCE OF LOAD CIRCUIT CAPACITANCE OF ELECTRIC MODELS ON THE ELECTROMAGNETIC PROCESSES NATURE

V. S. BOIKO, M. I. SOTNYK

¹ National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv, UKRAINE

² Sumy State University, Associate Professor of the Department of Applied Hydroaeromechanics, Sumy, UKRAINE

ABSTRACT The electromagnetic process in the electric model scheme of the electromechanical system of water supply system with pump D 2000-100 is investigated. Parameters of the electric model elements, constructed on a method of creating a centrifugal pump's electric model, correspond to the system's nominal operating mode and are used for numerical calculations. A load circuit part of the electric model, that simulates pump volute, consists of series connection of active resistance and inductance, to which the capacitive element is connected in parallel. The joint diodes operation of electric model's two adjacent phases is considered as the first stage of switching. We have obtained the circle characteristic equation from the study of electromagnetic processes at this stage. The calculation of its roots showed that, depending on relationship between the parameters (R_1 , L_1 , C_1) of the electric model's output field of electromechanical system of water supply system, the nature of the transition electromagnetic process might be aperiodic or oscillatory. The same conclusion was obtained in the characteristic equation analysis, which is corresponding to the second switching stage - when only one diode remains in operation. The electric modeling results of electromagnetic processes in the EMC electric model that is given in the publication indicate the value importance of the volute's capacity for improving the process water supply energy efficiency.

Keywords: commutation; electromechanical system; volute; energy; transition process.

Вступ

Електромеханічні системи (ЕМС) мереж водопостачання є пристроями, які споживають значні обсяги електричної енергії, то ж і дослідження, спрямовані на вирішення проблеми підвищення енергоефективності їх функціонування є актуальними і заслуговують на увагу. Проблема є спільною як для електротехнічної науки, так і гідравлічної, про що свідчать публікації як загального плану [1], так і спеціальні, які ґрунтуються на фізичних [2] і математичних [3,4] напрямках досліджень. Застосування електричного моделювання

електромеханічних систем мереж водопостачання є ефективним способом дослідження як гідравлічних, так і енергетичних процесів мережі з метою досягнення максимальної енергоефективності системи в цілому. Електричні моделі електромеханічних систем, побудовані на способі створення електричної моделі відцентрового насоса [5], здатні враховувати основні конструктивні особливості ЕМС та характеристики робочого режиму. Зокрема електричну і гідравлічну потужність системи, кількість лопатей робочого колеса насоса та числа його обертів, вихідні характеристики ЕМС за подачею та напором. Моделюються також гідравлічні

опори проточної частини насоса та спірального відводу. Останній моделюється активним опором і індуктивністю, що враховує наявність незворотних втрат енергії при протіканні рідини через відвід та інерційність цього процесу. Разом з тим така електрична модель ЕМС на враховує наявність ємності спірального відводу, тобто вона потребує удосконалення, подібно до досліджень [6].

Мета роботи

Довести залежність характеру електромагнітних процесів у електричній моделі електромеханічної системи мережі водопостачання від наявності ємності у колі навантаження та співвідношення її величини з параметрами інших елементів цього кола.

Результати досліджень

Дослідження проведене стосовно електромеханічної системи з насосним агрегатом Д 2000-100, який має шестилопатеve робоче колесо ($m = 6$) і однозавитковий спіральний відвід. Схема його електричної моделі, відповідно до [5], зображена на рис. 1. Адекватність електричного моделювання, застосованого у статті, доведено у [7].

Сукупність електрорушійних сил $e_1 \dots e_6$ моделює фізичний процес передачі енергії від привідного електродвигуна насоса, з одночасним її перетворенням за видом та частотою. Зазначені ЕРС є синусоїдними, що відображає факт створення обертального руху рідини у відцентровому насосі, тому що якраз на цьому побудований принцип його дії. Частота напруги цих ЕРС, як і швидкість обертання робочого колеса насоса, як правило, відрізняється від частоти мережі енергопостачання. Вона дорівнює відношенню кутової частоти мережі живлення до кількості пар полюсів привідного електричного двигуна $\omega = \omega_m/p$.

Миттєві значення системи синусоїдних ЕРС джерел окремих віток схеми електричної моделі ЕМС рис. 1, мають вигляд:

$$\left. \begin{aligned} e_1 &= E_m \sin(\vartheta + \pi/3); & e_4 &= E_m \sin(\vartheta - 2\pi/3); \\ e_2 &= E_m \sin \vartheta; & e_5 &= E_m \sin(\vartheta - \pi); \\ e_3 &= E_m \sin(\vartheta - \pi/3); & e_6 &= E_m \sin(\vartheta - 4\pi/3). \end{aligned} \right\} (1)$$

де $\vartheta = \omega t$ - змінна, у якій виконуються усі розрахунки.

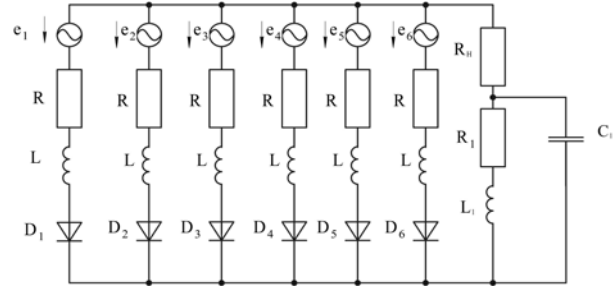


Рис. 1 – Схема електричної моделі насосного агрегату ($m = 6$)

Розглянемо електромагнітний процес при переході струму з вентиля D6 на вентиль D1, застосовуючи прийнятну для пристроїв силової електроніки методику [8,9]. Початком процесу є момент $\vartheta = 0$. У цей момент вентиль D1 починає входити в роботу, а вентиль D6 – починає виходити. У контурі, який складається з першої і шостої віток починається перехідний процес. Інтервал спільної роботи діодів D1 і D6 є першим етапом комутації. Розрахуємо напругу між вузлами 0-1 схеми рис. 2.

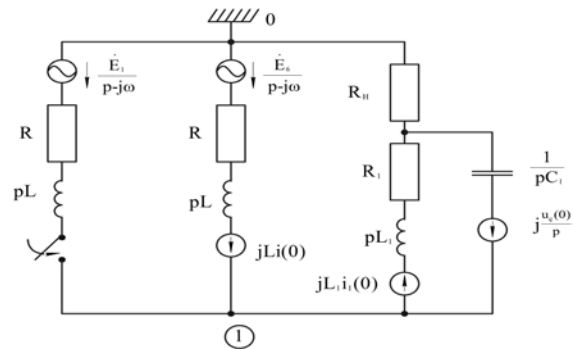


Рис. 2 – Операторна схема I етапу комутації

Система рівнянь за методом вузлових напруг в операторній формі:

$$\left. \begin{aligned} U_{10}(p)Y_{11}(p) - U_{20}(p)Y_{12}(p) &= I_{11}(p); \\ -U_{10}(p)Y_{21}(p) + U_{20}(p)Y_{22}(p) &= I_{22}(p), \end{aligned} \right\} (2)$$

де $Y_{11}(p) = 2/Z(p) + 1/Z_1(p) + pC_1$;

$$Y_{22}(p) = 1/Z_1(p) + 1/R_H + pC_1;$$

$$Y_{12}(p) = Y_{21}(p) = 1/Z_1(p) + pC_1;$$

$$I_{22}(p) = j i_1(0) L_1 / Z_1(p) - j u_C(0) C_1;$$

$$I_{11}(p) = \frac{\dot{E}_1 - \dot{E}_6}{(p - j\omega)Z(p)} + j \frac{Li(0)}{Z(p)} - j \frac{L_1 i_1(0)}{Z_1(p)} + j u_C(0) C_1.$$

У наведених вище виразах

$$Z(p) = R + pL; \quad Z_1(p) = R_1 + pL_1. \quad (3)$$

Головний визначник системи рівнянь (2):

$$\Delta(p) = \begin{vmatrix} Y_{11}(p) & -Y_{12}(p) \\ -Y_{21}(p) & Y_{22}(p) \end{vmatrix} = Y_{11}(p)Y_{22}(p) - Y_{12}(p)Y_{21}(p). \quad (4)$$

Після підстановки у (4) виразів операторних зображено власних і спільних провідностей та проведення низки алгебричних перетворень, остаточно отримано операторне зображення

$$\Delta(p) = \frac{2(Z_1 + R_H) + Z + 2pC_1Z_1R_H + pC_1ZZ_1}{ZZ_1R_H}$$

Для визначення операторного зображення вузлової напруги $U_{10}(p)$, розраховано алгебричне доповнення

$$\Delta_1(p) = \begin{vmatrix} I_{11}(p) & -Y_{12}(p) \\ I_{22}(p) & Y_{22}(p) \end{vmatrix} = I_{11}(p)Y_{22} + I_{22}(p)Y_{21}(p). \quad (5)$$

Підстановка у (4) виразів операторних зображено вузлових струмів та власних і спільних провідностей, після здійснення низки алгебричних перетворень, дає:

$$\Delta_1(p) = \{(\dot{E}_1 - \dot{E}_6)(Z_1 + R_H + pC_1Z_1R_H) + (p - j\omega)[jLi(0)(Z_1 + R_H + pC_1Z_1R_H) - jL_1i_1(0)Z + ju_c(0)C_1ZZ_1]\} / (p - j\omega)ZZ_1R_H.$$

Операторне зображення вузлової напруги $U_{10}(p)$ розраховується як відношення $\Delta_1(p)$ до $\Delta(p)$. Врахувавши, що зазначені вирази мають практично однакові знаменники, остаточно отримано вирах операторного зображення вузлової напруги $U_{10}(p)$ у наступному вигляді:

$$U_{10}(p) = \{(\dot{E}_1 - \dot{E}_6)(Z_1 + R_H + pC_1Z_1R_H) + (p - j\omega)[jLi(0)(Z_1 + R_H + pC_1Z_1R_H) - jL_1i_1(0)Z + ju_c(0)C_1ZZ_1]\} / (p - j\omega)[2(Z_1 + R_H) + Z + 2pC_1Z_1R_H + pC_1ZZ_1]$$

Для переходу до оригіналу напруги $u_{10}(t)$ скористаємось формулою розкладання, Рівняння знаменника останнього співвідношення

$$H(p) = (p - j\omega)[2(Z_1 + R_H) + Z + 2pC_1Z_1R_H + pC_1ZZ_1]$$

перетворимо, підставивши в нього вирази операторних зображень опорів віток операторної схеми рис. 2. При цьому, після низки алгебричних перетворень отримаємо

$$H(p) = (p - j\omega)[p^3C_1L_1L + p^2C_1(R_1L + RL_1 + 2R_HL_1) + p(L + 2L_1 + 2C_1R_1R_H + C_1R_1R) + 2(R_H + R_1) + R]. \quad (6)$$

3 рівняння $H(p) = 0$ розраховуємо корені знаменника. Для здійснення числового розрахунку задамо параметри елементів електричної моделі електромеханічної системи, які відповідають номінальному режиму роботи насосного агрегату Д 2000-100 з приводним електричним двигуном, що має 980 обертів на хвилину. За зазначених умов, параметри електричної моделі є такими: $f = 16.333$ Гц,

$\omega = 102.57$ 1/с, $R = 40$ Ом, $R_1 = 20$ Ом, $R_H = 200$ Ом, $L = 0.1$ Гн, $L_1 = 2$ Гн, $C_1 = (0.001 - 0.00003)$ Ф. Амплітуда джерел синусоїдної ЕРС віток електричної моделі 150 В, а зсув за фазою відповідає (1).

Після підстановки наведених вище числових значень параметрів елементів електричної моделі, співвідношення (6) набуло вигляду:

$$H(p) = (p - j\omega)[p^3 0.2C_1 + p^2 882C_1 + p(8800C_1 + 4.1) + 480] \quad (7)$$

Прирівнявши останнє рівняння до нуля, отримаємо його корені. Перший множник дає

$$p_0 = j\omega = j102.57 \text{ (1/c)}.$$

Другий множник є кубічним рівнянням і результат його розв'язку для різних значень ємності кола навантаження електричної моделі зведено у табл. 1.

З впливає з даних табл. 1, рівняння знаменника виразу (5), яке одночасно є і характеристичним рівнянням кола, має 4 корені. Корінь $p_0 = j\omega = j102.57$ (1/с) відповідає вимушеній складовій напруги $u_{10}(t)$, інші корені - вільним складовим цієї напруги.

Звернімо увагу, що при відсутності ємності у колі навантаження схеми рис. 1 та при числових значеннях ємності до 0.02 Ф усі три корені є дійсними різними, тобто електромагнітний процес має аперіодичний характер. Подальше зменшення величини ємності призводить до того, що один корінь залишається дійсним, а два інші стають комплексно-спряженими. Це свідчить про зміну характеру вільного режиму з аперіодичного на коливальний. Така ситуація зберігається допоки ємність не зменшиться практично до 0.000011 Ф.

Після цього усі три корені характеристичного рівняння кола знову стають дійсними різними, а перехідний процес - аперіодичним. При подальшому зменшенні ємності практично до 0.000004 Ф вільний процес залишається за характером аперіодичним, а потім при тій же тенденції зміни величини ємності знову переходить у коливальний.

Після виходу діода D6 з роботи, починається другий етап комутації. Схема цього етапу спрощується. Вона буде майже такою ж як і на рис. 2, якщо з неї видалити вітку з джерелом $\dot{E}_6 / (p - j\omega)$. Для такої схеми характеристичне рівняння кола, складене за методом вхідного опору, має вигляд:

$$Z(p) + R_H + \frac{Z_1(p) / pC_1}{Z_1(p) + 1 / pC_1} = 0.$$

Після підстановки у останнє виразів $Z(p)$ та $Z_1(p)$ згідно (3) та здійснення низки алгебричних перетворень, остаточно отримаємо вираз характеристичного рівняння кола на другому етапі комутації:

$$H_1(p) = p^3 C_1 L_1 L + p^2 C_1 [R_1 L + (R + R_H) L_1] + p(L + L_1 + C_1 R_1 R_H + C_1 R_1 R) + (R_H + R_1 + R) \cdot p^3 0.2 C_1 + p^2 482 C_1 + p(4800 C_1 + 2.1) + 260 \quad (8)$$

Підставивши у рівняння $H_1(p) = 0$ параметри елементів електричної моделі електромеханічної системи (такі ж як і на першому етапі комутації), отримаємо:

Числові значення коренів цього кубічного рівняння при різній величині ємності C_1 кола навантаження електричної моделі ЕМС мережі водопостачання представлені у табл. 2.

Таблиця 1 – Результат розв'язку характеристичного рівняння на першому етапі комутації для різних значень ємності кола навантаження електричної моделі

Величина C_1 (Ф)	Числові значення коренів характеристичного рівняння на першому етапі комутації		
	P_1 (1/c)	P_2 (1/c)	P_3 (1/c)
1	-4400.00	-0.05	-9.95
0.1	-4399.95	-0.58	-9.47
0.05	-4399.91	-1.23	-8.86
0.0209	-4399.78	-5.11 + j 0.02	-5.11 - j 0.02
0.001	-4398.36	-6.82 + j 22.35	-6.82 - j 22.35
0.0001	-4354.08	-27.96 + j 68.78	-27.96 - j 68.78
0.00003	-4243.02	-83.49 + j 109.01	-83.49 - j 109.01
0.00002	-4159.96	-125.02 + j 114.96	-125.02 - j 114.96
0.000015	-4073.32	-168.34 + j 104.60	-168.34 - j 104.60
0.000012	-3982.61	-213.69 + j 67.48	-213.69 - j 67.48
0.0000109	-3938.83	-235.58 + j 1.64	-235.58 - j 1.64
0.00001	-3887.19	-342.59	-180.22
0.000007	-3613.66	-650.48	-145.86
0.000006	-3436.96	-833.38	-139.65
0.000005	-3138.26	-1137.25	-134.49
0.0000040	-2139.91 + j 84.61	-2139.91 - j 84.61	-130.17
0.000004	-2139.95 + j 181.16	-2139.95 - j 181.16	-130.08
0.000002	-2143.57 + j 2274.29	-2143.57 - j 2274.29	-122.86
0.000001	-2145.09 + j 3927.92	-2145.09 - j 3927.92	-119.82

Таблиця 2 – Числові значення коренів кубічного рівняння на другому етапі комутації при різній величині ємності C_1 кола навантаження електричної моделі ЕМС мережі водопостачання

Величина C_1 (Ф)	Числові значення коренів характеристичного рівняння на другому етапі комутації		
	P_1 (1/c)	P_2 (1/c)	P_3 (1/c)
1	-2400.00	-0.05	-9.95
0.1	-2399.96	-0.57	-9.47
0.05	-2399.92	-1.22	-8.86
0.02	-2399.79	-5.10 + j 1.02	-5.11 - j 1.02
0.001	-2395.83	-7.09 + j 22.19	-7.09 - j 22.19
0.0001	-2357.62	-26.19 + j 69.49	-26.19 - j 69.49
0.00003	-2252.50	-78.75 + j 114.18	-78.75 - j 114.18
0.00002	-2170.90	-119.55 + j 125.10	-119.55 - j 125.10
0.000015	-2082.29	-163.85 + j 121.54	-163.85 - j 121.54
0.000013	-2023.39	-193.31 + j 109.79	-193.31 - j 109.79
0.0000105	-1907.10	-251.45 + j 41.15	-251.45 - j 41.15
0.00001	-1873.88	-218.25	-317.87
0.000009	-1789.86	-185.80	-434.34
0.000008	-1666.55	-170.05	-579.40
0.000007	-1443.14	-159.37	-807.49
0.000006	-1129.27 + j 396.05	-151.27	-1129.27 - j 396.05
0.000005	-1132.62 + j 716.42	-144.76	-1132.62 - j 716.42

Висновки

1. Залежно від співвідношення між параметрами (R_1 , L_1 , C_1) елементів вихідної вітки електричної моделі електромеханічної системи мережі водопостачання, характер перехідного процесу може бути аперіодичним чи коливальним.

2. Аперіодичний характер електромагнітного процесу у електричній моделі ЕМС мережі водопостачання свідчить про те, що характер руху рідини у спіральному відводі насоса буде близьким до ламінарного. У випадку коливального характеру електромагнітного процесу електричної моделі при відповідних параметрах конструкції спірального відводу насоса характер руху рідини у відводі буде близьким до турбулентного.

3. Результати електричного моделювання електромагнітних процесів у електричній моделі ЕМС потрібно враховувати при конструюванні спіральних відводів насосів [10].

Список літератури

1. Стоимость жизненного цикла насоса (LCC): Руководство по анализу LCC насосных систем. – Москва: Издательство ООО «СофтКом». (Перевод с английского). – 2010. – 220 с.
2. **Неня, В. Г.** Оцінка втрат енергії, пов'язаних зі нестационарною роботою відцентрового насоса / **В. Г. Неня, С. О. Хованський** // *Вісник НТУ «ХПІ»*. – Харків. – НТУ «ХПІ». – 2010. – №44. – С. 25 – 29.
3. **Голиков, В. А.** Программные комплексы для расчета течения и автоматизированного проектирования лопастных гидромашин / **В. А. Голиков, А. А. Жарковский, Г. И. Топаж** // *НТВ СПбГПУ. – Серия: Наука и образование*. – 2012. – №1 (142). – С. 199 – 206.
4. **Зотов, Б. Н.** Программа расчета ожидаемых энергетических характеристик центробежных насосов / **Б. Н. Зотов** // *ECOPUMP-RUS*. – Москва. – 2016. – С. 15 – 19.
5. Спосіб створення електричної моделі відцентрового насоса: Патент UA № 67781, МПК G06G 7/00 / Бойко В. С., Бойко В. В., Сотник М. І. - у 2011 08267. Заявл. 01.07.2011. Опубл. 12.03.2012, Бюл. № 5.
6. **Бойко, В. С.** Моделювання особливих режимів роботи електромеханічних систем мереж водопостачання / **В. С. Бойко, М. І. Сотник, В. В. Москаленко** // *Електротехніка і електромеханіка. – Спеціальний випуск. – Т. I.* – 2016. – №4(1). – С. 4 - 10.
7. **Бойко, В. С.** Адекватність електричного моделювання робочих процесів у відцентровому насосі / **В. С. Бойко,**

- М. І. Сотник** // *Технічна електродинаміка*. – Київ. – 2013. – №5. – С. 90 - 96.
8. **Размадзе, Ш. М.** Преобразовательные схемы и системы / **Ш. М. Размадзе**. – Москва. – "Высшая школа", 1987. – 527 с.
9. **Руденко, В. С.** Основы преобразовательной техники / **В. С. Руденко, В. И. Сенько, И. М. Чиженко**. – Москва. – "Высшая школа". – 1980. – 423 с.
10. **Косторной, С. Д.** Проектирование спиральных отводов центробежных насосов трапецеидальной формы со скругленными углами / **С. Д. Косторной, А. А. Чаплыгин** // *Вісник Сумського державного університету. – Серія: технічні науки*. – Т. I. – 2010. – № 3. – С. 105-115.

Bibliography (transliterated)

1. Stoimost' zhiznennogo cikla nasosa (LCC): Rukovodstvo po analizu LCC nasosnyh sistem. M.: Izd-vo ООО «SoftKom». 2010, 220 s.
2. **Nenja, V. G., Hovans'kij, S. O.** Ocinka vtrat energii, pov'jazanih zi nestacionarною robotоju vidcentrovogo nasosa. *Visnik NTU «HPI»*, 2010, №44, 25 – 29.
3. **Golikov, V. A., Zharkovskij, A. A., Topazh, G. I.** Programmnye komplekсы dlja rascheta techenija i avtomatizirovannogo proektirovanija lopastnyh gidromashin. *NTV SPbGPU. Serija: Nauka i obrazovanie*, 2012, №1 (142), 199-206.
4. **Zotov, B. N.** Programma rascheta ozhidaemyh jenergeticheskikh harakteristik centrobezhnyh nasosov. *ECOPUMP-RUS*. Moskva, 2016, 15-19.
5. Sposib stvorennja elektrichnoji modeli vidcentrovogo nasosa: Patent UA № 67781, MPK G06G 7/00 /Boiko V.S., Boiko V.V., Sotnik M.I, u 2011 08267. Zajavl. 01.07.2011. Opubl. 12.03.2012, Bjul. № 5.
6. **Boiko, V. S., Sotnik, M. I., Moskalenko, V. V.** Modeljuvannja osoblivih rezhimiv roboti elektromehaničnih sistem merezh vodopostachannja. *Elektrotehnika i elektromehaniка, Special'nij vipusk*, 2016, 4(1), 1, 4-10.
7. **Boiko, V. S., Sotnik, M. I.** Adekvatnist' elektrichnogo modeljuvannja robochih procesiv u vidcentrovomu nasosi. *Tehn. Jelektrodinamika*, 2013, №5, 90-96.
8. **Razmadze, Sh. M.** Preobrazovatel'nye shemy i sistemy. M.: Izd-vo "Vysshaja shkola", 1987, 527.
9. **Rudenko, V. S., Sen'ko, V. I., Chizhenko, I. M.** Osnovy preobrazovatel'noj tehniki. M.: Izd-vo "Vysshaja shkola", 1980, 423.
10. **Kostornoj, S. D., Chaplygin, A. A.** Proektirovanie spiral'nyh otvodov centrobezhnyh nasosov trapeceidal'noj formy so skruglennymi uglami. *Visnik Sums'kogo derzhavnogo universitetu. Serija: tehnični nauki*, 2010, № 3, 1, 105-115.

Відомості про авторів (About the Authors)

Бойко Валерій Степанович - доктор технічних наук, професор, Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського", професор кафедри теоретичної електротехніки, м. Київ, Україна; ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-1018-0642>; e-mail: vsboiko@bigmir.net.

Valeriy Boiko – doctor of technical sciences, professor, National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Professor of the Department of Theoretical Electrical Engineering, Kyiv, Ukraine; ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-1018-0642>; e-mail: vsboiko@bigmir.net.

Сотник Микола Іванович - доктор технічних наук, доцент, Сумський державний університет, доцент кафедри прикладної гідроаеромеханіки, м. Суми, Україна; ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-24761-8161>; e-mail: ni.sotnik@gmail.com.

Mykola Sotnyk – doctor of technical sciences, Docent, Sumy State University, Associate Professor of the Department of Applied Hydroaeromechanics, Sumy; Ukraine; ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-24761-8161>; e-mail: ni.sotnik@gmail.com.

Будь ласка, посилайтесь на цю статтю наступним чином:

Бойко, В. С. Вплив ємності кола навантаження електричної моделі на характер електромагнітних процесів / **В. С. Бойко, М. І. Сотник** // *Вісник НТУ «ХПІ»*, Серія: *Нові рішення в сучасних технологіях*. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 19-24. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.03.

Please cite this article as:

Boiko, V., Sotnyk, M. The influence of load circuit capacitance of electric models on the electromagnetic processes nature. *Bulletin of NTU "KhPI". Series: New solutions in modern technologies*. – Kharkiv: NTU "KhPI", 2018, **26** (1302), 1, 19-24, doi:10.20998/2413-4295.2018.26.03.

Пожалуйста, ссылайтесь на эту статью следующим образом:

Бойко, В. С. Влияние емкости цепи нагрузки электрической модели на характер электромагнитных процессов / **В. С. Бойко, М. И. Сотник** // *Вестник НТУ «ХПИ»*, Серія: *Новые решения в современных технологиях*. – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 19-24. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.03.

АННОТАЦІЯ *Исследуется электромагнитный процесс в схеме электрической модели электромеханической системы сети водоснабжения с насосом Д 2000-100. Параметры элементов электрической модели, созданной на способе создания электрической модели центробежного насоса, отвечают номинальному рабочему режиму и использованы при числовом расчете. Часть цепи нагрузки электрической модели, которая моделирует спиральный отвод насоса, состоит из последовательно соединенных активного сопротивления и индуктивности, к которым подсоединен параллельно емкостной элемент. Совместная работа диодов двух соседних фаз электрической модели рассматривается как первый этап коммутации. Из исследований электромагнитных процессов на этом этапе получено характеристическое уравнение цепи. Расчет его корней показал, что в зависимости от соотношения между параметрами (R_1 , L_1 , C_1) элементов выходной ветви электрической модели электромеханической системы сети водоснабжения, характер переходного электромагнитного процесса может быть аperiodическим либо колебательным. Такой же вывод получен при анализе характеристического уравнения, которое соответствует второму этапу коммутации – когда в работе остается только один диод. Результаты электрического моделирования электромагнитных процессов в электрической модели электромеханической системе, приведенные в публикации, свидетельствуют об важности величины емкости спирального отвода насоса для повышения энергетической эффективности технологического процесса водоснабжения.*

Ключевые слова: *коммутация; электромеханическая система; спиральный отвод; энергия; переходной процесс.*

Надійшла (received) 04.07.2018

УДК 624.314

doi:10.20998/2413-4295.2018.26.04

СИСТЕМИ НАКОПИЧЕННЯ ЕНЕРГІЇ НА ОСНОВІ ЗАСТОСУВАННЯ ПОТУЖНИХ ДВОНАПРЯМЛЕНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

А. Ф. ЖАРКІН¹, В. О. НОВСЬКИЙ^{1*}, В. В. МАРТИНОВ², А. Г. ПАЗЄЄВ¹, С. О. ПАЛАЧОВ¹,
Ю. В. РУДЕНКО²

¹відділ стабілізації параметрів електромагнітної енергії, Інститут електродинаміки НАН України, Київ, УКРАЇНА

²відділ транзисторних перетворювачів, Інститут електродинаміки НАН України, Київ, УКРАЇНА

*email:novsky@ied.org.ua

АНОТАЦІЯ Розглянуто основні аспекти побудови сучасних систем накопичення електроенергії (СНЕ) на основі застосування потужних двонапрямлених напівпровідникових перетворювачів, а саме підвищувально-понижувального перетворювача постійної напруги і трифазного перетворювача напруги (трифазного інвертора), що застосовують у СНЕ з різними типами джерел електроенергії, такими, як зовнішня електрична мережа енергосистеми, джерела відновлюваної енергетики та ін. Наведено результати розрахунків роботи двонапрямленого трифазного інвертора у складі уніфікованого інверторного модуля потужністю 300кВт, що призначений для побудови багатомодульних СНЕ значної потужності.

Ключові слова: система накопичення енергії; двонапрямлений перетворювач; двонапрямлений трифазний інвертор; джерело відновлюваної енергетики.

ELECTRIC STORAGE SYSTEMS BASED ON THE USE OF POWERFUL BI-DIRECTIONAL CONVERTERS

A. ZHARKIN, V. NOVSKY, V. MARTYNOV, A. PAZIEIEV, S. PALACHOV, YU. RUDENKO

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv, UKRAINE

ABSTRACT The main aspects of the construction of modern electric storage systems (ESS) are considered on the basis of the use of powerful bi-directional semiconductor transducers, namely, an upward-downward converter DC and a three-phase voltage converter (three-phase inverter) used in ESS with different types of sources of electricity, such as external power grid, renewable power sources, etc. The example of construction of the power supply system on the basis of the developed bidirectional unified inverter module for multi-modular ESS of high power is presented. The results of calculations of the operation of a bi-directional three-phase inverter in the composition of a standardized 300 kW turbine inverter module are proposed, which is intended for the construction of high-power multimodal ESS. It is shown, that on the basis of powerful two-directional semiconductor transducers, the system of energy accumulation in all modes of operation is capable of providing the necessary parameters of the quality of electric power in the power supply system, and for providing regulated by normative documents indicators of electricity quality on the network side in the transmission of electricity from a three-phase network to a power storage unit, a bi-directional three-phase inverter must operate in the active correction mode of the sweat ratio ness that ensures value ratios of total harmonic distortion of current electricity network at a few percent.

Keywords: energy accumulation system; bi-directional converter; bi-directional three-phase inverter; a renewable energy source.

Вступ

Перспективні системи електропостачання (СЕП) за загальними принципами побудови докорінно відрізняються від традиційних систем, оскільки, у першу чергу, вони є розподіленими асинхронними системами із двонапрямленими потоками електроенергії. Структура перспективних СЕП визначатиметься типом наявних джерел енергії, але в будь-якому випадку важливою їх частиною будуть системи, що здатні реалізувати технології ефективного використання накопиченої електроенергії (концепція «ESS» – «Energy Storage System»), тобто системи накопичення електроенергії (СНЕ). До суттєвих переваг СНЕ належать функціональна гнучкість, можливість автоматизації процесів управління і контролю, і як наслідок широкої інтеграції в системи інтелектуальних

електричних мереж «Smart grid». [1]. Необхідна потужність перетворювачів для СНЕ коливається в широкому діапазоні – від десятків кВт до десятків МВт. Зазначимо, що при розробці потужних перетворювачів завжди існує протиріччя між необхідними (визначеними з технічного завдання) та економічно обґрунтованими значеннями струмів і напруг силових ключових елементів, що обираються для застосування в конкретних схемах.

Одним з шляхів вирішення такого протиріччя є створення перетворювачів за багатомодульною структурою при паралельному з'єднанні значної кількості модулів [2]. Вирішення проблем паралельної роботи багатьох перетворювачів на одне навантаження потребує проведення досліджень, спрямованих на запобігання як небажаним перетокам потужності між елементами системи, так і забезпечення безаварійної роботи в статичних та

динамічних режимах. Останнє забезпечується, в тому числі, обґрунтованим вибором типу силових перемикаючих елементів та нормативних теплових і навантажених режимів.

Мета роботи

Розроблення систем накопичення енергії на основі застосування потужних двонапрямлених перетворювачів для перспективних СЕП, зокрема, з відновлюваними джерелами енергії, що здатні забезпечувати необхідні параметри якості електроенергії в СЕП, а також отримання значень струмів у силових елементах двонапрямленого трифазного інвертора для забезпечення можливості обґрунтованого вибору параметрів реактивних елементах та типу силових IGBT транзисторів.

Виклад основного матеріалу

Джерела розосередженої генерації (ДРГ), зокрема відновлювані джерела енергії (ВДЕ), є генеруючими об'єктами, які розташовані в безпосередній близькості від кінцевого споживання електроенергії і засновані, як правило, на технологіях когенерації і відновлювальної енергетики з можливістю використання систем накопичення енергії і "технології" Smart Grid [1, 3, 4]. За рахунок застосування ДРГ знижуються втрати енергії і перетікання реактивної потужності в мережах, підвищується надійність електропостачання, але при цьому сонячні електростанції (СЕС) та особливо вітроелектростанції (ВЕС) можуть бути джерелами погіршення якості електричної енергії (ЯЕ) в мережах, до яких вони підключаються. Неоднозначним є вплив ДРГ на якість електроенергії по рівнях напруги, на емісію вищих гармонік, інтергармонік і флікеру в системі. Крім того, підключення ДРГ до розподільчої мережі збільшує струми короткого замикання, що може викликати заміну комутаційних апаратів, зміну налаштувань захисту та ін. [5-7]. Для зниження негативного впливу ДРГ на ЯЕ в мережах все ширше використовуються потужні напівпровідникові перетворювачі електроенергії, чому сприяє стрімкий розвиток як силових перемикаючих елементів, так і мікропроцесорних систем управління.

Використання нових алгоритмів системи управління, оптимальної конфігурації силових структур і схем зазначених напівпровідникових перетворювачів дозволяє використовувати їх для ефективного керування зміною напрямку потоку електроенергії в електроенергетичних системах, що мають у своєму складі СНЕ з накопичувачами електроенергії (НЕЕ) різного типу (літій-іонні акумуляторні батареї, супер- або ультраконденсатори, графенові накопичувачі та ін.) [8]. Такі СНЕ використовуються для забезпечення балансу генерованої і споживаної потужностей,

«згладжування» або усунення піків у графіках навантаження, роботи в аварійних режимах СЕП, а також для оптимізації умов експлуатації джерел відновлюваної енергії та ін.

Для СНЕ характерними є два режими роботи: режим накопичення енергії в період її надлишку в електромережі та режим віддачі енергії в мережу в період дефіциту енергії. Таку можливість мають двонапрямлені трифазні перетворювачі (інвертори), що працюють як випрямляч, коли енергія передається від мережі змінного струму до НЕЕ, та як інвертор, коли енергія передається від НЕЕ в мережу змінного струму [9]. У роботі [10] показано застосування даного перетворювача як інтерфейсу між мережею змінного струму й накопичувачем енергії в мережі постійного струму для керування двонаправленим потоком енергії. Такий перетворювач також може підтримувати потік реактивної енергії. Для передачі чисто активної енергії використовуються два режими: режим інвертора, у якому напруга і струм є синфазними, і випрямляючий режим, у якому напруга і струм перебувають у протифазі з кутом 180 ел. град. Для передачі реактивної енергії різниця фазового кута між струмом і напругою повинна знаходитись в межах від нуля до 180 ел. град.

В ІЕД НАН України проводяться роботи, пов'язані з розробкою уніфікованого інверторного модуля багатофункціонального перетворювача потужністю 300 кВт (УІМ-300) для використання в багатомодульних СНЕ значної потужності з різними типами джерел електроенергії. УІМ-300 складається з двох двонапрямлених перетворювачів: двонапрямленого перетворювача постійної напруги (bi-directional DC-DC converter) і двонапрямленого трифазного інвертора, які включено послідовно через проміжну мережу постійної стабілізованої напруги, що дозволяє змінювати напрямок передачі електроенергії залежно від стану СЕП: або від накопичувача електроенергії (НЕЕ) до трифазної мережі, або навпаки – від мережі до НЕЕ.

На рис. 1 наведено структурну схему СНЕ – системи комплексного електропостачання з накопиченням (акумуляуванням) електроенергії на основі двонапрямлених перетворювачів енергії УІМ-300. Тут навантаження мережі забезпечується електроенергією за допомогою СНЕ і чотирьох незалежних джерел електроенергії, два з яких є відновлювальними, а саме сонячні – та вітроелектроустановки (СЕУ і ВЕУ). Два інші джерела є традиційними для СЕП, де першим джерелом є зовнішня електрична мережа низької напруги, а другим – дизель-генератор (ДГ) великої потужності. Основою системи накопичення є багатомодульний двонапрямний перетворювач електроенергії, в якості окремих модулів якого використовується УІМ-300. При паралельному підключенні УІМ-300 можливо створення СНЕ практично будь-якої потужності (від сотень кіловат до сотень мегават). Самі накопичувачі електричної

енергії (НЕЕ), що використовуються у СНЕ, складаються зі значної кількості акумуляторних батарей, причому використання знаходять акумулятори різного типу (натрій-сіркові, свинцево-кислотні, цинк-бромідні, літій-іонні, нікель-кадмієві, нікель-сульфатні та ін.) та призначені для накопичення і зберігання електричної енергії значної енергоємності (від сотень кВт*год до сотень МВт*год).

В залежності від балансу потужностей підключених джерел електроенергії та споживачів, СНЕ працює в режимі або накопичення енергії в НЕЕ, або відбору енергії з НЕЕ. Трифазні контактори К1-К6 забезпечують вибір необхідного режиму роботи СНЕ. Передачу електроенергії в обох напрямках забезпечує саме багатомодульний двонапрявлений перетворювач на базі модулів УІМ-300 з блоком

комунікації з системою SCADA (*Supervisory Control And Data Acquisition*), яка необхідна для забезпечення роботи СНЕ в режимі реального часу при зборі, обробці, відображенні та архівуванні інформації про режими електричної мережі та автоматичного керування режимами роботи двонапрявленого перетворювача СНЕ. Система SCADA підключається до автоматизованої системи комерційного обліку електроенергії (АСКОЕ), яка забезпечує перехід до тарифів реального часу, отримання достовірного балансу виробництва і розподілу та споживання електричної енергії, аналіз та контроль внутрішнього балансу суб'єктів енергоринку, а також здійснює оцінку показників якості електричної енергії.

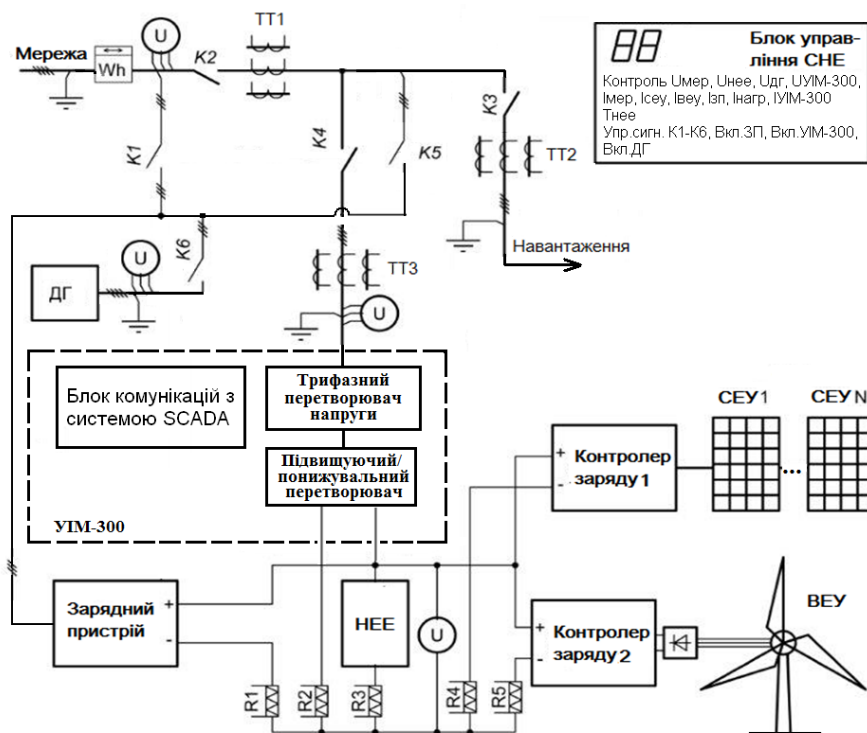


Рис. 1 – Структурна схема системи комплексного електропостачання на основі СНЕ

На рис. 2 наведено загальну структурну схему уніфікованого інверторного модуля УІМ-300, основними складовими якого є: підвищувально-понижувальний двонапрявлений перетворювач постійної напруги (ДППН), що виконаний на потужних IGBT-модулях VT1 і VT2, який виконує функцію двонапрявленого регулятора напруги і струму, а також потужний двонапрявлений трифазний інвертор, що виконаний на IGBT-модулях VT3-VT8 з системою управління та захисту (СУЗ).

В першому режимі, при передачі електроенергії від НЕЕ до трифазної мережі, ДППН працює як підвищувальний стабілізатор постійної напруги, що забезпечує формування постійної стабілізованої напруги живлення інвертора підвищеного рівня, а в

другому режимі, при передачі енергії до НЕЕ, – як понижувальний регулятор (стабілізатор) постійного струму для забезпечення необхідних характеристик заряду НЕЕ.

Двонапрявлений трифазний інвертор в першому режимі виконує функцію перетворення енергії постійного струму, отриману від накопичувача електроенергії, в енергію змінного струму трифазної мережі, а в другому режимі – функцію трифазного активного випрямляча для забезпечення струму заряду накопичувача електроенергії.

На рис.2 введено наступні позначення силової частини УІМ-300: Др1 – дросель постійного струму; С1 – буферний конденсатор (БК) для обміну енергією між підвищувально-понижувальним перетворювачем

ДППН та двонапрямленим трифазним інвертором напруги, Др2 ($L2, L3, L4$) – високочастотний дросель, а також мережевий фільтр, який складається з «синусоїдного» LC – фільтра нижніх частот ($L5-L7$ і $C2-C4$). Наведені на рис. 2 основні блоки СУЗ не вимагають окремого пояснення.

Основними входними параметрами для проектування модуля УІМ-300 виступають напруга

ННН, рівень потужності, що передається, рівень напруги та частота трифазної мережі. Також необхідно враховувати такі параметри, як внутрішні опори ННН і мережі, сумарний коефіцієнт гармонічних спотворень вихідної напруги у режимі передачі енергії в мережу та вхідного струму в режимі передачі енергії в ННН.

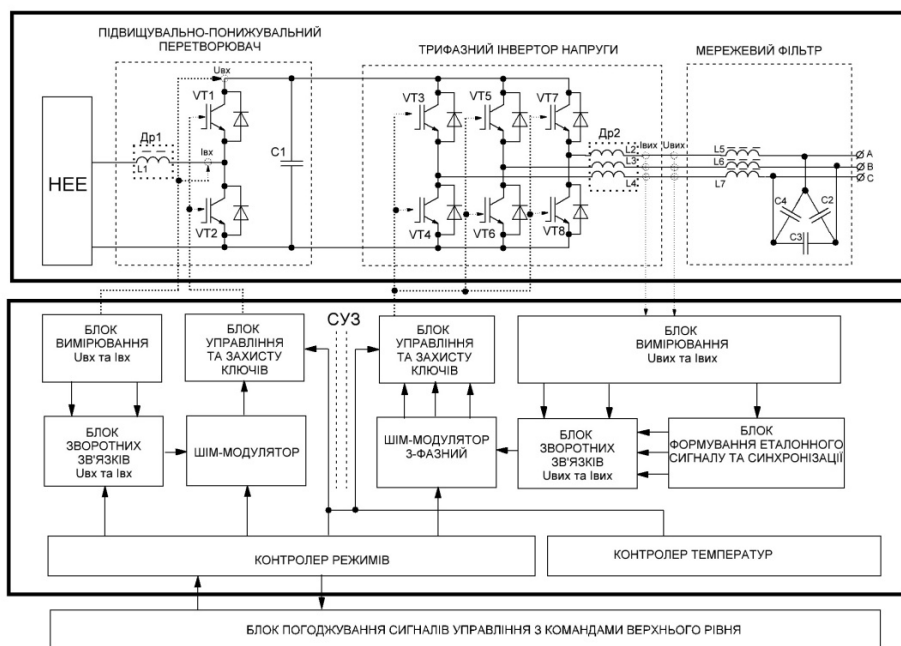


Рис. 2 – Структурна схема уніфікованого інверторного модуля УІМ-300

Як вже зазначалось, безаварійна робота потужних напівпровідникових перетворювачів в статичних та динамічних режимах забезпечується, в тому числі, обґрунтованим вибором типу силових перемикаючих елементів та режимів їх роботи. Для цього необхідно визначити максимальні значення та розмах пульсацій струмів в силових елементах перетворювачів при зміні параметрів їх силових реактивних елементів та систем керування.

Зазначені дослідження для ДППН при роботі у складі УІМ-300 було проведено раніше. Встановлено, що з двох можливих режимів роботи ДППН найбільш навантаженим по струму та напрузі силових транзисторів є режим передачі енергії від ННН до трифазної мережі. Для перетворювача потужністю 300 кВт отримано максимальні значення струмів у 824 А при мінімальній напрузі ННН 400 В та постійній напрузі проміжної мережі УІМ-300 у 700 В, що дозволило здійснити обґрунтований вибір силових перемикаючих елементів, а також вибір параметрів і проведення інженерних розрахунків силових реактивних елементів та системи керування ДППН.

Двонапрямленим трифазним інвертор при роботі в обох режимах модуля УІМ-300 повинен забезпечувати необхідні параметри якості електроенергії на стороні мережі. Дослідження

роботи двонапрявленого трифазного інвертора проводилось також шляхом розрахунків на імітаційній моделі з використанням пакету схемотехнічного моделювання МС9. Структурна схема імітаційної моделі інвертора представлена на рис. 3. Вона складається з трифазного мостового інвертора (ІНВ) що побудований на шести перемикаючих елементах $S1-S6$ зі зворотними діодами $D1-D6$, системи керування інвертором СК-ІНВ, силових фільтрів СФ1 та СФ2, конденсатора фільтра на стороні постійної напруги $C1$, комутатора $K1$, резистора $R1$, що в режимі передачі енергії до ННН моделює навантаження, джерела постійної напруги $V1$, що в режимі передачі електроенергії від ННН до трифазної мережі моделює джерело енергії (ННН та ДППН на рис. 2), а також джерел синусоїдальної напруги $Vs1-Vs3$ і опорів $Z1-Z3$, які в обох режимах моделюють трифазну мережу. Силові фільтри СФ1 та СФ2 виконані у вигляді відповідних LC фільтрів, причому дроселі $L1-L3$ у СФ1 використовуються як високочастотні дроселі, СФ2 використовується в якості мережевого силового фільтра електромагнітних завад, а опори $Z1-Z3$ виконані у вигляді LR ланок.

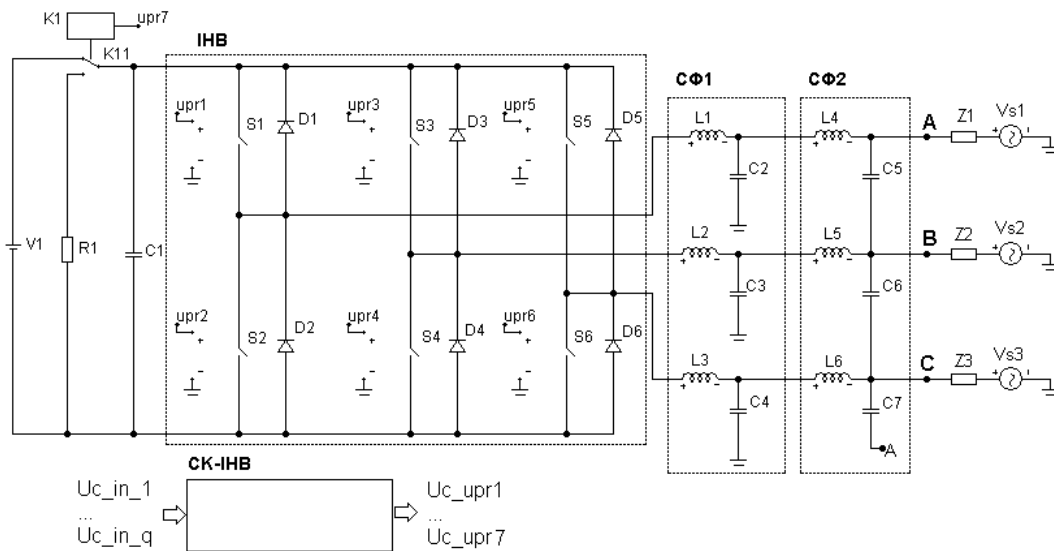


Рис. 3 – Структурна схема імітаційної моделі двонапрявленого трифазного інвертора

Двонапрявлений трифазний інвертор у складі уніфікованого інверторного модуля УІМ-300 працює наступним чином. В залежності від прийнятих алгоритмів роботи та стану локальної СЕП, до якої можуть входити в різних комбінаціях мережа електропостачання, НЕЕ та відновлювані джерела електроенергії, мікропроцесорна система управління модуля УІМ-300, яка по відношенню до інвертора є ієрархічно вищого рівня, видає зовнішні сигнали управління, що визначають режим роботи інвертора, тобто напрямок передачі електроенергії: або від НЕЕ до трифазної мережі, або навпаки – від мережі до НЕЕ. Зміна напрямку передачі енергії відбувається за рахунок переведення інвертора або в інверторний, або в випрямний режим, що в моделі реалізовано за допомогою комутації контактором К1 до відповідних клем або джерела напруги V1, або навантаження R1. У відповідності до зовнішніх сигналів управління та сигналів від датчиків напруги та струмів СК-ІНВ формує імпульсні послідовності керування роботою силових ключів S1–S6. Для розрахунків обрано один з можливих варіантів побудови системи керування двонапрявленим інвертором – систему з ШІМ, при цьому частота імпульсної модуляції має фіксоване значення, що спрощує фільтрацію вищих гармонік струмів, які інжектуються в мережу. Дослідження в обох режимах роботи проводились для номінальної потужності двонапрявленого інвертора 300 кВт, номінальної напруги мережі живлення 220 В та при постійній напрузі проміжної мережі 700 В. Було прийнято, що двонапрявлений трифазний інвертор підключений до мережі з відношенням потужності короткого замикання мережі до номінальної потужності навантаження, що дорівнює 20. Параметрами, що підлягали варіації становили індуктивності дроселів L1–L3 в діапазоні 100 мкГн –

300 мкГн, напруга трифазної мережі +10%–15%, частота імпульсної модуляції 15 кГц–20кГц.

Для прикладу на рис.4 наведено результати розрахунків вихідних струмів інвертора для значень індуктивностей дроселів L1–L3 у 100 мкГн, частоти імпульсної модуляції Fmod 20 кГц при діючому значенні вихідної фазної напруги інвертора 220В.

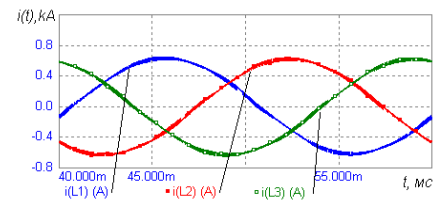


Рис. 4 – Струми високочастотних дроселів в режимі передачі енергії до мережі

Як видно з рисунку, на виході трифазного інвертора формуються струми майже синусоїдальної форми. При вказаних параметрах максимальне значення вихідного струму та високочастотної пульсації струму L1 фази А інвертора становлять відповідно 652,2 А та 40,9 А. Значення THDi (IL1) становить 2,5%, що є відносно низьким значенням, але, зважаючи на наявність відносно значних гармонік з частотами імпульсної модуляції, для відповідності ЯЕ в точці підключення СНЕ діючим нормативним документам, наприклад [11], потребує додаткової фільтрації вищих гармонік. Як показали розрахунки, при використанні в інверторі СФ2 (рис. 3) амплітуди вищих гармонік знижуються майже в 3 рази, при цьому значення THDi вихідного струму інвертора становить 1,3%. Зазначимо, що для прийнятого алгоритму формування вихідного струму значення струмів перемикаючих елементів інвертора дорівнюють значенням струмів відповідних дроселів

на кожному з інтервалів частоти імпульсної модуляції. Тож максимальні струми силових транзисторів та діодів також дорівнюють відповідним максимальним струмам дроселів.

Аналіз результатів проведених розрахунків показав, що при мінімальних індуктивностях мережевого дроселя максимальне значення струму дроселя, а значить і струму силових транзисторів, може становити 787,4 А, що очевидно має місце при мінімальних напрузі мережі. Розмах височастотних пульсації струму при цьому дорівнює 40,9 А. При збільшенні індуктивності дроселів до 300мкГн відповідні значення струму та його пульсації становлять 775,6 А та 18,7 А. Очевидно, що більші значення струму дроселя та його пульсації обумовлюють підвищені втрати в височастотному дроселі та силових транзисторах. Вище було зазначено, що так як основним критерієм вибору перемикаючих елементів та параметрів силових реактивних елементів в потужних перетворювачах є забезпечення прийнятних теплових режимів, то для зменшення теплових втрат необхідно збільшувати індуктивність височастотного дроселя. Крім того, це призводить і до покращення якості вихідного струму, тобто до зменшення вмісту в ньому вищих гармонік.

В другому режимі роботи модуля УІМ-300, при передачі електроенергії від трифазної мережі до НЕЕ, двонаправлений трифазний інвертор працює в режимі активного височастотного випрямляча, який за прийнятою термінологією дістав назву активного коректора коефіцієнта потужності, в якому відбувається примусове формування вхідних струмів, що по формі та фазі співпадають з вхідною напругою [12]. В цьому режимі вхідною напругою інвертора є трифазна напруга мережі електропостачання, а вихідною напругою – постійна стабілізована напруга проміжної мережі модуля УІМ-300. Розрахунки проводились для тих же діапазонів зміни параметрів двонаправленого трифазного інвертора, що і для першого режиму.

На рис. 5 та рис. 6 наведено результати розрахунків для значень індуктивностей дроселів L1–L3 у 150 мкГн, діючого значення фазної напруги трифазної мережі 220 В, частоти імпульсної модуляції Fmod 20 кГц.

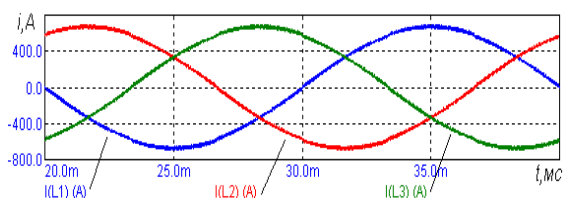


Рис. 5 – Струми височастотних дроселів в режимі передачі енергії до НЕЕ

Як видно з рисунків, на стороні мережі у двонаправленому трифазному інверторі, що працює в

режимі АККП формуються струми майже синусоїдальної форми. При вказаних параметрах максимальне значення струму дроселя L1 та височастотної пульсації цього струму становлять відповідно 690,4 А та 34,8 А.

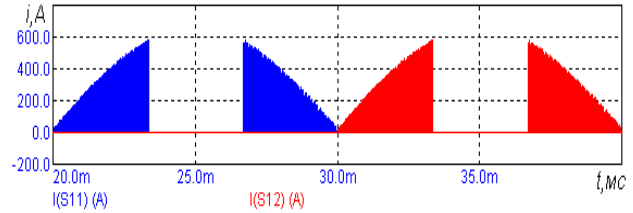


Рис. 6 – Струми ключів однієї стійки півмоста

Значення THDi (IL1) дроселя L1 становить 2,04 %, що, як і в першому режимі роботи інвертора, є відносно низьким значенням, але з тих же причин потребує додаткової фільтрації вищих гармонік. Розрахунки показали, що при використанні СФ2 амплітуди вищих гармонік, частоти яких близькі до частоти імпульсної модуляції, зменшилися майже в три рази, а значення THDi струму мережі (тобто струму Z1 на рис. 3) становило 1,14%. Зазначимо, що як видно з рис. 4-6, для прийнятого алгоритму формування вхідного струму максимальні значення струмів перемикаючих елементів інвертора становлять 0,86 від максимального значенням струмів відповідних дроселів, так як струм кожної з фаз на 1/6 періоду напруги мережі живлення формується з менших за абсолютними значеннями струмів інших двох фаз. При цьому сформований струм на протязі всього вказаного інтервалу протікає через зворотній діод відповідного силового транзистора. Так як при вказаних рівнях струмів та значеннях частоти імпульсної модуляції динамічні втрати в силових IGBT - модулях значно перевищують статичні, в режимі передачі енергії до НЕЕ забезпечується полегшення теплових режимів силових модулів, що позитивно впливає на надійність роботи двонаправленого УІМ-300 в цілому.

Аналіз результатів розрахунків режиму передачі енергії до НЕЕ показав, що максимальні значення струмів височастотних дроселів і розмаху пульсації струмів дроселів становили відповідно 771 А і 53,5 А, і спостерігались, очевидно, при мінімальних вхідній напрузі, частоті імпульсної модуляції та індуктивності дроселів. В цьому випадку сумарний коефіцієнт гармонічних спотворень струму дроселя L1 THDi (IL1) дорівнював 2,59%, а вхідних фазних струмів THDi (IZ1) – 1,15%. При збільшенні індуктивності височастотних дроселів до 500 мкГн відповідні значення струмів зменшилися до значень 744,4 А та 11,1 А при значеннях THDi (IL1) та THDi (IZ1) у 0,91% та 0,72%.

Результати розрахунків роботи інвертора показали, що в обох режимах напрямку передавання електроенергії при неоптимальних параметрах

силових високочастотних дроселів та частоти імпульсної модуляції максимальні пульсації струму дроселів двонапрявленого трифазного інвертора можуть сягати значень 45-55 А, що ускладнює забезпечення прийнятних теплових режимів силових елементів. Як показує досвід проектування силових перетворювачів, для вирішення цієї проблеми необхідно забезпечити зменшення пульсації струму хоча б до значень 4-5% від максимальних (в даному випадку амплітудних) значень струмів, наприклад шляхом вибору відповідних значень частоти імпульсної модуляції та індуктивності високочастотних дроселів.

З огляду на те, що двонапрявлений трифазний інвертор УІМ-300 в обох режимах роботи повинен забезпечувати одночасно з високим ККД необхідні параметри якості електроенергії на стороні мережі, вибір індуктивності високочастотного дроселя є ключовим питанням проектування інвертора. Розрахунки показали, що для діапазону значень індуктивності дроселів L1-L3 300мкГн-500мкГн значення THDi (IL1) лежать в межах 1,5%-0,75%, а значення THDi (IZ1) становлять 1,15%-0,65%. Одночасно для цього діапазону забезпечується не менше ніж двократне зниження розмаху пульсації струму дроселя. Виходячи з таких результатів саме з вказаного діапазону обирались значення індуктивностей високочастотних дроселів для проектування двонапрявленого трифазного інвертора.

Висновки

Показано, що розроблена на основі потужних двонапрявлених напівпровідникових перетворювачів система накопичення енергії в усіх режимах роботи здатна забезпечувати необхідні параметри якості електроенергії в СЕП. Наприклад, значення сумарних коефіцієнтів гармонічних спотворень струмів на боці мережі електропостачання становлять одиниці відсотку.

Показано, що прийнятні теплові режими силових елементів інвертора та низькі значення спотворення синусоїдальності струмів мережі електропостачання забезпечуються при обмеженні пульсації струмів високочастотних дроселів на рівні 4%-5% від максимального значення струму, для чого можливо, наприклад, при частоті імпульсної модуляції близько 20 кГц обирати значення індуктивності дроселів у діапазоні 300 мкГн-500 мкГн.

Встановлено, що в очевидно найбільш «важкому» з точки зору струмових навантажень силових перемикаючих елементів режимі з мінімальними значеннями напруги мережі електропостачання при обраних параметрах двонапрявленого трифазного інвертора максимальні значення струмів силових транзисторів інвертора становлять 775 А, тобто силові IGBT-модулі УІМ-300

повинні обиратися за величиною струму, виходячи з цього значення.

Список літератури

1. European Smart Grids Technology Platform. Vision and Strategy for Europe's Electricity Networks of the Future [Text] / Luxembourg: Office for Official Publications of the European Communities. – 2006.
2. **Жаркін, А. Ф., Пазеев, А. Г.** Однофазні активні коректори коефіцієнту потужності для багатомодульних систем електроживлення / Київ: Інститут електродинаміки НАН України. – 2014. – 155 с.
3. **Кириленко, О. В.** Smart Grid та організація інформаційного обміну в електроенергетичних системах / **О. В. Кириленко, І. В. Блінов, С. Є. Танкевич** // *Технічна електродинаміка*. – 2012. – № 3. – С. 47-48.
4. **Zhimin, Wang.** Distributed storage capacity reservations for residential PV generation utilization and LV network operation / **Zhimin Wang, Lihan Qin, Chenghong Gu, Furong Li** // *Power & Energy Society General Meeting*. – 2015. – P.1-12. – doi: 10.1109/PESGM.2015.7286114.
5. **Benysek, G.** Improvement in the Quality of Delivery of Electrical Energy using Power Electronics Systems / **G. Benysek**. – London: Springer. – 2007. – 191 p.
6. **Wang, Y.** Coordinated Control of Distributed Energy Storage Systems for Voltage Regulation in Distribution Networks Power Delivery / **Wang Y., Tan K. T., Peng X. Y., So P. L.** // *IEEE Transactions on Yearю* – 2015ю – V. PP, Issue 99. – P.1-15. – doi: 10.1109/TPWRD.2015.2462723.
7. **Xinwei, Shen.** Active distribution network expansion planning integrated with centralized and distributed Energy Storage System / **Xinwei Shen, Shouzhen Zhu, Jinghong Zheng, Yingduo Han, Qingsheng Li, Jing Nong** // *Power & Energy Society General Meeting*. – 2015. – P. 1-10. – doi: 10.1109/PESGM.2015.7286069.
8. **Смоленцев, Н. И.** Накопители энергии в локальных электрических сетях / **Н. И. Смоленцев** // *Ползуновский вестник*. – 2013. – № 4-2. – С. 176-181.
9. **Tsai, M.-T.** Analysis and design of three-phase AC-to-DC converters with high power factor and near-optimum feedforward / **M.-T. Tsai, W. I. Tsai**. // *IEEE Trans. Ind. Electron.* – 1999. – Vol. 46. – P. 535-543. – doi: 10.1109/41.767060.
10. **Qian, H.** High-Efficiency Bidirectional AC-DC Converter for Energy Storage Systems / **H. Qian, J.-S. Lai, J. Zhang, W. Yu.** / *Proc. IEEE ECCE* // *Atlanta, GA*. – 2010. – P. 3224-3229. – doi: 10.1109/ECCE.2010.5618283.
11. ДСТУ EN 50160: 2014. Характеристики напруги електропостачання в електричних мережах загальної призначеності / Київ: Мінекономрозвитку України. – 2014. – 27 с.
12. **Жаркін, А. Ф.** Качество выходного напряжения трехфазных активных корректоров коэффициента мощности / **А.Ф. Жаркін, А.Г. Пазеев, В.А. Новский, Д. А. Малахатка** // *Вісник НТУ «ХПІ»*. Зб.наук.праць. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2017. – № 27 (1249). – С. 354-359.

Bibliography (transliterated)

1. European Smart Grids Technology Platform. Vision and Strategy for Europe's Electricity Networks of the Future [Text] / Luxembourg: Office for Official Publications of the European Communities, 2006.
2. **Zharkin, A. F., Paziiev, A. H.** Odnofazni aktyvni korektory koefitsiientu potuzhnosti dlia bahatomodulnykh system elektrozhyvlennia [Single-phase active power factor correctors for multimodal systems of power], *Kyiv: Instytut elektrodynamiky NAN Ukrainy [Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine]*, 2014, 155 p.
3. **Kurylenko, O. V., Blinov, I. V., Tankevych, S. Ie.** Smart Grid ta orhanizatsiia informatsiinoho obminu v elektroenerhetychnykh systemakh [Smart Grid and organization of information exchange in electric power systems]. *Tekhnichna –elektrodynamika*, 2012, **3**, 47-48.
4. **Zhimin, Wang, Lihan, Qin, Chenghong, Gu, Furong, Li.** Distributed storage capacity reservations for residential PV generation utilization and LV network operation, *Power & Energy Society General Meeting*, 2015, 1-12, doi: 10.1109/PESGM.2015.7286114.
5. **Benysek, G.** Improvement in the Quality of Delivery of Electrical Energy using Power Electronics Systems. *London: Springer*, 2007, 191p.
6. **Wang, Y., Tan, K.T., Peng, X.Y., So, P.L.** Coordinated Control of Distributed Energy Storage Systems for Voltage Regulation in Distribution Networks Power Delivery, *IEEE Transactions on Year*, 2015, PP, **99**, 1-15, doi: 10.1109/TPWRD.2015.2462723.
7. **Xinwei, Shen, Shouzhen, Zhu, Jinghong, Zheng, Yingduo, Han, Qingsheng, Li, Jing, Nong.** Active distribution network expansion planning integrated with centralized and distributed Energy Storage System // *Power & Energy Society General Meeting*, 2015, 1-10, doi: 10.1109/PESGM.2015.7286069.
8. **Smolentsev, N. Y.** Nakopitely enerhii v lokalnykh elektricheskikh setiakh [Power storage in local electrical networks]. *Polzunovskiy vestnyk*, 2013, **4-2**, 176-181.
9. **Tsai, M.-T., Tsai, W. I.** Analysis and design of three-phase AC-to-DC converters with high power factor and near-optimum feedforward. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 1999, **46**, 535-543, doi: 10.1109/41.767060.
10. **Qian, H, Lai, J.-S., Zhang, J., Yu, W.** High-Efficiency Bidirectional AC-DC Converter for Energy Storage Systems. *Proc. IEEE ECCE, Atlanta, GA*, 2010, 3224-3229, doi: 10.1109/ECCE.2010.5618283.
11. ДСТУ EN 50160:2014. Kharakterystyky napruhy elektro-postachannia v elektrychnykh merezhakh zahalnoi pryznacheni. *Kyiv: Minekonomrosvytku Ukrainy*, 2014, 27.
12. **Zharkin, A. F., Pazeyev, A. G., Novskiy, V. A., Malakhatka, D. A.** Kachestvo vykhodnogo napryazheniya trekhfaznykh aktivnykh korektorov koefitsiyenta moshchnosti [The quality of the output voltage three-phase active power factor correction], *Visnyk NTU «KhPI». Zb. nauk. prats, Kharkiv: NTU «KhPI»*, 2017, **27** (1249), 354-359.

Відомості про авторів (About authors)

Жаркін Андрій Федорович – докт. техн. наук, чл.-кор. НАН України, заступник директора з наукової роботи, зав. відділу стабілізації параметрів електромагнітної енергії, Інститут електродинаміки НАН України, м. Київ, Україна.

Andrii Zharkin – doctor of engineering sciences, Corresponding Member of the NAS of Ukraine, Deputy Director for Science, head of department of stabilization of electromagnetic energy parameters, The Institute of Electrodynamics NAS of Ukraine, Kyiv, Ukraine.

Новський Володимир Олександрович – докт. техн. наук, старший науковий співробітник, провідний науковий співробітник, відділ стабілізації параметрів електромагнітної енергії, Інститут електродинаміки НАН України, м. Київ, Україна.

Volodymyr Novskiy – doctor of engineering sciences, senior researcher, leading researcher, department of stabilization of electromagnetic energy parameters, The Institute of Electrodynamics NAS of Ukraine, Kyiv, Ukraine.

Мартинов В'ячеслав Володимирович - кандидат технічних наук, старший науковий співробітник, провідний науковий співробітник, відділ транзисторних перетворювачів, Інститут електродинаміки НАН України, м. Київ, Україна

Viacheslav Martynov - candidate of engineering sciences, senior researcher, leading researcher, department of transistor converters, The Institute of Electrodynamics NAS of Ukraine, Kyiv, Ukraine.

Пазєєв Андрій Георгійович - кандидат технічних наук, старший науковий співробітник, відділ стабілізації параметрів електромагнітної енергії, Інститут електродинаміки НАН України, м. Київ, Україна

Andrii Paziiev - candidate of technical sciences, senior researcher, department of stabilization of electromagnetic energy parameters, The Institute of Electrodynamics NAS of Ukraine, Kyiv, Ukraine.

Палачов Сергій Олександрович - кандидат технічних наук, науковий співробітник, відділ стабілізації параметрів електромагнітної енергії, Інститут електродинаміки НАН України, м. Київ, Україна

Sergij Palachov - candidate of technical sciences, researcher, department of stabilization of electromagnetic energy parameters, The Institute of Electrodynamics NAS of Ukraine, Kyiv, Ukraine.

Руденко Юрій Володимирович - кандидат технічних наук, старший науковий співробітник, старший науковий співробітник, відділ транзисторних перетворювачів, Інститут електродинаміки НАН України, м. Київ, Україна

Yurii Rudenko - candidate of technical sciences, senior researcher, senior researcher, department of transistor converters, The Institute of Electrodynamics NAS of Ukraine, Kyiv, Ukraine.

Будь ласка, посилайтесь на цю статтю наступним чином:

Жаркін, А. Ф. Системи накопичення енергії на основі застосування потужних двонапрямлених перетворювачів / **А. Ф. Жаркін, В. О. Новський, В. В. Мартинов, А. Г. Пазєєв, С. О. Палачов, Ю. В. Руденко** // *Вісник НТУ «ХПІ», Серія: Нові рішення в сучасних технологіях.* – Харків: НТУ «ХПІ». – 2018. – № 26(1302). – Т.1. – С. 25-33. – doi:4295.2018.26.10.20998/2413-04.

Please cite this article as:

Zharkin, A., Novskiy, V., Martynov, V., Paziiev, A., Palachov, S., Rudenko, Yu. Electric storage systems based on the use of powerful bi-directional converters. *Bulletin of NTU "KhPI". Series: New solutions in modern technologies.* – Kharkiv: NTU "KhPI", 2018, **26** (1302), 1, 25-33, doi: 10.20998/2413-4295.2018.26.04.

Пожалуйста, ссылайтесь на эту статью следующим образом:

Жаркин, А. Ф. Система накопления энергии на основе применения мощных двунаправленных преобразователей / **А. Ф. Жаркин, В. А. Новский, В. В. Мартинов, А. Г. Пазеев, С. А. Палачов, Ю. В. Руденко** // *Вестник НТУ «ХПИ», Серія: Новые решения в современных технологиях.* – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 25-33. – doi: 10.20998/2413-4295.2018.26.04.

АННОТАЦИЯ Рассмотрены основные аспекты построения современных систем накопления электроэнергии (СНЭ) на основе применения мощных двунаправленных полупроводниковых преобразователей, а именно повышающе-понижающего преобразователя постоянного напряжения и трехфазного преобразователя напряжения (трехфазного инвертора), которые используются в СНЭ с различными типами источников электроэнергии, такими, как внешняя электрическая сеть энергосистемы, источники возобновляемой энергии и др. Приведены результаты расчетов работы двунаправленного трехфазного инвертора в составе унифицированного инверторного модуля мощностью 300 кВт, предназначенного для построения многомодульных СНЭ значительной мощности.

Ключевые слова: система накопления энергии; двунаправленный преобразователь; двунаправленный трехфазный инвертор; источник возобновляемой энергии.

Надійшла (received) 02.07.2018

УДК 621.3

doi:10.20998/2413-4295.2018.26.05

КПД ТРЕХФАЗНЫХ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ С ДВУНАПРАВЛЕННЫМ ПОТОКОМ ЭНЕРГИИ

Г. Г. ЖЕМЕРОВ^{1*}, Д. В. ТУГАЙ^{2*}, С. В. КОТЕЛЕВЕЦ², И. В. БЕРЧУК²

¹ кафедра промышленной и биомедицинской электроники, НТУ «ХПИ», Харьков, УКРАИНА

² кафедра альтернативной электроэнергетики и электротехники, ХНУГХ им. А. Н. Бекетова, Харьков, УКРАИНА

*email: zemerov@gmail.com, tugaydmytro@gmail.com

АННОТАЦИЯ Получены аналитические соотношения, позволяющие рассчитать максимально возможный и реальный коэффициент полезного действия трехфазных трехпроводных систем электроснабжения с двунаправленным потоком энергии. Показано, что даже при высоких значениях КПД в однонаправленных прямом и обратном потоках, общий КПД двунаправленной системы электроснабжения может оказаться незначительным. Корректность полученных соотношений проверена при помощи компьютерной Matlab-модели трехфазной системы электроснабжения с силовым активным фильтром.

Ключевые слова: трехфазная система электроснабжения; КПД; мощность резистивного короткого замыкания; коэффициент возврата энергии; двунаправленный поток энергии; полезная мощность

EFFICIENCY OF THREE-PHASE ENERGY SUPPLY SYSTEMS WITH BI-DIRECTIONAL ENERGY FLOW

G. ZHEMEROV^{1*}, D. TUGAY^{2*}, S. KOTELEVETS², I. BERCHUK²

¹ Department of Industrial and Biomedical Electronics, National Technical University "KhPI", Kharkiv, UKRAINE

² Department of Alternative Power Engineering and Electrical Engineering, O.M. Beketov NUUE, Kharkiv, UKRAINE

ABSTRACT The aim of this article is to derive analytical relationships for determining the efficiency of a three-phase energy supply system with a bi-directional energy flow in which forward and reverse flows are not superimposed in the repeatability period. The following methods were used in the work: the theory of electrical circuits, modern power theory, mathematical and computer modeling in applied software. We have established the admissibility of an independent consideration of the system operation in a unidirectional forward and unidirectional backflow in determining the energy efficiency of an energy supply system with bidirectional energy flow. We have obtained the exact relations, which allow to calculate the maximum possible and real efficiency of a three-phase three-wire energy supply system with symmetric sinusoidal source voltages in direct, reverse, and bi-directional flows. Relations for determining the limiting value of the energy recovery coefficient were also obtained. Verification of the obtained relationships showed that the relationships for calculating the maximum possible efficiency of energy supply system do not give errors, the error in calculating the real efficiency does not exceed 1%. The efficiency of a three-phase three-wire energy supply system with symmetric sinusoidal voltage sources in a bi-directional flow depends on the energy transfer coefficient, the energy transmission rate coefficient, the maximum possible efficiency in the forward unidirectional flow, and the additional loss factors in the forward and reverse flows. We have shown that the overall efficiency of a bi-directional energy supply system is negligible even with high efficiency values in unidirectional forward and reverse flows.

Keywords: three-phase energy supply system; efficiency; power resistive short circuit; energy recovery factor; bi-directional energy flow; useful power

Введение

Сложившаяся за последнее десятилетие концепция построения интеллектуальных систем электроснабжения (СЭ), которая в научной литературе получила название Smart Grid, открывает новые возможности по внедрению современных технологий в энергетику с целью ее модернизации [1-3]. Ключевым требованием реализации Smart Grid является снижение потерь энергии при ее производстве, передаче, распределении и потреблении. В случае если реализация новой концепции приведет к увеличению потерь энергии в электрических сетях, то экономический эффект от ее внедрения может быть нивелирован [4-6].

Существенным отличием Smart Grid системы электроснабжения от традиционной является наличие двунаправленного энергетического потока в элементах системы, обусловленного генерирующими возможностями отдельных потребителей, использующих возобновляемые источники энергии, энергоемкие накопители или рекуперацию [7-9]. Под двунаправленным потоком понимается поток энергии в элементах СЭ, который в интервале времени, равном периоду повторяемости, условно может быть разбит на два однонаправленных потока – прямой, когда энергия передается от источника в нагрузку, и обратный, когда энергия возвращается или передается из нагрузки в источник. Коэффициент полезного действия (КПД) СЭ с заданными параметрами, в которой часть энергии переданной в нагрузку в

прямом потоке возвращается в обратном потоке в источник, может оказаться незначительным, даже при высоких КПД, рассчитанных отдельно для СЭ в каждом однонаправленном потоке. Этому факту следует уделять особое внимание при реализации СЭ с двунаправленным потоком энергии.

Несмотря на то, что методикам расчета КПД СЭ посвящено значительное число публикаций [4-6], в современной технической литературе практически отсутствует информация, позволяющая сформировать однозначные представления о методиках определения КПД СЭ с двунаправленным потоком энергии.

Цель работы

Целью данной статьи является получение аналитических расчетных соотношений для определения КПД трехфазной СЭ с двунаправленным потоком энергии, в которой прямой и обратный потоки не накладываются друг на друга в периоде повторяемости.

Максимально возможный КПД СЭ с однонаправленным и двунаправленным потоком энергии

Рассмотрим эквивалентную схему трехфазной трехпроводной СЭ представленную на рис. 1, которой может быть заменена сложная разветвленная схема с одним источником питания. Схема состоит из трех основных элементов: трехфазного источника симметричных синусоидальных напряжений *Source*, нагрузки *Load*, которая может быть как пассивным, так и активным элементом системы и соединительной линии *Line*, по которой энергия передается от источника в нагрузку или в обратном направлении. Параметры соединительной линии в эквивалентной схеме представлены активными сопротивлениями R_S , а индуктивность линии L_S перенесена в нагрузку в связи с тем, что падения напряжений в индуктивностях кабелей на порядок меньше действующих в силовой схеме напряжений.

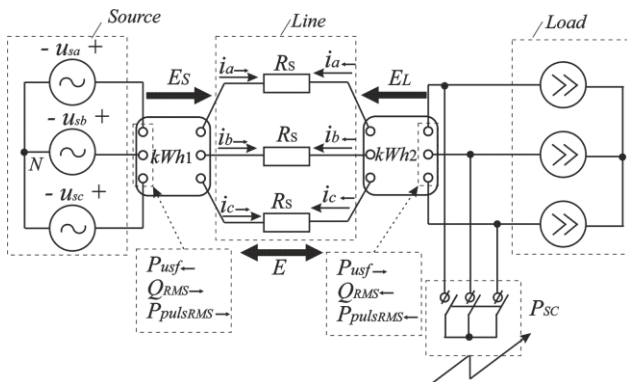


Рис. 1 – Эквивалентная схема трехфазной трехпроводной СЭ

В общем случае нагрузка может быть любой – как симметричной так и несимметричной, как линейной так и нелинейной, может содержать реактивные элементы и источники энергии. В начале и конце линии установлены два счетчика электроэнергии *kWh1* и *kWh2*.

Одним из возможных способов минимизировать потери в такой СЭ является подключение параллельно нагрузке силового активного фильтра (САФ), обеспечивающего симметрию и синусоидальность токов в линии, а также равенство нулю мгновенной реактивной мощности. Если считать САФ идеальным, т.е. работающим с нулевыми внутренними потерями энергии, то потери в самой СЭ будут минимально возможными. Согласно теореме о минимуме мощности потерь, сформулированной в [10], максимально возможный КПД в прямом однонаправленном потоке однозначно определяется отношением мощности трехфазного резистивного короткого замыкания P_{SC} к средней полезной активной мощности нагрузки $P_{usf\rightarrow}$, вычисленной в периоде повторяемости

$$\eta_{\max\rightarrow} = \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{k_{SC\rightarrow}}}, \quad (1)$$

где

$$k_{SC\rightarrow} = \frac{P_{SC}}{P_{usf\rightarrow}}. \quad (2)$$

Из эквивалентной схемы на рис. 1 следует, что мощность трехфазного резистивного короткого замыкания измеряется на зажимах нагрузки независимо от направления потока энергии в СЭ

$$P_{SC\rightarrow} = P_{SC\leftarrow} = P_{SC}. \quad (3)$$

В прямом однонаправленном потоке средняя полезная мощность нагрузки $P_{usf\rightarrow}$ измеряется на зажимах нагрузки, а в обратном потоке ($P_{usf\leftarrow}$) – на зажимах источника, в соответствии с чем

$$k_{SC\rightarrow} \neq k_{SC\leftarrow}. \quad (4)$$

где $k_{SC\leftarrow} = P_{SC}/P_{usf\leftarrow}$.

Для описания энергетических процессов в обратном однонаправленном потоке удобно ввести коэффициент возврата энергии [11], который равен отношению энергии возвращенной из источника в нагрузку в обратном потоке к энергии, переданной в источник в прямом потоке

$$0 \leq k_E = \frac{E_{S\leftarrow}}{E_{S\rightarrow}} \leq k_{E\max}, \quad (5)$$

который может меняться в диапазоне от нуля (обратный поток отсутствует) до некоего предельного значения k_{Emax} , меньшего единицы, из-за наличия потерь, как в прямом, так и в обратном потоке.

Помимо коэффициента возврата энергии необходимо учесть скорость возврата энергии в обратном потоке, так как при одном и том же количестве энергии, возвращенной в источник, за разные по продолжительности интервалы времени потери в СЭ будут отличаться. Поэтому целесообразно ввести коэффициент скорости возврата энергии, который определяется отношением скорости возврата энергии в источник в обратном потоке (или по-другому мощности в обратном потоке) $P_{S\leftarrow}$ к скорости передачи энергии в нагрузку в прямом потоке (или по-другому мощности в прямом потоке) $P_{S\rightarrow}$. Если предположить, что напряжение источника питания не изменяется, то коэффициент скорости возврата энергии определится отношением двух модулей обобщенных векторов токов линии в обратном I_{\leftarrow} и прямом I_{\rightarrow} потоках

$$0 \leq k_P = \frac{P_{S\leftarrow}}{P_{S\rightarrow}} = \frac{I_{\leftarrow}}{I_{\rightarrow}} \leq k_{Pmax}. \quad (6)$$

Предельное значение коэффициента скорости возврата энергии k_{Pmax} ограничивается параметрами СЭ. Если сечения кабелей СЭ рассчитывались для прямого потока, то $k_{Pmax} \approx 1$.

Другой способ определения коэффициента скорости возврата энергии основан на учете интервалов времени работы СЭ (см. рис. 1) в прямом t_{\rightarrow} и обратном t_{\leftarrow} потоках. В соответствии с этим полный интервал времени энергообмена в СЭ, который для некоторых электроэнергетических установок соответствует периоду повторяемости T

$$t_{\leftrightarrow} = t_{\rightarrow} + t_{\leftarrow} = t_{\rightarrow} \left(1 + \frac{1}{k_P} \right). \quad (7)$$

Из соотношений (5)-(7) видно, что в случае равенства интервалов длительности прямого и обратного потоков $t_{\rightarrow} = t_{\leftarrow}$, коэффициент скорости возврата энергии численно равен коэффициенту возврата энергии $k_P = k_E$, что является частным случаем работы трехфазной СЭ в двунаправленном потоке.

Составив баланс мощностей для эквивалентной схемы на рис.1 отдельно в прямом и обратном потоках получим соотношение для расчета коэффициента $k_{SC\leftarrow}$

$$k_{SC\leftarrow} = \frac{k_{SC\rightarrow} \eta_{max\rightarrow}}{k_E k_P}. \quad (8)$$

Учитывая результаты, полученные в [11] и формулу (8) запишем соотношение для определения максимально возможного КПД в обратном потоке

$$\eta_{max\leftarrow} = \frac{1}{1 + k_{SC\leftarrow}^{-1}} = \frac{1}{1 + \frac{k_E k_P}{k_{SC\rightarrow} \eta_{max\rightarrow}}}. \quad (9)$$

Максимально возможный КПД в двунаправленном потоке описывается соотношением, полученным в [11], которое с учетом (9) удобно представить в следующем виде:

$$\begin{aligned} \eta_{max\leftrightarrow} &= \frac{\eta_{max\rightarrow} - \frac{k_E}{\eta_{max\leftarrow}}}{1 - k_E} = \\ &= \frac{\eta_{max\rightarrow} - k_E \left(1 + \frac{k_E k_P}{k_{SC\rightarrow} \eta_{max\rightarrow}} \right)}{1 - k_E}. \end{aligned} \quad (10)$$

Приравняв (10) нулю, после преобразований найдем предельное значение коэффициента возврата энергии

$$\begin{aligned} k_{Emax} &= \eta_{max\rightarrow} \cdot \eta_{max\leftarrow} \Big|_{\eta_{max\leftrightarrow} = 0} = \\ &= \frac{k_{SC}}{k_P} \left(\sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{k_{SC}}} + \frac{1}{2} \right) \cdot \left(\sqrt{\frac{1}{4} + \frac{k_P}{k_{SC}}} - \frac{1}{2} \right). \end{aligned} \quad (11)$$

На рис. 2,а представлена зависимость максимально возможного КПД в однонаправленном прямом потоке от параметра $k_{SC\rightarrow}$, а также зависимости КПД в обратном и двунаправленном потоках от параметра $k_{SC\rightarrow}$ при условии $k_E = 0.3$, $k_P = 1$. На рис. 2,б представлены зависимости максимально возможного КПД в однонаправленном обратном потоке от параметра $k_{SC\rightarrow}$ при фиксированных значениях коэффициента возврата энергии и $k_P = 1$, а на рис. 2,в аналогичные зависимости для максимально возможного КПД в двунаправленном потоке.

В таблице 1 представлены значения максимально возможного КПД, рассчитанные по (1), (9), (10) при разных сочетаниях трех коэффициентов $k_{SC\rightarrow}$, k_E и k_P , а также значения предельного коэффициента возврата энергии, рассчитанные по (11).

Реальный КПД СЭ с однонаправленным и двунаправленным потоком энергии

Переход от максимально возможного КПД трехфазной трехпроводной СЭ с симметричным

источником синусоидальных напряжений к реальному КПД осуществляется путем учета двух дополнительных составляющих суммарной мощности потерь – мощности потерь, обусловленной наличием расчетной реактивной мощности в СЭ $\Delta P_{Q^*} = \Delta P_Q / P_{usf}$, и мощности потерь, обусловленной пульсациями мгновенной активной мощности $\Delta P_{puls^*} = \Delta P_{puls} / P_{usf}$ [10].

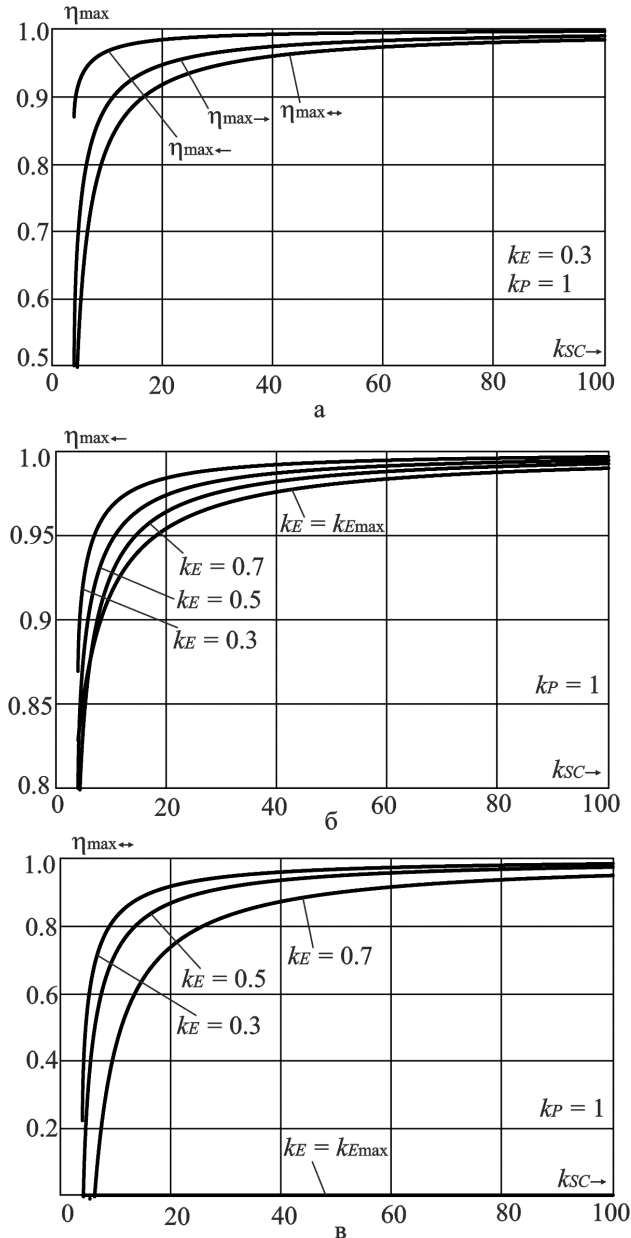


Рис. 2 – Зависимости максимально возможного КПД от параметра $k_{SC \rightarrow}$ для СЭ: а – при прямом потоке; б – при обратном потоке; в – при двунаправленном потоке

С учетом двунаправленности потока в СЭ введем коэффициенты дополнительных потерь в прямом и обратном потоке

Таблица 1 – Значения максимально возможного КПД

k_P	k_E	$k_{SC \rightarrow}$	10	20	30	40	50	100
0.3	$\eta_{max \rightarrow}$	$k_{SC \rightarrow}$	0.8873	0.9472	0.9655	0.9743	0.9796	0.9899
		$\eta_{max \leftarrow}$	0.9834	0.9921	0.9948	0.9962	0.9969	0.9985
	0.5	$\eta_{max \rightarrow}$	0.8318	0.9212	0.9485	0.9617	0.9695	0.9849
		$\eta_{max \leftarrow}$	0.9726	0.9870	0.9914	0.9936	0.9949	0.9975
	k_{Emax}	k_{Emax}	0.7464	0.8812	0.9223	0.9423	0.9541	0.9773
		$\eta_{max \leftarrow}$	0.8469	0.9246	0.9499	0.9625	0.9700	0.9850
1.0	0.3	$\eta_{max \leftarrow}$	0.9545	0.9762	0.9839	0.9878	0.9902	0.9950
		$\eta_{max \rightarrow}$	0.9673	0.9844	0.9897	0.9924	0.9939	0.9970
	0.5	$\eta_{max \leftarrow}$	0.8245	0.9178	0.9462	0.9600	0.9682	0.9843
		$\eta_{max \rightarrow}$	0.9467	0.9743	0.9830	0.9873	0.9899	0.9950
	k_{Emax}	k_{Emax}	0.7182	0.8680	0.9137	0.9359	0.9490	0.9747
		$\eta_{max \leftarrow}$	0.8128	0.9041	0.9353	0.9511	0.9607	0.9802
2.0	0.3	$\eta_{max \leftarrow}$	0.9161	0.9545	0.9687	0.9762	0.9808	0.9902
		$\eta_{max \rightarrow}$	0.9367	0.9693	0.9797	0.9848	0.9879	0.9940
	0.5	$\eta_{max \leftarrow}$	0.8100	0.9110	0.9418	0.9567	0.9656	0.9830
		$\eta_{max \rightarrow}$	0.8987	0.9499	0.9666	0.9750	0.9800	0.9900
	k_{Emax}	k_{Emax}	0.6619	0.8416	0.8964	0.9230	0.9387	0.9697
		$\eta_{max \leftarrow}$	0.7578	0.8677	0.9085	0.9300	0.9433	0.9709
		$\eta_{max \leftarrow}$	0.8541	0.9161	0.9410	0.9545	0.9629	0.9808

$$k_{add \rightarrow} = \frac{\Delta P_{\Sigma \rightarrow}}{\Delta P_{min \rightarrow}} = 1 + Q_{RMS^* \rightarrow}^2 + P_{pulsRMS^* \rightarrow}^2, \quad (12)$$

$$k_{add \leftarrow} = \frac{\Delta P_{\Sigma \leftarrow}}{\Delta P_{min \leftarrow}} = 1 + Q_{RMS^* \leftarrow}^2 + P_{pulsRMS^* \leftarrow}^2, \quad (13)$$

где $\Delta P_{\Sigma \rightarrow}$, $\Delta P_{\Sigma \leftarrow}$, $\Delta P_{min \rightarrow}$, $\Delta P_{min \leftarrow}$ – суммарная мощность потерь и минимально возможная мощность потерь в прямом и обратном потоках соответственно; $Q_{RMS^* \rightarrow}$, $Q_{RMS^* \leftarrow}$, $P_{pulsRMS^* \rightarrow}$, $P_{pulsRMS^* \leftarrow}$ – среднеквадратичные в долях средней полезной мощности нагрузки значения реактивной мощности и пульсаций мгновенной активной мощности, рассчитанные в прямом и обратном потоках соответственно. Следует отметить, что для исключения методической погрешности реактивную мощность и пульсации мгновенной активной мощности в прямом потоке необходимо измерять на зажимах источника, а в обратном потоке – на зажимах нагрузки.

Преобразовав формулы (1), (9), (10), с использованием (12), (13), запишем соотношения для расчета реального КПД трехфазной трехпроводной СЭ в прямом, обратном и двунаправленном потоках энергии:

$$\eta_{real \rightarrow} = \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{\eta_{max \rightarrow}} - 1 \right) k_{add \rightarrow}}, \quad (14)$$

$$\eta_{real\leftarrow} = \frac{1}{1 + \frac{k_E k_P k_{add\leftarrow}}{k_{SC\rightarrow} \eta_{max\rightarrow}}} \quad (15)$$

$$\eta_{real\leftrightarrow} = \frac{\eta_{real\rightarrow} - \frac{k_E}{1 - k_E}}{1 - k_E} = \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{\eta_{max\rightarrow}} - 1\right) k_{add\rightarrow}} - k_E \left(1 + \frac{k_E k_P k_{add\leftarrow}}{k_{SC\rightarrow} \eta_{max\rightarrow}}\right) \quad (16)$$

Приравняв (16) нулю, получим соотношение для расчета предельного значения коэффициента возврата энергии в СЭ с реальным КПД

$$k_{E\max} = \frac{k_{SC\rightarrow} \eta_{max\rightarrow}}{k_P k_{add\leftarrow}} \times \left(\sqrt{\frac{1 + \frac{k_P k_{add\leftarrow}}{k_{SC\rightarrow} (\eta_{max\rightarrow} (1 - k_{add\rightarrow}) + k_{add\rightarrow})}}{4}} - \frac{1}{2} \right) \quad (17)$$

При подстановке в (14)-(17) $k_{add\rightarrow} = k_{add\leftarrow} = 1$, получаем представленные ранее соотношения (1), (9), (10) и (11) соответственно.

На рис. 3 представлены зависимости максимально возможного и реального КПД трехфазной СЭ в двунаправленном потоке энергии (при $k_{add\rightarrow} = k_{add\leftarrow} = 1.5$) от параметра $k_{SC\rightarrow}$ при фиксированных значениях коэффициента возврата энергии и $k_P = 1$. На рис. 4 приведены зависимости предельного коэффициента возврата энергии от параметра $k_{SC\rightarrow}$ для СЭ с максимально возможным и реальным КПД при $k_{add\rightarrow} = k_{add\leftarrow} = 1.5$ и $k_P = 1$.

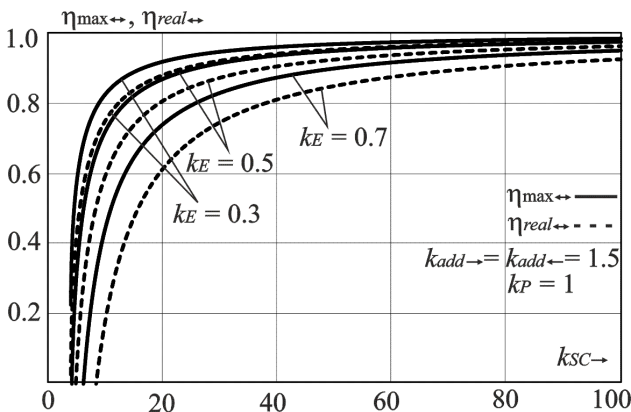


Рис. 3 – Зависимости максимально возможного и реального КПД трехфазной СЭ в двунаправленном потоке энергии от параметра $k_{SC\rightarrow}$

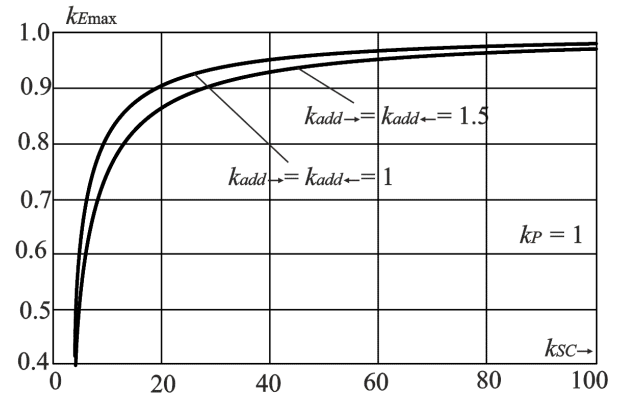


Рис. 4 – Зависимости предельного коэффициента возврата энергии от параметра $k_{SC\rightarrow}$ для СЭ с максимально возможным и реальным КПД

Моделирование трехфазной СЭ с двунаправленным потоком энергии

Проверку корректности полученных соотношений осуществим при помощи компьютерного моделирования. В среде Matlab была разработана компьютерная модель трехфазной СЭ, представленная на рис. 5, позволяющая исследовать режимы работы системы при любом заданном направлении потока энергии.

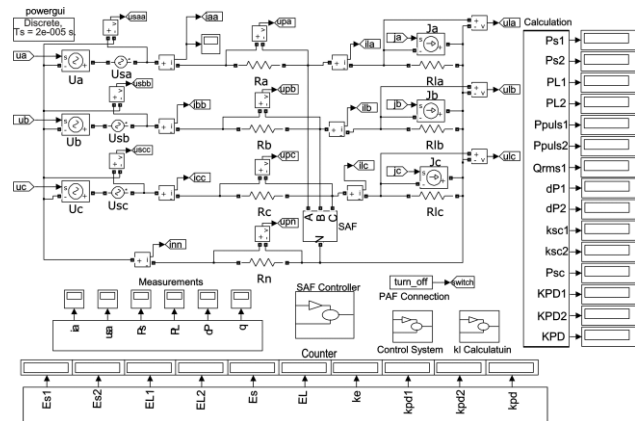


Рис. 5 – Компьютерная Matlab-модель трехфазной СЭ

По своей структуре силовая схема Matlab-модели повторяет эквивалентную схему трехфазной СЭ и состоит из трехфазного источника, моделируемого регулируемыми источниками напряжения, нагрузки, моделируемой регулируемыми источниками тока, соединительной линии, моделируемой тремя одинаковыми резисторами R_s , и силового активного фильтра, моделируемого тремя регулируемыми источниками тока. Помимо силовой схемы модель включает в себя: датчики тока и напряжения, измерительные подсистемы, подсистемы задания режима работы СЭ, подсистемы расчета составляющих суммарной мощности потерь, счетчики

электроэнергии и виртуальные измерительные приборы. Параметры СЭ, принятые при моделировании: $P_{usf \rightarrow} = 400 \text{ kW} = \text{const}$, $U_m = 311 \text{ V}$, $f_s = 50 \text{ Hz}$, $k_{sc} = 10 \div 100$, $k_p = 1$. Моделирование проводилось в трех режимах работы СЭ: симметричный с резистивной нагрузкой, асимметричный с резистивной нагрузкой (коэффициенты при амплитудах линейных токов $k_a = 1$, $k_b = 1.3$, $k_c = (3 - k_a^2 - k_b^2)^{0.5}$), симметричный с активно-индуктивной нагрузкой ($\varphi_a = \varphi_b = \varphi_c = \pi/6$).

Сопоставление результатов расчета КПД и результатов компьютерного эксперимента приведено в таблице 2.

Таблица 2 – Сопоставление результатов расчета КПД и результатов компьютерного эксперимента

k_E	$k_{SC \rightarrow}$		10	20	30	40	50	100
Режим 1 – Симметричная резистивная нагрузка								
0.3	$\eta_{\max \rightarrow}$	Расч.	0.8873	0.9472	0.9655	0.9743	0.9796	0.9899
		Эксп.	0.8873	0.9472	0.9655	0.9743	0.9796	0.9899
	$\eta_{\max \leftarrow}$	Расч.	0.9673	0.9844	0.9897	0.9924	0.9939	0.9970
		Эксп.	0.9673	0.9844	0.9897	0.9924	0.9939	0.9970
	$\eta_{\max \leftrightarrow}$	Расч.	0.8245	0.9178	0.9462	0.9600	0.9682	0.9843
		Эксп.	0.8245	0.9178	0.9462	0.9600	0.9682	0.9843
0.5	$\eta_{\max \rightarrow}$	Расч.	0.8873	0.9472	0.9655	0.9743	0.9796	0.9899
		Эксп.	0.8873	0.9472	0.9655	0.9743	0.9796	0.9899
	$\eta_{\max \leftarrow}$	Расч.	0.9467	0.9743	0.9830	0.9873	0.9899	0.9950
		Эксп.	0.9467	0.9743	0.9830	0.9873	0.9899	0.9950
	$\eta_{\max \leftrightarrow}$	Расч.	0.7182	0.8680	0.9137	0.9359	0.9490	0.9747
		Эксп.	0.7182	0.8680	0.9137	0.9359	0.9490	0.9747
Режим 2 – Асимметричная резистивная нагрузка								
0.3	$\eta_{\text{real} \rightarrow}$	Расч.	0.8807	0.9443	0.9636	0.973	0.9785	0.9894
		Эксп.	0.8806	0.9443	0.9636	0.973	0.9785	0.9894
	$\eta_{\text{real} \leftarrow}$	Расч.	0.9657	0.9836	0.9892	0.992	0.9936	0.9968
		Эксп.	0.9654	0.9836	0.9892	0.992	0.9936	0.9968
	$\eta_{\text{real} \leftrightarrow}$	Расч.	0.8141	0.9134	0.9434	0.9579	0.9665	0.9835
		Эксп.	0.8144	0.9134	0.9434	0.9579	0.9665	0.9835
0.5	$\eta_{\text{real} \rightarrow}$	Расч.	0.8807	0.9443	0.9636	0.973	0.9785	0.9894
		Эксп.	0.8806	0.9443	0.9636	0.973	0.9785	0.9894
	$\eta_{\text{real} \leftarrow}$	Расч.	0.9441	0.973	0.9822	0.9867	0.9894	0.9947
		Эксп.	0.9437	0.973	0.9822	0.9867	0.9894	0.9947
	$\eta_{\text{real} \leftrightarrow}$	Расч.	0.7022	0.8609	0.9091	0.9325	0.9463	0.9734
		Эксп.	0.7015	0.8609	0.9091	0.9325	0.9463	0.9734
Режим 3 – Симметричная активно-индуктивная нагрузка								
0.3	$\eta_{\text{real} \rightarrow}$	Расч.	0.8426	0.9283	0.9534	0.9655	0.9726	0.9865
		Эксп.	0.8416	0.9282	0.9534	0.9655	0.9726	0.9865
	$\eta_{\text{real} \leftarrow}$	Расч.	0.9569	0.9793	0.9864	0.9898	0.9919	0.996
		Эксп.	0.9546	0.9789	0.9862	0.9897	0.9918	0.996
	$\eta_{\text{real} \leftrightarrow}$	Расч.	0.7558	0.8885	0.9275	0.9463	0.9573	0.979
		Эксп.	0.7533	0.8882	0.9274	0.9463	0.9573	0.979
0.5	$\eta_{\text{real} \rightarrow}$	Расч.	0.8426	0.9283	0.9534	0.9655	0.9726	0.9865
		Эксп.	0.8416	0.9282	0.9534	0.9655	0.9726	0.9865
	$\eta_{\text{real} \leftarrow}$	Расч.	0.9301	0.966	0.9775	0.9832	0.9866	0.9933
		Эксп.	0.9266	0.9653	0.9772	0.983	0.9865	0.9933
	$\eta_{\text{real} \leftrightarrow}$	Расч.	0.6101	0.8213	0.8838	0.9139	0.9316	0.9662
		Эксп.	0.604	0.8205	0.8835	0.9137	0.9315	0.9662

Сопоставление подтвердило корректность полученных аналитических соотношений (14)-(16),

погрешность расчета по которым не превышает 1%. Возникновение погрешности связано с принятием допущения об отсутствии взаимного влияния между основным потоком, скорость которого численно равна активной мощности нагрузки, и обменным потоком, скорость которого численно равна реактивной мощности, на которые условно можно разложить каждый из однонаправленных потоков [10].

Выводы

1. При определении показателей энергоэффективности СЭ с двунаправленным потоком энергии, имеющих четко выраженный период повторяемости энергетических процессов, допустимо независимое рассмотрение работы системы в однонаправленном прямом и однонаправленном обратном потоках.

2. Получены аналитические соотношения для расчета максимально возможного и реального КПД трехфазной трехпроводной СЭ с симметричными синусоидальными напряжениями источника в прямом, обратном и двунаправленном потоках, а также соотношения для определения предельного значения коэффициента возврата энергии. Проверка полученных соотношений показала, что соотношения для расчета максимально возможного КПД СЭ не дают погрешности, погрешность расчета реального КПД не превышает 1%.

3. КПД трехфазной трехпроводной СЭ с симметричными синусоидальными источниками напряжения в двунаправленном потоке зависит от коэффициента передачи энергии, коэффициента скорости возврата энергии, максимально возможного КПД в прямом однонаправленном потоке и коэффициентов дополнительных потерь в прямом и обратном потоках, определяемых среднеквадратичными значениями реактивной мощности и мощности, обусловленной пульсациями мгновенной активной мощности.

4. Результаты компьютерного моделирования трехфазной трехпроводной СЭ с двунаправленным потоком подтвердили тезис о том, что КПД такой системы может оказаться низким, даже при высоких значениях КПД в отдельно взятых прямом и обратном потоках. Например, для СЭ с $k_{SC} = 50$ и коэффициенте возврата $k_E = 0.5$, максимально возможные КПД в прямом и обратном потоках $\eta_{\max \rightarrow} = 0.9796$, $\eta_{\max \leftarrow} = 0.9899$, а максимально возможный КПД в двунаправленном потоке $\eta_{\max \leftrightarrow} = 0.949$. Если в СЭ присутствуют дополнительные потери, то реальный КПД в двунаправленном потоке будет еще ниже.

Список литературы

1. **Huang, A.** The Future Renewable Electric Energy Delivery and Management (FREEDM) System: The Energy Internet // **A. Huang, G. Heydt, S. Dale, J. Zheng, M. Crow** // *Proceedings of the IEEE*. – 2008. – Vol. 99. – 1. – P. 8-9. – doi: 10.1109/JPROC.2010.2081330.

2. **Liang, X.** Emerging power quality challenges due to integration of renewable energy sources / **X. Liang** // *IEEE Trans. Industry Applications*. – 2017. – Vol. 53. – no. 2. – P. 855-866. – doi: 10.1109/TIA.2016.2626253.
3. **Kamphuis, R.** Integrating demand flexibility with distributed generation–renewable energy sources (DG-RES) at the residential household and commercial customer level in electricity grids / **R. Kamphuis, S. Galsworthy, M. Stifter, T. Esterl, S. Kaser, S. Widergren, M. Renting** // *CIREd-Open Access Proceedings Journal*. – 2017. – Vol. 2017. – 1. – P. 1827-1830. – doi: 10.1049/oap-cired.2017.0567.
4. **Артеменко, М. Ю.** Аналіз можливості збільшення ККД трифазної чотирипровідної системи живлення засобами паралельної активної фільтрації / **М. Ю. Артеменко, Батрак Л. М., Михальський В. М., Поліщук С. Й.** // *Технічна електродинаміка*. – 2015. – № 6. – С. 12–18.
5. **Артеменко, М. Ю.** Визначення повної потужності трифазних систем електроживлення як теоретична основа для побудови енергоефективних засобів паралельної активної фільтрації / **М. Ю. Артеменко, В. М. Михальський, С. Й. Поліщук** // *Технічна електродинаміка*. – 2017. – № 2. – С. 25–34. – doi: 10.15407/techned2017.02.025.
6. **Артеменко, М. Ю.** Потужність втрат трифазної чотирипровідної системи живлення / **М. Ю. Артеменко, В. О. Лесик, С. Й. Поліщук** // *Електроніка та зв'язок*. – 2016. – № 5. – С. 25–30. – doi: 10.20535/2312-1807.2016.21.5.81925.
7. **Fazel, S. S.** Energy-efficient emplacement of reversible DC traction power substations in urban rail transport through regenerative energy recovery / **S. S. Fazel, S. Firouzian, B. K. Shandiz** // *International journal of railway research*. – 2014. – Vol. 1. – No. 2. – P. 11–22.
8. **Lee, T.** High-efficiency large-capacity uninterruptible power supply for 3-phase 4-wire power system / **T. Lee, M. Kinoshita, K. Sanada** // *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*. – 2012. – Vol. 2. – P. 1131–1136. – doi: 10.1109/IPEMC.2012.6258979.
9. **Hayashiya, H.** Comparative study of investment and efficiency to reduce energy consumption in traction power supply: A present situation of regenerative energy utilization by energy storage system / **H. Hayashiya, T. Suzuki, K. Kawahara, T. Yamanoi** // *Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC)*. – 2014. – P. 685–690. – doi: 10.1109/EPEPMC.2014.6980575.
10. **Zhemerov, G.** The Theorem of Minimum Energy Losses in Three-Phase Four-Wire Energy Supply System / **G. Zhemerov, N. Pina, D. Tugay** // *2016 2nd IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS-2016)*. – 2016. – P. 52-54. – doi: 10.1109/IEPS.2016.7521889.
11. **Жемеров, Г. Г.** Энергия и мощность в системах электроснабжения с полупроводниковыми преобразователями и накопителями энергии / **Г. Г. Жемеров, Д. В. Тугай** // *Електротехніка і електромеханіка*. – 2014. – № 1. – С. 45-57.
- Proceedings of the IEEE*, 2008, 1(99), 8-9, doi: 10.1109/JPROC.2010.2081330.
2. **Liang, X.** Emerging power quality challenges due to integration of renewable energy sources. *IEEE Trans. Industry Applications*, 2017, 2(53), 855-866, doi: 10.1109/TIA.2016.2626253.
3. **Kamphuis, R., Galsworthy, S., Stifter, M., Esterl, T., Kaser, S., Widergren, S., Renting, M.** Integrating demand flexibility with distributed generation–renewable energy sources (DG-RES) at the residential household and commercial customer level in electricity grids. *CIREd-Open Access Proceedings Journal*, 2017, 1(2017), 1827-1830, doi: 10.1049/oap-cired.2017.0567.
4. **Artemenko, M. Yu., Batrak, L. M., Mykhalskyi, V. M., Polishchuk, S. Y.** Analiz mozhlyvosti zbil'shennya kkd tryfaznoyi chotyryprovodnoyi systemy zhyvlennya zasobamy paralel'noyi aktyvnoyi fil'tratsiyi [Analysis of possibility to increase the efficiency of three-phase four-wire power system by means of shunt active filter]. *Tekhnichna elektrodynamika [Technical Electrodynamics]*, 2015, 6, 12-18.
5. **Artemenko, M. Yu., Mykhalskyi, V. M., Polishchuk, S. Y.** Definition of apparent power of three-phase power supply systems as a theoretical basis for development of energy-efficient shunt active filters [Vyznachennya povnoyi potuzhnosti tryfaznykh system elektrozhivlennya yak teoretychna osnova dlya pobudovy enerohefektivnykh zasobiv paralel'noyi aktyvnoyi fil' tratsiyi]. *Tekhnichna elektrodynamika [Technical Electrodynamics]*, 2015, 6, 12-18.
6. **Artemenko, M. Yu., Lesyk, V. O., Polishchuk, S. Y.** Power losses in three-phase four-wire power system. *Elektronika ta zvyazok [Electronics and Communications]*, 2016, 5, 25-30, doi: 10.20535/2312-1807.2016.21.5.81925.
7. **Fazel, S. S., Firouzian, S., Shandiz, B. K.** Energy-efficient emplacement of reversible DC traction power substations in urban rail transport through regenerative energy recovery. *International journal of railway research*, 2014, 2(1), 11–22.
8. **Lee, T., Sanada, K.** High-efficiency large-capacity uninterruptible power supply for 3-phase 4-wire power, *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*, 2012, 2, 1131–1136, doi: 10.1109/IPEMC.2012.6258979.
9. **Hayashiya, H., Suzuki, T., Kawahara, K., Yamanoi, T.** Comparative study of investment and efficiency to reduce energy consumption in traction power supply: A present situation of regenerative energy utilization by energy storage system. *Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC)*, 2014, 685–690, doi: 10.1109/EPEPMC.2014.6980575.
10. **Zhemerov, G., Pina, N., Tugay, D.** The Theorem of Minimum Energy Losses in Three-Phase Four-Wire Energy Supply System, *2016 2nd IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS-2016)*, 2016, 52-54, doi: 10.1109/IEPS.2016.7521889.
11. **Zhemerov, G. G., Tugay, D. V.** Energy and power in power supply systems with semiconductor converters and storages [Energiya i moshchnost' v sistemakh elektrosnabzheniya s poluprovodnikovymi preobrazovatelyami i nakopitelyami energii]. *Elektrotekhnika i elektromekhanika [Electrical Engineering & Electromechanics]*, 2014, 1, 45-57.

Bibliography (transliterated)

1. **Huang, A., Heydt, G, Dale, S., Zheng, J., Crow, M.** The Future Renewable Electric Energy Delivery and Management (FREEDM) System: The Energy Internet.

Сведения об авторах (About authors)

Жемеров Георгий Георгиевич – доктор технических наук, профессор, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», заведующий кафедрой промышленной и биомедицинской электроники; г. Харьков, Украина; e-mail: zemerov@gmail.com.

George Zhemerov – Doctor of Technical Sciences (D. of S.), Professor, Head of the Department of Industrial and Biomedical Electronics, National Technical University "KhPI", Kharkiv, Ukraine; e-mail: zemerov@gmail.com.

Тугай Дмитрий Васильевич – доктор технических наук, доцент, Харьковский национальный университет городского хозяйства имени А. Н. Бекетова, заведующий кафедрой альтернативной электроэнергетики и электротехники, Харьков, Украина; e-mail: tugaydmytro@gmail.com.

Dmytro Tugay – Doctor of Technical Sciences (D. of S.), Docent, Head of the Department of Alternative Power Engineering and Electrical Engineering, O. M. Beketov National University of Urban Economy in Kharkiv, Kharkiv, Ukraine; e-mail: tugaydmytro@gmail.com.

Котелевец Сергей Валерьевич – Харьковский национальный университет городского хозяйства имени А. Н. Бекетова, ассистент кафедры альтернативной электроэнергетики и электротехники, Харьков, Украина; e-mail: kotelevets1@gmail.com.

Serhii Kotelevets – assistant of the Department of Alternative Power Engineering and Electrical Engineering, O. M. Beketov National University of Urban Economy in Kharkiv, Kharkiv, Ukraine; e-mail: kotelevets1@gmail.com.

Берчук Иван Вадимович – Харьковский национальный университет городского хозяйства имени А.Н. Бекетова, студент факультета электроснабжения и освещения городов, Харьков, Украина; e-mail: berkut.bvb@gmail.com.

Ivan Berchuk – student of the Department of power supply and lighting of cities, O. M. Beketov National University of Urban Economy in Kharkiv, Kharkiv, Ukraine; e-mail: berkut.bvb@gmail.com.

Пожалуйста, ссылайтесь на эту статью следующим образом:

Жемеров, Г. Г. КПД трехфазных систем электроснабжения с двунаправленным потоком энергии / **Г. Г. Жемеров, Д. В. Тугай, С. В. Котелевец, И. В. Берчук** // *Вестник НТУ «ХПИ»*, Серия: *Новые решения в современных технологиях*. – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 34-41. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.05.

Please cite this article as:

Zhemerov, G., Tugay, D., Kotelevets, S., Berchuk, I. Efficiency of three-phase energy supply systems with bi-directional energy flow. *Bulletin of NTU "KhPI". Series: New solutions in modern technologies*. – Kharkiv: NTU "KhPI", 2018, **26** (1302), 1, 34-41, doi:10.20998/2413-4295.2018.26.05.

Будь ласка, посилайте на цю статтю наступним чином:

Жемеров, Г. Г. ККД трифазних систем електропостачання з двоспрямованим потоком енергії / **Г. Г. Жемеров, Д. В. Тугай, С. В. Котелевець, І. В. Берчук** // *Вісник НТУ «ХПІ»*, Серія: *Нові рішення в сучасних технологіях*. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 34-41. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.05.

АНОТАЦІЯ Отримано аналітичні співвідношення, що дозволяють розрахувати максимально можливий і реальний коефіцієнт корисної дії трифазних трипровідних систем електропостачання з двоспрямованим потоком енергії. Показано, що навіть за високих значень ККД в односпрямованих прямому і зворотному потоках, загальний ККД двобічної системи електропостачання може виявитися незначним. Коректність отриманих співвідношень перевірено на комп'ютерній Matlab-моделі трифазної системи електропостачання з силовим активним фільтром.

Ключові слова: трифазна система електропостачання; ККД; потужність резистивного короткого замикання; коефіцієнт повернення енергії; двонаправлений потік енергії; корисна потужність

Поступила (received) 25.06.2018

UDC 621.311.171

doi:10.20998/2413-4295.2018.26.06

FLEXIBLE THIN FILMS FOR SOLAR CELLS BASED ON CADMIUM SULFIDE**R. V. ZAITSEV*, M. G. KHRYPUNOV, M. V. KIRICHENKO, I. V. KHRYPUNOVA***Materials for Electronics and Solar Cells Department, National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", Kharkiv, UKRAINE***email: zaitsev.poman@gmail.com*

ABSTRACT For the purpose of creation of the economic, suitable for large-scale application technology of formation of a layer of wide-scale "window", for thin-film photo-electric converters on the basis of sulfide and telluride of cadmium the pilot studies of temperature effect of a deposition of the films of sulfide of cadmium received by method of magnetron dispersion on a direct current on their optical properties and crystalline structure were conducted. By method of a two-channel optical spectroscopy it is established that a deposition of films of sulfide of cadmium at a temperature of 160 °C allows to form layers with a width of forbidden region of 1,41 eV that approaches value, characteristic of monocrystals, and the density of the photon flux passing through a cadmium sulfide layer in a spectral interval of a photosensitivity of telluride of cadmium at the level of 37,0 W·nm·cm⁻².

Keywords: cadmium sulfide films; a method of magnetron dispersion on a direct current; optical losses; width of the forbidden region; crystalline structure

ГНУЧКІ ТОНКІ ПЛІВКИ ДЛЯ СОНЯЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ НА СУЛЬФІДІ КАДМІЮ**Р. В. ЗАЙЦЕВ, М. Г. ХРИПУНОВ, М. В. КІРІЧЕНКО, І. В. ХРИПУНОВА***кафедра фізичного матеріалознавства для електроніки та геліоенергетики, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут» м. Харків, УКРАЇНА*

АНОТАЦІЯ З метою створення економічної, придатної для широкомасштабного застосування технології формування шару широкозонного «вікна» для тонкоплівкових фотоелектричних перетворювачів на основі сульфідів та телуриду кадмію були проведені експериментальні дослідження впливу температури осадження плівок сульфідів кадмію, отриманих методом магнетронного розпилення на постійному струмі, на їх оптичні властивості і кристалічну структуру. Методом двоканальної оптичної спектроскопії встановлено, що осадження плівок сульфідів кадмію при температурі 160 °C дозволяє формувати шари з шириною забороненої зони 1,41 eV, що наближається до значення, характерного для монокристалів, і густиною потоку фотонів, що проходять через шар сульфідів кадмію в спектральному інтервалі фоточутливості телуриду кадмію, на рівні 37,0 Вт·нм·см⁻².

Ключові слова: плівки на сульфіді кадмію; метод магнетронного розпилення на постійному струмі; оптичні втрати; ширина забороненої зони; кристалічна структура.

Introduction

In the modern designs of film photo-electric converters (PhEC) on the basis of telluride of cadmium of a back configuration for reduction of speed of the surface recombination of the nonequilibrium charge carriers generated under the influence of light the effect of wide-scale "window" is used [1]. This effect consists areas of the fissile oscillation of nonequilibrium charge carriers from the flawed lit surface by use in a design of PhEC of films the wide-scale of the semiconductor materials possessing a high transmittance in the spectral range corresponding to area of a spectral photosensitivity of a basic layer at a distance. Numerous pilot studies (see, for example, [2, 3]) showed that for film PhEC with a basic layer of telluride of cadmium as wide-scale "window", the optimal solution is use of thin films of sulfide of cadmium. Cadmium sulfide for film PhEC is traditionally made by the following methods: thermal vacuum evaporation, a deposition in selfcontained volume, a chemical deposition and high-pitched magnetron dispersion [4, 5]. CdS films received by these methods

have stable vuyrttsitny crystalline structure, possess a high transmittance in the spectral range corresponding to the range of a photosensitivity of telluride of cadmium are characterized by good adhesion to a layer of the frontal transparent electrode applied on a glass substrate. In a design of the most efficient film PhEC with a basic layer of telluride of cadmium, received by a chemical deposition, CdS films with thickness no more than 100 nanometers are used [6]. However the method of a chemical deposition is problematic to be adapted to conditions of quantity production as it is characterized by low speeds of growth of a film of sulfide of cadmium. At the same time it is necessary to solve issues of regeneration of a fluid chemical wastage. More technological in the conditions of quantity production is the method of thermal vacuum evaporation. However, the conducted researches (see, for example, [7]) showed that thickness of the films of sulfide of cadmium received by this method for use in PhEC on the basis of telluride of cadmium has to be not less than 0,3 microns. Otherwise, owing to through porosity of the films of sulfide of cadmium received by this method which arises owing to

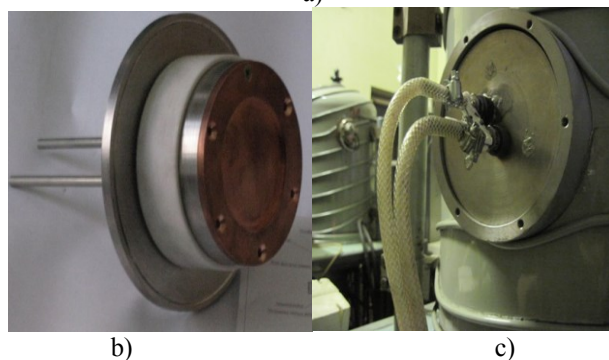
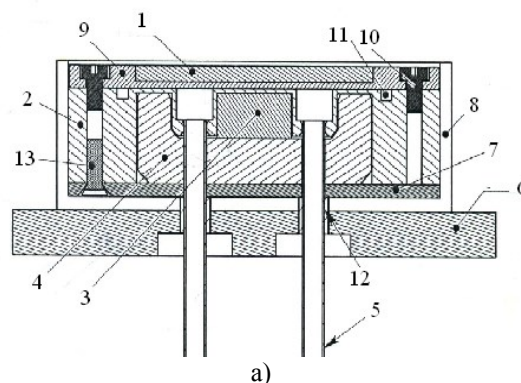
geometrical effect of a shadowing of a surface by the most quickly growing grains a shunting of the separating barrier of instrument structure because of an electrical link of a basic layer of telluride of cadmium to the frontal electrode takes place. The cadmium sulfide films received by method of high-pitched magnetron dispersion are deprived of this shortcoming. However, the large-scale technical application of this method is limited by the high cost of the high-pitched power supply. At the same time, economic, well mastered by domestic electronic industry, the method of not jet magnetron dispersion on a direct current for receiving films of sulfide of cadmium practically is not used.

Thus, the pilot studies of the influence of parameters of magnetron not jet dispersion on a direct current on crystalline structure and optical properties of films of sulfide of cadmium are urgent for creation of the industrial vacuum technologies of receiving of the wide-scale of "windows" for film photo-electric converters with a basic layer of telluride of cadmium of a back configuration.

Technique of carrying out experiment

For receiving films of sulfide of cadmium by the method of not jet magnetron dispersion on a direct current [8] developed and made the magnetron adapted to a design of the UVN reference production vacuum installation - 71 - P3 (figure 1). Installation of a magnetron was carried out through a peep-hole of vacuum installation (the figure 1, c).

The design of a magnetron allowed to use target material efficiently. It was caused by the fact that with a diameter of magnetron of 100 mm, diameter of a zone of an erosion made 65 mm, and its width 10 - 12 mm. Such sizes of a zone of erosion allowed to put films of 70 mm by 70 mm in size with uniformity of thickness at the level of 5%. Therefore, the applied to receiving films, magnetron system can be used in the conditions of the industrial production. Express adaptation allowed moving a substrate together with heating section and the heat-insulating screen in the horizontal plane to such situation at which during preliminary heating pollution of a target was excluded. The target 1 representing the disk with a diameter of 10 cm pressed from cadmium sulfide powder by purity of 99,99 % was a source of the sprayed material. The target settled down on a surface of the water-cooled magnetron. In the bottom of the anode of a magnetron there was an input for a tube on which supply of gas mixture of argon and oxygen in spraying system was carried out. The developed design of the radiation heater of a substrate as which glass plates K 8 with thickness of 2 mm thick were used allowed to warm evenly on the area a substrate up to the established temperature in the range of 100-220 °C and to maintain temperature with an accuracy of ± 2 °C by means of an automatic regulating system.



1 - target; 2 - housing; 3 - permanent magnet of NdFeB; 4 - magnetic circuit; 5 - cooling tube; 6 - adjusting flange; 7 - cover; 8 - insulator of a housing; 9 - target basis; 10 - screw of fastening of a target (M4x7); 11 - vacuum seal; 12 - the insulator of a tube of cooling; 13 - the screw of fixing of a cover

Fig. 1 – The key diagram (a), photos of a magnetron (b) and installation of magnetron dispersion (c)

The design of a magnetron allowed using target material efficiently. It was caused by the fact that with a diameter of magnetron of 100 mm, diameter of a zone of an erosion made 65 mm, and its width 10 - 12 mm. Such sizes of a zone of erosion allowed to put films of 70 mm by 70 mm in size with uniformity of thickness at the level of 5%. Therefore, the applied to receiving films, magnetron system can be used in the conditions of the industrial production. Express adaptation allowed moving a substrate together with heating section and the heat-insulating screen in the horizontal plane to such situation at which during preliminary heating pollution of a target was excluded. The target 1 representing the disk with a diameter of 10 cm pressed from cadmium sulfide powder by purity of 99,99 % was a source of the sprayed material. The target settled down on a surface of the water-cooled magnetron. In the bottom of the anode of a magnetron there was an input for a tube on which supply of gas mixture of argon and oxygen in spraying system was carried out. The developed design of the radiation heater of a substrate as which glass plates K 8 with thickness of 2 mm thick were used allowed to warm evenly on the area a substrate up to the established temperature in the range of 100-220 °C and to maintain

temperature with an accuracy of ± 2 °C by means of an automatic regulating system.

The common pressure of the sprayed gas necessary for operational stability of a magnetron, made 2 Pas. Therefore, between the building bag and the pump the limitative diaphragm necessary for stable work of a vacuum vapor-steam pump at such low pressure was established. The distance from a substrate to a target which made 35 mm, was defined as minimum at which inhomogeneity of the received film on thickness taking into account a geometrical factor was not exceeded by 5%.

Crystalline structure and phase structure of films were investigated on a X-ray diffractometer the DRON-4M in monochromatic Co-K α radiation. Identification of phases in models was carried out on the basis of comparison of set of the interplanar distances calculated by Woolf - Bragg's formula [9], with the available sets of interplanar distances for tin oxides from the help ASTM cards. Roughing-out of the diffraction peaks was carried out by means of the developed computer program. Such computing machining allowed defining the position of the diffraction peak (2θ), interplanar distance (d) and integral intensity (I).

Spectral dependences of the coefficients of transmittances and reflection of films of sulfide of cadmium investigated by method of a two-channel optical spectroscopy by means of a spectrophotometer SPh- 2000, equipped with the SPhO prefix - 2000 for measurement of reflecting and diffuse reflections. Optical width of the forbidden region of E_g layers of CdS defined similarly described in [9], by means of extrapolation on an axis of energies of the line section, dependence $[-\ln(T) \cdot hv]^2$ from hv .

Results and their discussion

1. Research of optical properties of films of sulfide of cadmium

Films of sulfide of cadmium were received by method of magnetron dispersion on a direct current with a pressure of working gas of 0,9-1 Pa, 550-600 V tension category and current densities 0,44-0,53 mA/cm². At the same time precipitation temperature varied from 100 °C to 230 °C. Such ranges of parameters of the technological modes can be considered suitable for procreation in the production conditions. Time of a deposition of films made 5 minutes.

The research of optical properties of films of sulfide of cadmium was conducted by means of measurements of spectral dependences of transmittances and reflection of films of CdS in the spectral range of 400 - 1100 nanometers (figure 2). The analysis of transmission spectrums shows that for all models, except the model received at precipitation temperature of 100 °C the strong absorption in the range of lengths of waves of 400 - 500 nanometers and a sharp edge of an absorption band in the range of 500 - 550 nanometers is observed. At the same time in red and infrared spectral ranges a high transparence at the level of 80% is observed.

Analytical processing of transmission spectrums and reflection allowed to determine optical parameters of the studied films received at various precipitation temperatures.

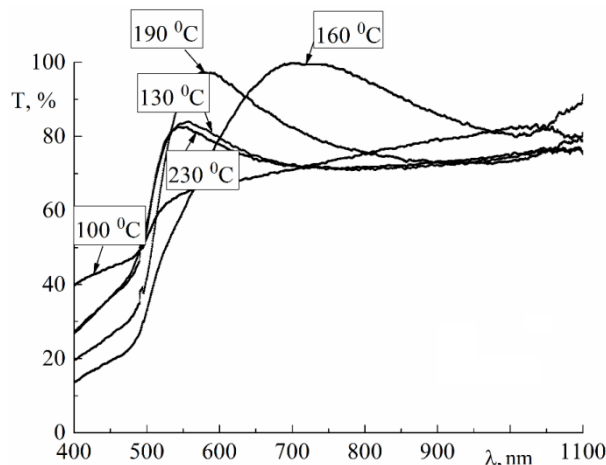


Fig. 2 – Spectral dependences of the coefficients of transmittances of the films of sulfide of cadmium received at various precipitation temperatures

In the figure 3 results of definition of width of the forbidden region (E_g , eV) and values of theoretical power of a luminous flux (W , $Wt \cdot \text{nanometer} \cdot \text{cm}^2$) which can pass through the studied cadmium sulfide films in the conditions of illumination of AM 1,5, in a spectral interval of a photosensitivity of PhEC on the basis of sulfide and telluride of cadmium which, according to literary data [8], makes 550-900 nanometers are given. These two parameters determine the size of optical losses in a cadmium sulfide layer at its use as wide-scale "window" in film photo-electric converters with a basic layer of telluride of cadmium of a back configuration. Optical researches showed that with growth of precipitation temperature to 160 °C there is an increase, passed from through a film of sulfide of cadmium, power of a luminous flux 32,7 $W \cdot \text{nm} \cdot \text{cm}^2$ to 37 $W \cdot \text{nm} \cdot \text{cm}^2$. Further growth of precipitation temperature to 230 °C leads to decrease in last power of a luminous flux to 33,5 $Wt \cdot \text{nanometer} \cdot \text{cm}^2$. The analysis of the figure 3 demonstrates that with growth of precipitation temperature from 100 °C to 160 °C there is an increase in width of the forbidden region from 2,38 eV to 2,41 eV.

Further growth of precipitation temperature from 160 °C to 230 °C leads to decrease in width of the forbidden region from 2,41 eV to 2,39 eV. According to literary data [4] for monocrystal films of sulfide of cadmium width of the forbidden region makes 2,42-2,45 eV. Smaller values of width of the forbidden region for polycrystalline films of sulfide of cadmium, in comparison with monocrystals, are caused by the fact that borders of grains absorb light as metal layers that leads to decrease in size of the forbidden region determined by optical techniques. Except a developed grain bordered surface decrease in optical width of the forbidden region

can be caused by impoverishment of films of sulfide of cadmium by easily volatile component – sulfur.

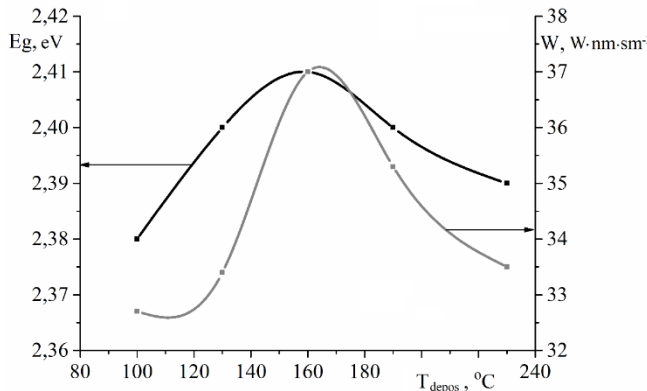


Fig. 3 – Optical parameters of films of CdS received by the method of magnetron dispersion

Thus, for use in a design of high performance PhEC on the basis of sulfide and telluride of cadmium it is necessary to use the films received at precipitation temperature of 160 °C as at the same time the maximal stream density fluency of the photons coming to a basic layer of telluride of cadmium that allows to increase the coefficient of efficiency due to growth of a current density of a short-circuit.

2. Research of crystalline structure and element structure of films of sulfide of cadmium

For identification of the physical mechanisms defining dependence of width of the forbidden region of the films of sulfide of cadmium received by magnetron dispersion on a direct current research of crystalline structure of films were conducted by method of a x-ray diffractometry (fig. 4). On the experimental roentgen diffractograms only one peak on angle $2\theta = 30,62^\circ$ which corresponds to reflection (111) cubic modification or to reflection (002) of the hexagonal phase CdS which are theoretically characterized by the maximal intensity is observed. Because of the small thickness of a model other diffraction peaks were not identified that does not allow to uniquely determinate phase structure of the received CdS models by a roentgen diffractometrical method. Nevertheless, in view of the fact that stable modification of CdS is hexagonal, further processing investigated roentgen diffractogram was carried out for the hexagonal phase CdS. Results of analytical processing of structural researches are presented in table 1.

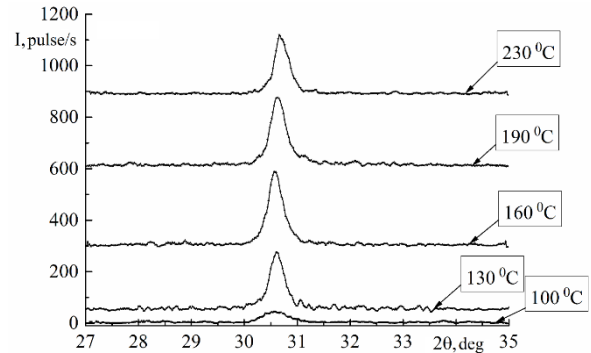


Fig. 4 – Roentgen diffractogram of the films of sulfide of cadmium received by method of magnetron dispersion on a direct current at various precipitation temperatures

Table 1 – Results of analytical processing of structural researches of films of CdS received by method of magnetron dispersion on a direct current

No	Precipitation temperature, °C	Position of peak, degree	Interplanar distance (d_{002}), Å	Half-width of the diffraction peak ($\Delta\theta$), degree	L, nm
1	100	30,58	3,391	0,38	25,2
2	130	30,62	3,388	0,33	29,0
3	160	30,59	3,391	0,33	29,0
6	190	30,64	3,385	0,34	28,1
5	230	30,70	3,379	0,30	31,9

With growth of precipitation temperature from 100° C to 230° C decrease in interplanar distance (002) from $d_{002} = 3,391 \text{ \AA}$ to $d_{002} = 3,379 \text{ \AA}$ is observed, that corresponds to decrease in parameter from a hexagonal lattice from $c = 6,782 \text{ \AA}$ to $c = 6,758 \text{ \AA}$. The received values of parameter c is more than table value, what is characteristic for monocrystals ($c=6,7198 \text{ \AA}$). It demonstrates existence of the squeezing macrovoltage which size decreases with increase of temperature up to 230 °C. With increase of precipitation temperature from 100 °C to 230 °C decrease of a physical broadening of the diffraction peak from $\Delta\theta = 0,38^\circ$ to $\Delta\theta = 0,30^\circ$ is observed. The assessment on the specified width of the diffraction peaks shows that with increase of precipitation temperature growth of areas of a coherent scattering from 25,2 nanometers to 31,9 nanometers is observed. Thus, with increase of precipitation temperature from 100 °C to 230 °C natural increase in quality of crystalline structure of films of sulfide of cadmium is observed: decrease in level of macrovoltages and increase in the sizes of areas of a coherent scattering is observed that reduces light absorption on a developed grainbordered surface. Decrease in level of microdeformation and growth of the sizes of areas of a coherent scattering cause growth of optical width of the forbidden region.

Researches of crystalline structure were added with researches of elemental structure of the received films which were conducted on a spectrometer Elvatech of the Elvate company. Time of set of impulses made 240-241 second. Researches showed (fig. 5) that with increase of precipitation temperature from 100 °C to 230 °C the attitude of atomic concentration of sulfur (C_S) towards atomic concentration of cadmium (C_{Cd}) decreases from $C_S/C_{Cd} = 1,06$ to $C_S/C_{Cd} = 0,95$ that is bound to impoverishment of the growing film an easily volatile component which sulfur is.

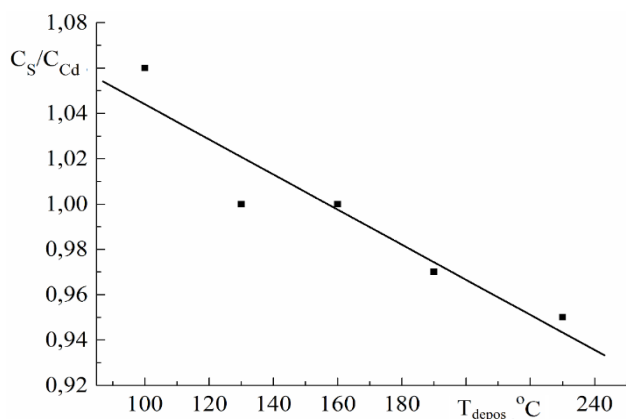


Fig. 5 – The relation of atomic concentration of sulfur and cadmium of the films of sulfide of cadmium received by method of magnetron dispersion on a direct current at various precipitation temperatures

Thus, with increasing of precipitation temperature decrease in degree of stoichiometry of films that is caused by increasing of a vacancies concentration, causing growth of light absorption and decrease of efficient optical width of the forbidden region, as a result of emergence in the forbidden region of the energy levels capable to share in the transition of charge carriers activated by light is observed.

Conclusions

For use in a design of film photo-electric converters of a back configuration with a basic layer of telluride of cadmium optimum precipitation temperature of films of sulfide of cadmium by method of not jet magnetron dispersion on a direct current makes 160 °C that is caused by achievement of the greatest width of the forbidden region – 1,41 eV and the maximal flux density of the photons arriving through a cadmium sulfide layer in the spectral range of a photosensitivity of telluride of cadmium. The extremum on dependence of optical properties of the studied cadmium sulfide films from precipitation temperature is caused by existence of two competing physical mechanisms. Body height of precipitation temperature to 160 °C leads to decrease in optical losses in cadmium sulfide films, as a result of increase in the sizes of areas of a coherent scattering and decrease of level of macrodeformations. At further

increase of precipitation temperature up to 230 °C the defining factor leading to growth of optical losses in cadmium sulfide films becomes their impoverishment by an easily volatile component – sulfur.

Bibliography

1. Han, J. Optimized chemical bath deposited cds layers for the improvement of cdte solar cells / J. Han, C. Spanheimer, G. Haindl, Fu Ganhua, V. Krishnakumar, J. Schaffner, C. Fan, K. Zhao, A. Klein, W. Jaegermann // *Solar Energy Materials and Solar Cells*. – 2011. – 95(3). – 816 – 820. – doi: 10.1016/j.solmat.2010.10.027.
2. Liu, P. Cadmium sulfide nanowires for the window semiconductor layer in thin film CdS-CdTe solar cells / P. Liu, V. P. Singh, C. A. Jarro, S. Rajaputra // *Nanotechnology*. – 2011. – 14(22). – 1-9. – doi: 10.1088/0957-4484/22/14/145304.
3. Rubio, S. Influence of CdS deposition technique for CdS/CdTe solar cells / S. Rubio, J. L. Plaza, E. Dieguez // *Journal of Crystal Growth*. – 2014. – 401. – 550-553. – doi: 10.1016/j.jcrysgro.2014.03.032.
4. Jaber, A. Y. Influence of substrate temperature on thermally evaporated CdS thin film properties / A. Y. Jaber, M. S. Aida, M. Benghanem, A. A. Abdelaziz // *Journal of Alloys and Compounds*. – 2012. – 529. – 63-68. – doi: 10.1016/j.jallcom.2012.03.093.
5. Lisco, F. The structural properties of CdS deposited by chemical bath deposition and pulsed direct current magnetron sputtering / F. Lisco, P. M. Kaminski, A. Abbas, K. Bass, J. W. Bowers, G. Claudio, M. Losandro, J. M. Walls // *Thin Solid Films*. – 2015. – 582. – 323- 327. – doi: 10.1016/j.tsf.2014.11.062.
6. Krishnakumar, V. Close spaced sublimation deposition of CdTe layers with process gas oxygen for thin film solar cells / V. Krishnakumar, B. Späth, C. Drost, C. Kraft, B. Siepchen, A. Delahoy, X. Tan, K. Chin, S. Peng, D. Hirsch, O. Zywitzki, T. Modes, H. Morgner // *Thin Solid Films*. – 2017. – 633. – 112-117. – doi: 10.1016/j.tsf.2016.10.009.
7. Khrypunov, G. Recent developments in evaporated CdTe solar cells / G. Khrypunov, A. Romeo, F. Kurtzesau, D. L. Batzner, H. Zogg, A. N. Tiwari // *Solar Energy Materials & Solar Cells*. – 2006. – 90(6). – 664-677. – doi: 10.1016/j.solmat.2005.04.003.
8. Kuzmichyov, A. I. Magnetron spraying systems. Introduction to physics and technology of magnetron dispersion / A. I. Kuzmichyov. Kiev: "Avers". – 2008. – Book 1. – 244.
9. Klochko, N. P. Electrodeposited zinc oxide arrays with the moth-eye effect / N. P. Klochko, G. S. Khrypunov, Y. O. Myagchenko, E. E. Melnychuk, V. R. Kopach, K. S. Klepikova, V. M. Lyubov, A. V. Kopach // *Semiconductors*. – 2014. – 48. – 531-537. – doi: 10.1134/S1063782614040162.

Bibliography (transliterated)

1. Han, J., Spanheimer, C., Haindl, G., Ganhua, Fu, Krishnakumar, V., Schaffner, J., Fan, C., Zhao, K., Klein, A., Jaegermann, W. Optimized chemical bath deposited cds layers for the improvement of cdte solar cells. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, 2011, 95(3), 816 – 820, doi: 10.1016/j.solmat.2010.10.027.

2. Liu, P., Singh, V. P., Jarro, C. A., Rajaputra, S. Cadmium sulfide nanowires for the window semiconductor layer in thin film CdS-CdTe solar cells. *Nanotechnology*, 2011, **14**(22), 1-9, doi: 10.1088/0957-4484/22/14/145304.
3. Rubio, S., Plaza, J. L., Dieguez, E. Influence of CdS deposition technique for CdS/CdTe solar cells. *Journal of Crystal Growth*, 2014, **401**, 550-553, doi: 10.1016/j.jcrysgro.2014.03.032.
4. Jaber, A. Y., Aida, M. S., Benghanem, M., Abdelaziz, A. A. Influence of substrate temperature on thermally evaporated CdS thin film properties. *Journal of Alloys and Compounds*, 2012, **529**, 63-68, doi: 10.1016/j.jallcom.2012.03.093.
5. Lisco, F., Kaminski, P. M., Abbas, A., Bass, K., Bowers, J. W., Claudio, G., Losundro, M., Walls, J. M. The structural properties of CdS deposited by chemical bath deposition and pulsed direct current magnetron sputtering. *Thin Solid Films*, 2015, **582**, 323- 327, doi: 10.1016/j.tsf.2014.11.062.
6. Krishnakumar, V., Späth, B., Drost, C., Kraft, C., Siepchen, B., Delahoy, A., Tan, X., Chin, K., Peng, S., Hirsch, D., Zywitzki, O., Modes, T., Morgner, H. Close spaced sublimation deposition of CdTe layers with process gas oxygen for thin film solar cells. *Thin Solid Films*, 2017, **633**, 112-117, doi: 10.1016/j.tsf.2016.10.009.
7. Khrypunov, G., Romeo, A., Kurtzesau, F., Batzner, D. L., Zogg, H., Tiwari, A. N. Recent developments in evaporated CdTe solar cells. *Solar Energy Materials & Solar Cells*, 2006, **90**(6), 664-677, doi: 10.1016/j.solmat.2005.04.003.
8. Kuzmichyov, A. I. Magnetron spraying systems. Introduction to physics and technology of magnetron dispersion. *Kiev: "Avers"*, 2008, Book 1, 244.
9. Klochko, N. P., Khrypunov, G. S., Myagchenko, Y. O., Melnychuk, E. E., Kopach, V. R., Klepikova, K. S., Lyubov, V. M., Kopach, A. V. Electrodeposited zinc oxide arrays with the moth-eye effect. *Semiconductors*, 2014, **48**, 531-537, doi: 10.1134/S1063782614040162.

About authors (відомості про авторів)

Zaitsev Roman – Ph. D., Head of Department, Materials for Electronica and Solar Cells Department, National Technical University “Kharkiv Polytechnic Institute”, Kharkiv, Ukraine; e-mail: zaitsev.poman@gmail.com.

Зайцев Роман – кандидат технічних наук, доцент, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», завідувач кафедри фізичного матеріалознавства для електроніки та геліоенергетики, м. Харків, Україна; e-mail: zaitsev.poman@gmail.com.

Khrypunov Maksim – PhD student, Materials for Electronica and Solar Cells Department, National Technical University “Kharkiv Polytechnic Institute”, Kharkiv, Ukraine; e-mail: lauman@ukr.net.

Хрипунов Максим – аспірант, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», кафедра фізичного матеріалознавства для електроніки та геліоенергетики, м. Харків, Україна; e-mail: lauman@ukr.net.

Kirichenko Michailo – Ph. D., Senior Researcher, Materials for Electronica and Solar Cells Department, National Technical University “Kharkiv Polytechnic Institute”, Kharkiv, Ukraine; e-mail: kirichenko.mv@gmail.com.

Кіріченко Михайло – кандидат технічних наук, старший науковий співробітник, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», кафедра фізичного матеріалознавства для електроніки та геліоенергетики, м. Харків, Україна; e-mail: kirichenko.mv@gmail.com.

Khrypunova Irina – PhD student, Materials for Electronica and Solar Cells Department, National Technical University “Kharkiv Polytechnic Institute”, Kharkiv, Ukraine; e-mail: lauman@ukr.net.

Хрипунова Ірина – аспірантка, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», кафедра фізичного матеріалознавства для електроніки та геліоенергетики, м. Харків, Україна; e-mail: lauman@ukr.net.

Please cite this article as:

Zaitsev, R., Khrypunov, M., Kirichenko, M., Khrypunova, I. Flexible thin films for solar cell based on cadmium sulfide. *Bulletin of NTU "KhPI". Series: New solutions in modern technologies.* – Kharkiv: NTU "KhPI", 2018, **26** (1302), 1, 42–47, doi:10.20998/2413-4295.2018.26.06.

Будь ласка, посилайтесь на цю статтю наступним чином:

Зайцев, Р. В. Гнучкі тонкі плівки для сонячних елементів на сульфіді кадмію / **Р. В. Зайцев, М. Г. Хрипунов, М. В. Кіріченко, І. В. Хрипунова** // *Вісник НТУ «ХПІ»*, Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 42–47. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.06.

Пожалуйста, ссылайтесь на эту статью следующим образом:

Зайцев, Р. В. Гибкие тонкие пленки для солнечных элементов на сульфиде кадмия / **Р. В. Зайцев, М. Г. Хрипунов, М. В. Кириченко, И. В. Хрипунова** // *Вестник НТУ «ХПІ»*, Серія: Новые решения в современных технологиях. – Харьков: НТУ «ХПІ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 42–47. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.06.

АННОТАЦІЯ С целью создания экономической, пригодной для широкомасштабного применения технологии формирования слоя широкозонного «окна» для тонкопленочных фотоэлектрических преобразователей на основе сульфида и теллурида кадмия были проведены экспериментальные исследования влияния температуры осаждения пленок сульфида кадмия, полученных методом магнетронного распыления на постоянном токе, на их оптические свойства и кристаллическую структуру. Методом двухканальной оптической спектроскопии установлено, что осаждение пленок сульфида кадмия при температуре 160°C позволяет формировать слой с шириной запрещенной зоны 1,41 эВ, что приближается к значению, характерного для монокристаллов, и плотностью потока фотонов, проходящих через слой сульфида кадмия в спектральном интервале фоточувствительности теллурида кадмия на уровне 37,0 Вт·нм·см².

Ключевые слова: пленки на сульфиде кадмия; метод магнетронного распыления на постоянном токе; оптические потери; ширина запрещенной зоны; кристаллическая структура.

Received 28.06.2018

УДК 621.314.1

doi:10.20998/2413-4295.2018.26.07

АСИММЕТРИЧНЫЙ СОГЛАСУЮЩИЙ DC/DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ С НАКОПИТЕЛЯМИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

В. В. ИВАХНО¹, В. В. ЗАМАРУЕВ¹, Б. А. СТЫСЛО¹, А. Б. БЛИНОВ²

¹кафедра Промышленная и биомедицинская электроника, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», Харьков, УКРАИНА

² кафедра электроэнергетики и мехатроники, Таллинский Технический Университет, г. Таллин, ЭСТОНИЯ
email: v-ivakhno@ukr.net

АННОТАЦИЯ В статье описывается новая топология и алгоритм управления ключами обратимого двухзвенного преобразователя постоянного напряжения с трансформаторной развязкой. Высоковольтное первичное звено содержит входной дроссель и является инвертором тока, низковольтное – инвертором напряжения с нагрузкой – батарейной системой накопления энергии или аккумуляторной батареей. Схема коммутатора ИТ – мостовая, ключи анодной группы – двухквadrантные без обратной блокирующей способности (IGBT с обратным диодом), ключи катодной группы – четырехквadrантные (встречно-последовательно соединенные IGBT с обратным диодом). Для режима передачи энергии от инвертора напряжения к инвертору тока описан алгоритм управления ключами (алгоритм разделенной коммутации), обеспечивающий включение в нулях напряжения и емкостное снабберное выключение ключей инвертора напряжения и выключение в нулях тока и индуктивное снабберное включение ключей инвертора тока.

Ключевые слова: инвертор напряжения; инвертор тока; согласующий преобразователь; разделенная коммутация; ZVS; ZCS; снаббер; трансформаторная развязка; алгоритм управления ключами; обратимый двухзвенный преобразователь

ASYMMETRIC MATCHING DC/DC CONVERTER FOR ELECTRIC POWER SYSTEM WITH BATTERY ENERGY STORAGE SYSTEM

V. IVAKHNO¹, V. ZAMARUIEV¹, B. STYSLO¹, A. BLINOV²

¹Department "Industrial and biomedical electronics", National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", Kharkiv, UKRAINE

²Department of Electrical Power Engineering and Mechatronics, Tallinn University of Technology, Tallinn, ESTONIA

ABSTRACT As a part of a modern power supply systems using direct current lines (for example, a railway), it is desirable to have buffer storage of electricity, as a rule, battery energy storage systems (BESS). The battery energy storage system can store electric energy in the regenerative braking of the rolling stock and return it to the supply contact network during its acceleration. Buffer properties of BESS allow, in addition to an obvious increase the system efficiency, also provide sufficient rigidity of the contact network voltage. BESS is connected to the contact network through a matching converter, which provides galvanic isolation and matching of voltage levels of the mains and the battery. The article describes a new topology and algorithm for controlling the switches of a bidirectional two stage dc/dc converter with a transformer. The high-voltage primary stage contains an input choke and is a current source inverter, a low-voltage one is a voltage source inverter with a load – a battery storage system. The circuit of the current source inverter is bridge, the switches of the anode group are two-quadrant ones without reverse blocking ability (IGBT with a reverse diode), the cathode group switches are four-quadrant (counter-connected IGBTs with a reverse diode). The aim of this paper is to present a modified scheme of a converter with separated commutation having the property of reversibility. In this converter, the static loss in the switches does not increase in comparison with the basic circuit. For the power transfer mode from the voltage source inverter to the current source inverter, the switches control algorithm (separated commutation algorithm) is described. This algorithm provides the switching on at zero point of voltage and switch off with capacitive snubber of the voltage source inverter's switches and the switching off at current zero point and inductive snubber of the current source inverter's switches.

Keywords: voltage source inverter; current source inverter; matching converter; separated commutation; ZVS; ZCS; snubber; transformer isolation; switch control algorithm; dc/dc converter; bidirectional two-stage converter

Введение

В составе современных систем электроснабжения с использованием линий постоянного тока (например, железная дорога) весьма желательно присутствие буферных накопителей электроэнергии, как правило, – батарейных систем накопления энергии (БСНЭ) или, в простейшем случае, аккумуляторных батарей. БСНЭ могут

запасать электроэнергию при рекуперативном торможении подвижного состава и отдавать ее в питающую контактную сеть (КС) при его разгоне. Буферные свойства БСНЭ позволяют, кроме очевидного повышения к.п.д. системы, также обеспечивать достаточную жесткость напряжения КС [1], что является важным требованием качества системы электроснабжения железных дорог [2]. БСНЭ подключается к КС через согласующий

преобразователь (СП), обеспечивающий гальваническую развязку и согласование уровней напряжения питающей сети и аккумуляторной батареи. Очевидно, СП должен обладать свойством обратимости потока энергии – от КС к АБ и наоборот. СП относится к обратимым двухзвенным преобразователям постоянного напряжения с трансформаторной развязкой (isolated bidirectional dc-dc converters – IBDC) [3]. Типовым решением для IBDC является двухзвенный преобразователь, каждое из двух звеньев которого представляет собой инвертор напряжения (ИН) [4]: в составе силового коммутатора обоих звеньев, выполненных по полумостовой, нулевой или мостовой схемам [3], присутствуют управляемые двухквadrантные ключи без обратной блокирующей способности (полевые (MOSFET) либо биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT) с обратным диодом), выходные и выходные фильтры – емкостные (либо источник электроэнергии есть источник напряжения, например, аккумуляторная батарея, БСНЭ). Такие IBDC с двумя мостовыми коммутаторами (dual active bridge – DAB) имеют ряд достоинств [5, 6].

Известно множество алгоритмов управления ключами таких преобразователей [3], при этом для относительно низковольтных приложений (1 – 2 кВ) предпочтение отдается алгоритмам, обеспечивающих режимы включения силовых ключей в нулях напряжения (zero voltage switching, ZVS) при которых коммутационные потери включения отсутствуют. Ограничение коммутационных потерь выключения достигается использованием снабберных конденсаторов, шунтирующих управляемый ключ. Это позволяет повысить частоту преобразования и, следовательно, уменьшить габариты разделительного трансформатора.

Существенное снижение коммутационных потерь в ключах может быть также достигнуто применением резонансных схем, например, с использованием последовательного LC колебательного контура.

Особенностью преобразователей с DAB по сравнению с не обратимыми двухзвенными резонансными преобразователями может быть то, что при согласованном управлении ключами первичного и вторичного звеньев для ключей одного из звеньев может быть реализован режим переключения ZVS, а для ключей другого – режим выключения в нулях тока (ZCS) [7]. Снижение коммутационных потерь позволяет повысить частоту преобразования и, следовательно, уменьшить габариты, массу и стоимость согласующего трансформатора.

Возможность реализации для включения ключей одного из звеньев режима ZVS, а для ключей другого звена – режима выключения ZCS, без использования колебательного контура – может быть реализована в преобразователях с разделенной коммутацией (ПРК) [8]. Одно из звеньев такого преобразователя строится по схеме ИН с

использованием MOSFET либо IGBT с обратными диодами, шунтированными снабберными конденсаторами. Другое звено строится по схеме инвертора тока (ИТ), т.е. имеет в составе входной дроссель, а ключи – управляемые двухквadrантные с обратной блокирующей способностью (MOSFET либо IGBT с последовательным диодом, либо IGBT с обратной блокирующей способностью [9]). Схема двухзвенный преобразователя с разделенной коммутацией приведена на рис. 1. Суть алгоритма разделенной коммутации (ПК) заключается в создании временной задержки между моментами принудительного снабберного выключения ключей ИН и принудительного снабберного включения ключей ИТ (роль бездиссипативного индуктивного снаббера включения ключей ИТ может выполнять индуктивность L_s рассеяния трансформатора). Другие коммутации ключей – включение в ИН (ZVS) и выключение в ИТ (ZCS) в этом случае оказываются естественными и соответствующие коммутационные потери отсутствуют.

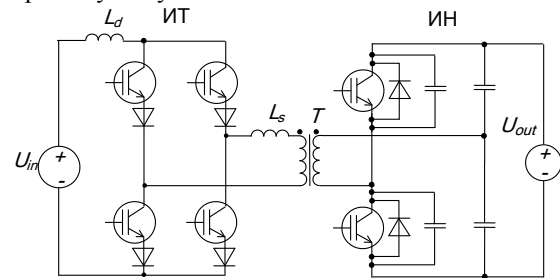


Рис. 1 – Двухзвенный преобразователь с разделенной коммутацией

Достоинством режима ZCS IGBT является то, что особенностью снабберного выключения IGBT, как известно, является наличие «хвоста» тока, и путем увеличения емкости снабберного конденсатора можно добиться снижения коммутационных потерь выключения до величины лишь примерно вдвое меньшей, чем при бесснабберной коммутации [10, 11], тогда как в режиме ZCS эти потери практически отсутствуют. Поскольку, для более высоковольтных приборов и величина коммутационных потерь выше, то, по мнению ряда авторов, для таких приборов лучшим решением является использование ZCS режима выключения [12, 13].

В [14] дана оценка величины «критической» частоты преобразования, выше которой суммарные статические и динамические потери выключения ключей ИН в режиме ZVS со снабберной коммутацией в ПРК превышают статические потери ключей ИТ на основе IGBT с последовательным диодом в режиме ZCS. Для IGBT класса 1200 В эта частота 10-20 кГц, для класса 6,5 кВ – примерно 560 Гц. Таким образом, при выборе класса ключей с двойным запасом, для обратимых IBDC со входным напряжением около 3 кВ (напряжение КС железной

дороги постоянного тока) и напряжением БСНЭ порядка 600 В целесообразно выполнить первичное, высоковольтное звено по схеме ИТ (следовательно, вторичное, низковольтное – по схеме ИН), а частоту преобразования установить выше «критической», например, 1000 Гц.

Одной из особенностей ПРК (рис. 1) является то, что непосредственное использование их в качестве согласующих преобразователей для систем с накопителями электрической энергии без дополнительных модификаций невозможно, поскольку при смене направления потока мощности происходит также и смена знака напряжения на выходе преобразователя. В DAB с ИН входное и выходное напряжения, при смене направления потока мощности, знака не меняют (меняется знак среднего тока). Изменить в ИТ знак среднего входного тока при смене знака средней мощности DAB и неизменном знаке входного напряжения и сохранить преимущества РК можно, применив в силовом коммутаторе ИТ четырехквadrантные ключи [15]. На рис. 2 представлена соответствующая схема, в которой, по сравнению с представленной в [15], MOSFET заменены на IGBT с обратными диодами. Каждый четырехквadrантный ключ мостового коммутатора ИТ выполнен как встречно-последовательное соединение IGBT с обратным диодом.

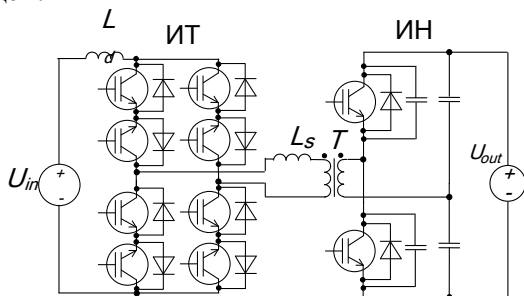


Рис. 2 – Обратимый двухзвенный преобразователь с разделенной коммутацией неизменным знаком напряжения звена ИТ

Недостатком решения рис.2 является удвоение по сравнению со схемой рис.1 количества управляемых высоковольтных IGBT с диодами, и, соответственно, количества драйверов IGBT. При передаче энергии от ИТ к ИН в ИТ проводят 4 ключа (2 диода и 2 IGBT), при передаче энергии от ИН к ИТ в схеме рис. 2 в ИТ ток проводит то же количество ключей.

На рис. 3 представлена схема IBDC с РК и ключом в диагонали переменного тока [16, 17]. Силовой коммутатор ИТ включает в себя традиционную мостовую схему силового коммутатора ИН (4 IGBT с обратными диодами) и подключенный последовательно с первичной обмоткой трансформатора четырехквadrантный ключ из двух встречно – последовательно соединенных IGBT с обратными диодами. При передаче энергии от

ИТ к ИН (прямая передача) и наоборот, от ИН к ИТ (обратная передача), как и для случая преобразователя согласно рис.2, проводят 4 ключа (3 IGBT и 1 диод при передаче энергии от ИТ к ИН и 1 IGBT и 3 диода при передаче энергии от ИН к ИТ). Однако, поскольку число управляемых ключей в ИТ уменьшено с 8 до 6, преобразователь имеет меньшую стоимость.

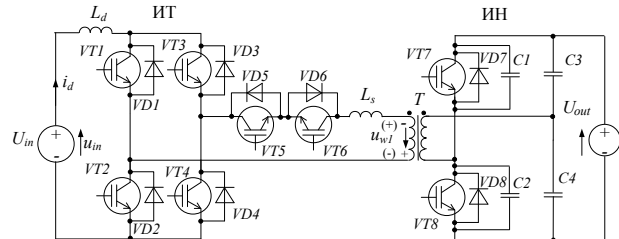


Рис. 3 – Обратимый двухзвенный преобразователь с разделенной коммутацией и неизменным знаком входного напряжения звена ИТ

В [18] представлено дальнейшее развитие схемы двухзвенного ПРК с асимметричной топологией звена инвертора тока (рис. 4).

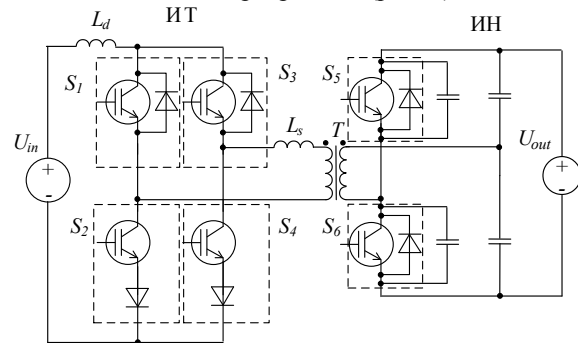


Рис. 4 – Преобразователь с разделенной коммутацией с асимметричной топологией звена инвертора тока

В этом ПРК верхние по схеме ключи S1, S3 – двухквadrантные без обратной блокирующей способности, а нижние ключи S2, S4 – с обратной блокирующей способностью. Для такого ПРК, который работает в режиме передачи энергии от ИТ к ИН, для всех управляемых ключей имеют место благоприятные условия коммутации: для ключей ИТ режим включения – индуктивное снабберное и ZCS выключение, для ключей ИН режим выключения – емкостное снабберное и ZVS включение.

Как и ПРК со схемой рис. 1, данный ПРК не обладает свойством обратимости при фиксации знака входного напряжения, однако в сравнении с обратимыми в вышеуказанном смысле ПРК выполненными по схемам рис. 2, 3 обладает меньшим числом одновременно проводящих ток в ИТ силовых ключей, а именно – 3 ключа: 2 IGBT и 1 диод. Последнее, очевидно, означает меньшую величину статических потерь, что является преимуществом.

Цель работы

Целью данной работы является представление модифицированной схемы ППК на базе схемы рис. 4, обладающей свойством обратимости, с не худшей по сравнению с базовой схемой величиной статических потерь в ключах. Для предлагаемой схемы приводится описание алгоритма управления ключами, обеспечивающего благоприятные условия коммутации (для ключей ИТ включение – индуктивное снабберное и ZCS выключение, для ключей ИН выключение – емкостное снабберное и ZVS включение). Разработанный преобразователь является обратимым асимметричным преобразователем с разделенной коммутацией (ОАПРК).

Модифицированная схема ППК

Предлагаемая схема ОАПРК представлена на рис. 5.

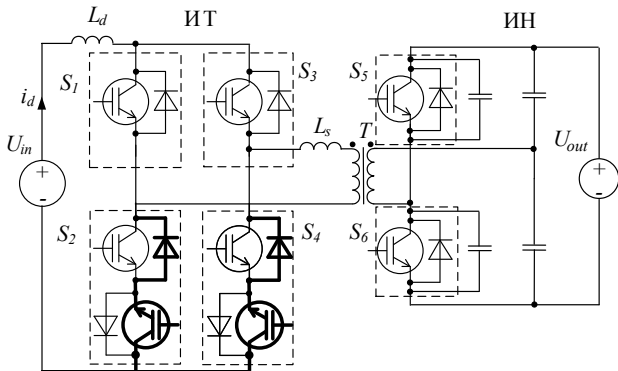


Рис. 5 – Обратимый преобразователь с разделенной коммутацией с асимметричной топологией звена инвертора тока

Отличие этой схемы от базовой схемы (рис. 4) заключается в том, что нижние ключи S2, S4 (двухквadrантные с обратной блокирующей способностью) заменены на четырехквadrантные, состоящие из двух встречно-последовательно соединенных IGBT с обратными диодами (добавленные детали на рис. 5 выделены). Работа ОАПРК в режиме прямой передачи энергии не отличается от работы ППК согласно [18]. В этом режиме добавленные обратные диоды верхних IGBT и нижние IGBT не активны (не проводят ток), поскольку импульсы управления на затворы этих транзисторов не подаются. Ниже приводится описание работы ОАПРК в режиме обратной передачи энергии (от ИН к ИТ)

Работа ОАПРК в режиме обратной передачи энергии

На рис. 6 представлена соответствующая схема. Направление потока энергии принято слева направо.

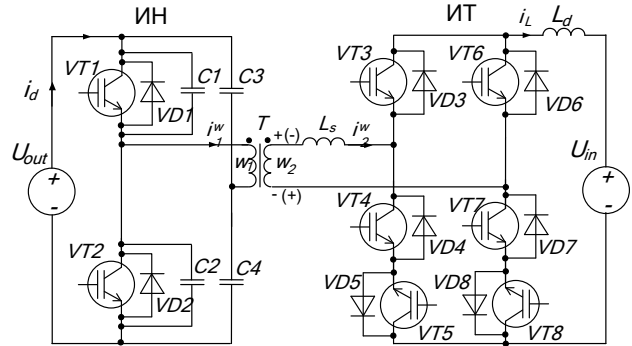


Рис. 6 - ОАПРК в режиме обратной передачи энергии

Процессы в ОАПРК на полупериоде преобразования происходят следующим образом: пути протекания токов показаны на рис. 7, а диаграммы процессов – на рис. 8.

$t_0 - t_1$ (интервал 1, рис. 7, а). Пусть на интервале 1 передачи энергии в источник U_{in} , в момент t_0 , включены и проводят ток $VT1$ на первичной стороне, диод $VD3$, а также $VT8$ и $VD7$, на вторичной стороне, при этом $U_{out}/2 > u_{w1}$, снабберный конденсатор $C1$ разряжен, $C2$ заряжен до U_{out} , ток i_d , как и выходной ток i_L коммутатора ИТ, нарастает. Знак напряжения u_{w2} на вторичной обмотке трансформатора показан на рис. 6 без скобок.

$t_1 - t_2$ (интервал 2, рис. 7, б). В момент t_1 производится выключение по затвору транзистора $VT1$. Начинается интервал 2 снабберного выключения транзистора ИН. Током первичной обмотки происходит перезаряд снабберных конденсаторов $C1, C2$. Напряжение первичной обмотки трансформатора в момент t_2 окончания интервала становится равным нулю, а на конденсаторах – $U_{out}/2$.

$t_2 - t_3$ (интервал 3, рис. 7, в). На следующем интервале 3 продолжается перезаряд снабберных конденсаторов. Напряжение на первичной обмотке трансформатора меняет знак на противоположный и к концу интервала достигает величины U_{out} . В момент t_3 напряжение конденсатора $C1$ достигает величины U_{out} , а конденсатора $C2$ – нуля. Включается обратный диод $VD2$ транзистора $VT2$. В конце интервала э.д.с. вторичной обмотки имеет величину $U_{out} \cdot K_t$, где $K_t = w_2/w_1$ – коэффициент трансформации. Интервал 3, как и интервал 2, имеет небольшую длительность.

Так как в момент t_2 напряжение на первичной обмотке поменяло знак и далее растет, а на вторичной достигло нуля, принимая далее отрицательное значение (показано на рис. 6 в скобках), через обратный диод $VD3$ транзистора $VT3$ к обратному диоду $VD6$ транзистора $VT6$ прикладывается прямое напряжение, и этот диод начинает включаться. Ток в $VT6$ нарастает, в $VD3$ спадает. Скорость изменения токов этих диодов ограничивается индуктивностью L_s рассеяния трансформатора, при этом выходное напряжение трансформатора близко к нулю. В течение интервала 3 ток вторичной обмотки существенно измениться не успеет.

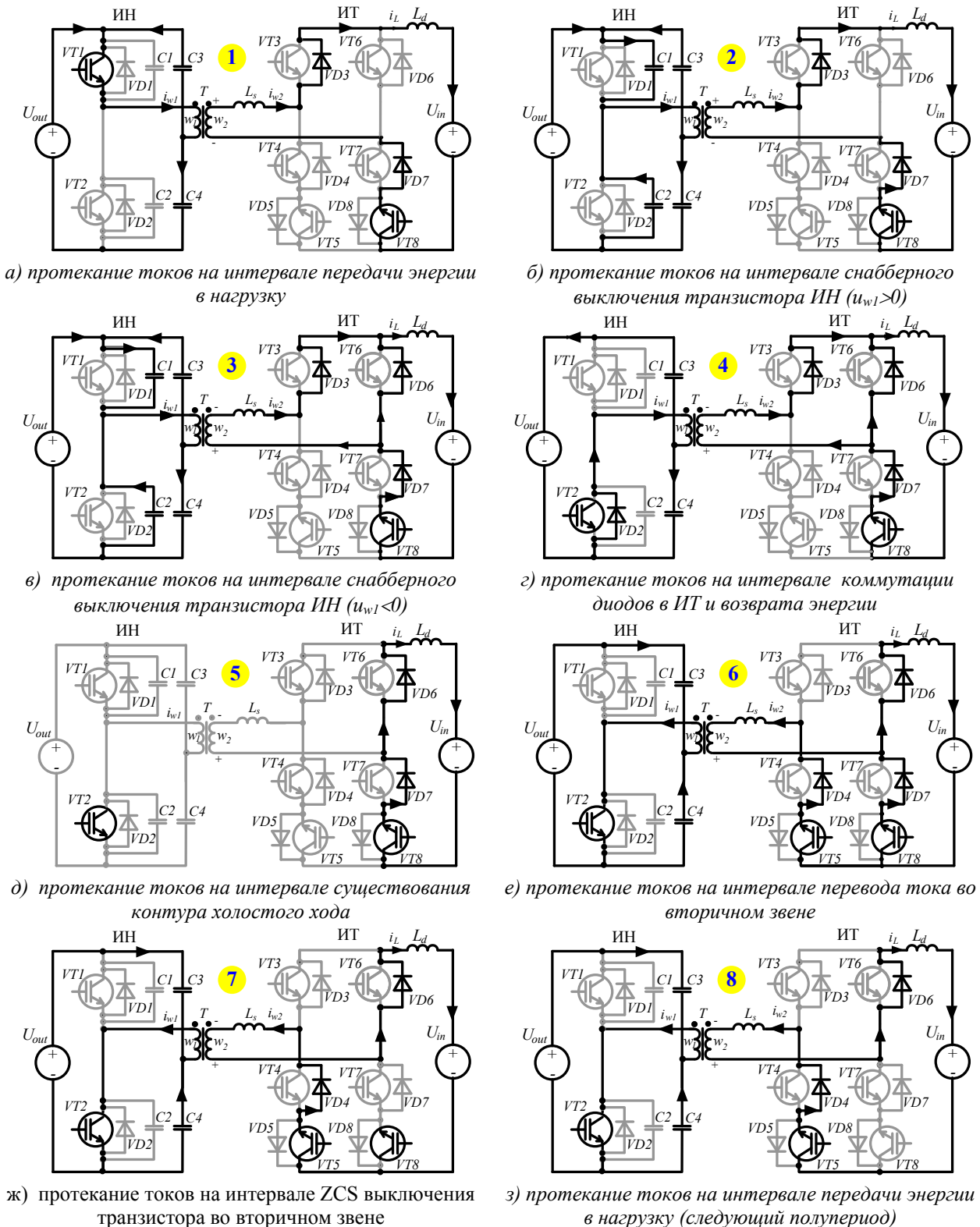


Рис. 7 - Пути протекания токов в ОАПРК на интервалах полупериода

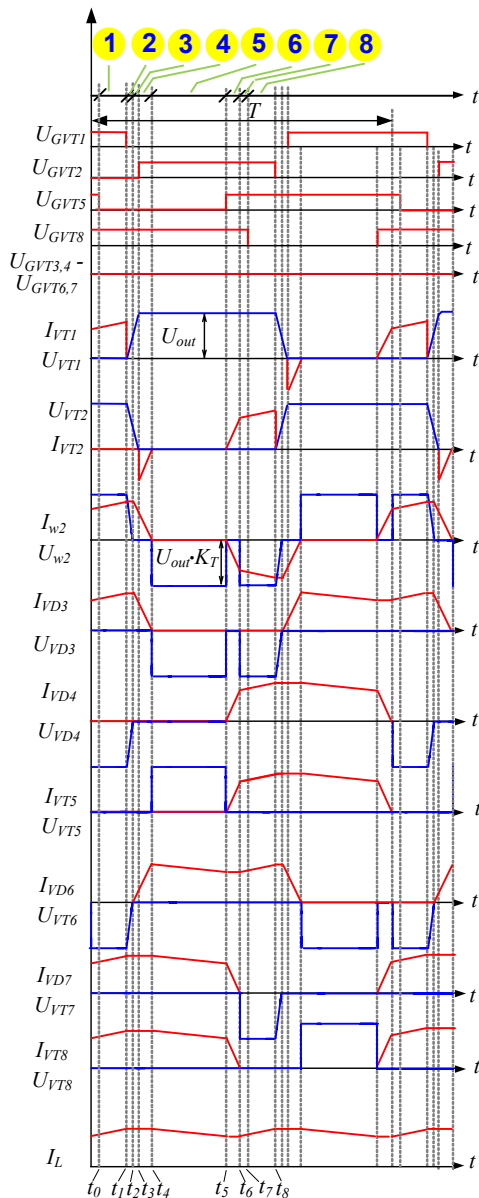


Рис. 8. Диаграммы процессов в ОАПРК

$t_3 - t_4$ (интервал 4, рис. 7, г). В начале следующего интервала 4 перевода тока диодов (момент t_3 , рис. 7, г) продолжается изменение токов ключей вторичной стороны. Одновременно проводят ток транзистор VT_8 и диоды VD_3, VD_6, VD_7 : ток диода VD_3 и вторичной обмотки продолжает спадать под действием отрицательного напряжения э.д.с. вторичной обмотки, а ток диода VD_6 нарастает. Сквозной ток в контуре коммутации ограничен индуктивностью контура коммутации – индуктивностью рассеяния трансформатора. В момент t_4 окончания интервала токи диодов VD_6, VD_7 , транзистора VT_8 равны току i_L выходного дросселя L_d , а диода VD_3 и вторичной обмотки – нулю. Образуется контур холостого хода. В течение этого интервала приведенный к первичной обмотке ток вторичной протекает через диод VD_2 , обеспечивая

возврат энергии, накопленной в индуктивности рассеяния, во входной источник U_{out} . На протяжении интервала 4 включают по затвору (без тока) транзистор VT_2 . Включенное состояние транзистора VT_2 обеспечивает фиксацию напряжения отрицательной полярности на первичной (и вторичной) обмотке трансформатора.

$t_4 - t_5$ (интервал 5, рис. 7, д). В течение следующего интервала 5 (момент t_4 , рис. 7, д) выходной ток i_L коммутатора ИТ протекает в контуре холостого хода (проводит ток диоды VD_6, VD_7 , транзистор VT_8), спадая под действием напряжения источник U_{in} . Транзистор VT_5 находится под прямым смещением

$t_5 - t_6$ (интервал 6, рис. 7, е). По окончании интервала холостого хода (в момент t_5 , рис. 7, е) включают по затвору транзистор VT_5 . Начинается интервал 6 перевода тока в звене ИТ. В контуре коммутации (обмотка w_2 , включающиеся VT_5, VD_4 , выключающиеся VT_8, VD_7) под действием отрицательного напряжения э.д.с. вторичной обмотки ток обмотки, как и ключей VT_5, VD_4 , нарастает, а ключей VT_8, VD_7 – спадает. Скорость изменения токов ограничена индуктивностью рассеяния трансформатора. Ток первичной обмотки протекает через ранее включенный по затвору транзистор VT_2 – он начинает проводить ток в режиме ZVS. В момент t_6 окончания интервала ток транзистора VT_8 равен нулю, диод VD_7 принимает обратное смещение, а ток транзистора VT_5 и диода VD_4 становится равным току i_L выходного дросселя L_d . Возобновлена передача энергии от звена ИН к звену ИТ.

$t_6 - t_7$ (интервал 7 рис. 7, ж). В конце следующего интервала 7 (рис. 7, ж) снимают управление с выключенного в режиме ZCS транзистора VT_8 (момент t_7).

$t_7 - t_8$ (интервал 8 рис. 7, з). Интервал следующего полупериода, соответствующий интервалу 1. Процессы происходят аналогично.

Из описания работы преобразователя видно, что в представленной новой схеме двухзвенного преобразователя, как и в упомянутых прочих преобразователях с РК, имеют место благоприятные условия коммутации: для ключей ИТ включение – индуктивное снабберное и ZCS выключение, для ключей ИН выключение – емкостное снабберное и ZVS включение. В этом смысле функционально и по числу управляемых ключей схема подобна схеме преобразователя с РК согласно рис. 3. Однако, как и для схемы рис. 4 (не обладающей свойством обратимости в вышеуказанном смысле), число силовых ключей, одновременно проводящих ток в режиме передачи энергии с выхода на вход и наоборот, в предлагаемой схеме снижено. Поэтому представленная обратимая схема будет обладать меньшими статическими потерями.

Выводы

1. В работе представлена новая схема обратимого двухзвенного преобразователя с трансформаторной развязкой первичного и вторичного звеньев. Одно из звеньев построено на базе инвертора тока, другое – инвертора напряжения. Специальный алгоритм синхронного управления ключами (алгоритм разделенной коммутации) обеспечивает для ключей ИТ включение – индуктивное бездиссипативное снабберное и ZCS выключение, для ключей ИН выключение – емкостное бездиссипативное снабберное и ZVS включение.

2. Мостовая схема коммутатора звена ИТ не симметрична: включает в себя два двухквadrантных ключа без обратной блокирующей способности (IGBT с обратными диодами) и два четырехквadrантных (встречно-последовательно соединенных IGBT с обратными диодами).

3. Для режима передачи энергии от звена ИН к звену ИТ представлены диаграммы работы. Для противоположного направления передачи энергии процессы описаны в литературе.

4. В сравнении с близкими схемами обратимых преобразователей с разделенной коммутацией представленный имеет меньшее число ключей, одновременно проводящих силовой ток в звене ИТ.

5. Схема рекомендуется для применения в системах электроснабжения на постоянном токе с буферными аккумуляторными батареями, например, для железных дорог постоянного тока.

Список литературы

1. **Sychenko, V.** Improving the quality of voltage in the system of traction power supply of direct current / **V. Sychenko, D. Bosiy, E. Kosarev** // *The archives of transport*. – 2015. – V. 35, 3. – p. 63-70.
2. **Аржанников, Б. А.** Система управляемого электроснабжения электрифицированных железных дорог постоянного тока / **Б. А. Аржанников** // Монография. — Екатеринбург: УрГУПС, 2010. — 176 с.
3. **Zhao, B.** Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC–DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System / **B. Zhao, Q. Song, W. Liu, Y. Sun** // *IEEE Trans. Power Electron.* – 2014. – 29, 8. – p. 4091 – 4106.
4. **Forouzes, M.** Step-Up DC–DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications / **M. Forouzes; Y. P. Siwakoti; S. A. Gorji; F. Blaabjerg; B. Lehman** // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2017. – V. 32, 12. – P. 9143 – 9178. – doi: 10.1109/TPEL.2017.2652318.
5. **Hirose, T.** A consideration of bidirectional superposed dual active bridge dc-dc converter / **T. Hirose, H. Matsuo** // *In Proc. 2nd IEEE Int. Symp. Power Electron. Distrib. Generation Syst.* – 2010. – p. 39–46. – doi:10.1109/PEDG.2010.5545929.
6. **Inoue, S.** A bidirectional dc-dc converter for an energy storage system with galvanic isolation / **S. Inoue, H. Akagi**

- // *IEEE Trans. Power Electron.* – 2007. – V. 22, 6. – p. 2299–2306. – doi: 10.1109/TPEL.2007.909248.
7. **Li, X.** Analysis and design of high-frequency isolated dual-bridge series resonant dc/dc converter / **X. Li, A. K. S. Bhat** // *IEEE Trans. Power Electron.* – 2010. – V. 25, 4. – 850–862. – doi: 10.1109/TPEL.2009.2034662.
 8. **Сокол, Е. И.** Использование разделенной коммутации в двухзвенных преобразователях постоянного напряжения для снижения динамических потерь силовых полупроводниковых ключей / **Е. И. Сокол, Ю. П. Гончаров, В. В. Ивахно** и др. // *Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит* – Харьков: 2014. – Спец. вып. №9 (128). – Том 2. – с. 55-69.
 9. **De, A.** Comparative suitability evaluation of reverse-blocking IGBTs for current-source based converter / **A. De, S. Roy, S. Bhattacharya** // *International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014-ECCE ASIA)*. – 2014. – p. 2562-2568. – doi: 10.1109/IPEC.2014.6869950.
 10. **Naayagi, R. T.** Investigating the effect of snubber capacitor on high power IGBT turn-off / **R. T. Naayagi, R. Shuttleworth, Forsyth** // *1st International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES)*. – 2011. – p. 50-55. – doi: 10.1109/ICEES.2011.5725301.
 11. **Fujii, K.** Characterization and Comparison of High Blocking Voltage IGBTs and IEGTs Under Hard-and Soft-Switching Conditions / **K. Fujii, P. Koellensperger, R.W. De Doncker** // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2008. – V. 23, 1. – p. 172-179. – doi: 10.1109/TPEL.2007.911771.
 12. **Wang, H.** A ZCS Current-Fed Full-Bridge PWM Converter With Self-Adaptable Soft-Switching Snubber Energy / **H. Wang, Q. Sun, H. S. H. Chung** and oth. // *IEEE Trans. Power Electron.* – 2009. – V. 24, 8. – p. 1977 – 1991. – doi:10.1109/TPEL.2009.2018559.
 13. **Mousavi, A.** A New ZCS-PWM Full-Bridge Dc-Dc Converter with Simple Auxiliary Circuits / **A. Mousavi, G. Moschopoulos** // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2014. – 3. – p. 1321 – 1330. – doi: 10.1109/TPEL.2013.2259847.
 14. **Ивахно, В. В.** О «критической» частоте преобразования двухзвенных преобразователей постоянного напряжения со звеном на основе инвертора тока / **В. В. Ивахно, В. В. Замаруев, Б. А. Стысло** и др. // *Електротехніка і електромеханіка* – Харьков: 2016. – Спец. випуск №4(1). – Том 1. – с. 31-36.
 15. **Chub, A.** Full Soft-Switching Bidirectional Current-Fed DC-DC Converter / **A. Chub, R. Kosenko, A. Blinov** and oth. // *IEEE 56th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*. – 2015. – p. 189-194. – doi: 10.1109/RTUCON.2015.7343149.
 16. **Ivakhno, V.** Bidirectional Isolated ZVS DC-DC Converter with Auxiliary Active Switch for High-Power Energy Storage Applications / **V. Ivakhno, V. Zamaruiev, B. Styslo, R. Kosenko, A. Blinov** // *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical And Computer Engineering (Ukrcon) Conference Proceedings*. – 2017. – Kyiv, Ukraine. – p. 589 – 592.
 17. **Kosenko, R.** Full soft-switching high step-up current-fed DC-DC converters with reduced conduction losses / **R. Kosenko, O. Husev, A. Chub** // *IEEE 5th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*. – 2015. – p. 170-175. – doi: 10.1109/PowerEng.2015.7266313.
 18. **Kosenko, R.** Asymmetric Snubberless Current-Fed Full-Bridge Isolated DC-DC Converters / **R. Kosenko, A.**

Blinov, D. Vinnikov, A. Chub // *RTU Journal Electrical, Control and Communication Engineering. Preprint version.* – 2018. – p. 1-6. – doi: 10.2478/ecce-2018-0001.

Bibliography (transliterated)

1. **Sychenko, V., Bosiy, D., Kosarev, E.** Improving the quality of voltage in the system of traction power supply of direct current. *The archives of transport*, 2015, 35, 3, 63-70.
2. **Arzhannikov, B. A.** Sistema upravlyaemogo elektrosnabzheniya elektrifitsirovannykh zheleznykh dorog postoyannogo toka. Monografiya. Ekaterinburg: UrGUPS, 2010, 176.
3. **Zhao, B., Song, Q., Liu, W., Sun, Y.** Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC-DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System. *IEEE Trans. Power Electron.*, 2014, 29, 8, 4091 – 4106.
4. **Forouzesh, M., Siwakoti, Y. P., Gorji, S. A., Blaabjerg, F., Lehman, B.** Step-Up DC-DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, 32, 12, 9143 – 9178, doi: 10.1109/TPEL.2017.2652318.
5. **Hirose T.** A consideration of bidirectional superposed dual active bridge dc-dc converter / **T. Hirose, H. Matsuo** . In *Proc. 2nd IEEE Int. Symp. Power Electron. Distrib. Generation Syst.*, 2010, 39–46. – doi 10.1109/PEDG.2010.5545929.
6. **Inoue S.** A bidirectional dc-dc converter for an energy storage system with galvanic isolation / **S. Inoue, H. Akagi** . *IEEE Trans. Power Electron.*, 22, 6, 2299–2306, Nov. 2007. – doi: 10.1109/TPEL.2007.909248.
7. **Li X.** Analysis and design of high-frequency isolated dual-bridge series resonant dc/dc converter / **X. Li, A. K. S. Bhat** . *IEEE Trans. Power Electron.*, 25, 4, 850–862, Apr. 2010. – doi: 10.1109/TPEL.2009.2034662.
8. **Sokol, E. I., Honcharov, Yu. P., Ivakhno, V. V. et al.** Ispolzovanye razdelennoi kommutatsyy v dvukhzhennukh preobrazovatelyakh postoiannoho napriazheniya dlia snyzheniya dynamycheskykh poter sylovykh poluprovodnykovykh kliuchei. *Enerhosberezhnyye. Enerhetyka. Enerhoaudyt*, 2014, 9 (198), Spets. vyp. T. 2, 55-69.
9. **De, A., Roy, S., Bhattacharya, S.** Comparative suitability evaluation of reverse-blocking IGBTs for current-source based converter. *International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014-ECCE ASIA)*, 2014, 2562-2568, doi: 10.1109/IPEC.2014.6869950.
10. **Naayagi, R. T., Shuttleworth Forsyth, R.** Investigating the effect of snubber capacitor on high power IGBT turn-off. *1st International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES)*, 2011, 50-55, doi: 10.1109/ICEES.2011.5725301.
11. **Fujii, K., Koellensperger, P., De Doncker, R. W.** Characterization and Comparison of High Blocking Voltage IGBTs and IEGTs Under Hard-and Soft-Switching Conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2008, 23, 1, 172-179, doi: 10.1109/TPEL.2007.911771.
12. **Wang, H., Sun, Q., Chung, H. S. H. et al.** A ZCS Current-Fed Full-Bridge PWM Converter With Self-Adaptable Soft-Switching Snubber Energy. *IEEE Trans. Power Electron.*, 2009, 24, 8, 1977 - 1991, doi:10.1109/TPEL.2009.2018559.
13. **Mousavi, A., Moschopoulos, G.** A New ZCS-PWM Full-Bridge Dc-Dc Converter with Simple Auxiliary Circuits. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, 3, 1321 – 1330, doi: 10.1109/TPEL.2013.2259847.
14. **Ivakhno, V. V., Zamaruev, V. V., Styislo, B. A., Yasko, A. S.** О «Критическом» частоте преобразования двухзвенных преобразователей постоянного напряжения со звеном на ос-нове инвертора тока. *Elektrotehnika i elektromehanika*. – Harkiv: 2016, Spets. vipusk 4(1), Tom 1, 31-36.
15. **Chub, A., Kosenko, R., Blinov, A., et al.** Full Soft-Switching Bidirectional Current-Fed DC-DC Converter. *IEEE 56th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*, 2015, 189-194, doi: 10.1109/RTUCON.2015.7343149.
16. **Ivakhno, V., Zamaruev, V., Styislo, B., Kosenko, R., Blinov, A.** Bidirectional Isolated ZVS DC-DC Converter with Auxiliary Active Switch for High-Power Energy Storage Applications. *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical And Computer Engineering (Ukrcon) Conference Proceedings*, 2017, Kyiv, Ukraine, 589 - 592.
17. **Kosenko, R., Husev, O., Chub, A.** Full soft-switching high step-up current-fed DC-DC converters with reduced conduction losses. *IEEE 5th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*, 2015, 170-175, doi: 10.1109/PowerEng.2015.7266313.
18. **Kosenko, R., Blinov, A., Vinnikov, D., Chub, A.** Asymmetric Snubberless Current-Fed Full-Bridge Isolated DC-DC Converters. *RTU Journal Electrical, Control and Communication Engineering. Preprint version*, 2018, 1-6, doi: 10.2478/ecce-2018-0001.

Сведения об авторах (About authors)

Ивахно Владимир Викторович – кандидат технических наук, доцент, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», профессор кафедры промышленной и биомедицинской электроники; г. Харьков, Украина; e-mail: v-ivakhno@ukr.net.

Volodymyr Ivakhno – Candidate of Technical Sciences (Ph. D.), Docent, Professor, Department of Industrial and biomedical electronics, National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", Kharkiv, Ukraine; e-mail. v-ivakhno@ukr.net

Замаруев Владимир Васильевич – кандидат технических наук, доцент, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», профессор кафедры промышленной и биомедицинской электроники; г. Харьков, Украина; e-mail: vzz@kpi.kharkov.ua.

Volodymyr Zamaruev – Candidate of Technical Sciences (Ph. D.), Docent, Professor, Department of Industrial and biomedical electronics, National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", Kharkiv, Ukraine; e-mail: vzz@kpi.kharkov.ua.

Стысло Богдан Александрович – Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», ассистент кафедры промышленной и биомедицинской электроники; г. Харьков, Украина; e-mail: bohdanstyslo@gmail.com.

Bohdan Styslo – Assistant, Department of “Industrail and Biomedical Electronics”, National Technical University “Kharkiv Polytechnic Institute”, Kharkiv, Ukraine; e-mail: bohdanstyslo@gmail.com.

Блинов Андрей Борисович – кандидат технических наук, Таллинский Технический Университет, старший научный сотрудник кафедры электроэнергетики и мехатроники, г. Таллин, Эстония; e-mail: andrei.blinov@ttu.ee.

Andrei Blinov – Ph. D., senior researcher, department of Electrical Power Engineering and Mechatronics, Tallinn University of Technology, Tallinn, Estonia; e-mail: andrei.blinov@ttu.ee.

Пожалуйста, ссылайтесь на эту статью следующим образом:

Ивахно, В. В. Асимметричный согласующий DC/DC преобразователь для систем электроснабжения с накопителями электрической энергии / **В. В. Ивахно, В. В. Замаруев, Б. А. Стысло, А. Б. Блинов** // *Вестник НТУ «ХПИ», Серия: Новые решения в современных технологиях.* – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2018. – №26(1302). – Т.1. – С. 48-56. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.07.

Please cite this article as:

Ivakhno, V., Zamaruev, V., Styslo, B., Blinov, A. Asymmetric matching DC/DC converter for electric power system with battery energy storage system. *Bulletin of NTU “KhPI”. Series: New solutions in modern technologies.* – Kharkiv: NTU “KhPI”, 2018, 26 (1302), 1, 48-56, doi:10.20998/2413-4295.2018.26.07.

Будь ласка, посилайте на цю статтю наступним чином:

Ивахно, В. В. Асимметричный узгоджуючий DC / DC перетворювач для систем електропостачання з накопичувачами електричної енергії / **В. В. Ивахно, В. В. Замаруєв, Б. О. Стисло, А. Б. Блінов** // *Вісник НТУ «ХПІ», Серія: Нові рішення в сучасних технологіях.* – Харків: НТУ «ХПІ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 48-56. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.07.

АНОТАЦІЯ У статті описується нова топологія і алгоритм керування ключами оборотного дволанкового перетворювача постійної напруги з трансформаторною розв'язкою. Високовольтна первинна ланка містить вхідний дросель і є інвертором струму, низьковольтна ланка – інвертор напруги з навантаженням – батарейним накопичувачем електричної енергії або акумуляторною батареєю. Схема комутатора інвертора струму – мостова, ключі анодної групи – двоквADRантні без зворотної блокувальної здатності (IGBT із зворотним діодом), ключі катодної групи – чотириквADRантні (зустрічно-послідовно з'єднані IGBT із зворотним діодом). Для режиму передачі енергії від інвертора напруги до інвертора струму описаний алгоритм керування ключами (алгоритм розділеної комутації), що забезпечує включення в нулях напруги і ємнісний снабберное вимикання ключів інвертора напруги і вимикання в нулях струму і індуктивне снабберное включення ключів інвертора струму.

Ключові слова: інвертор напруги; інвертор струму; узгоджуючи перетворювач; розділена комутація; ZVS; ZCS; снаббер; трансформаторна розв'язка; алгоритм керування ключами; оборотний дволанковий перетворювач

Поступила (received) 30.06.2018

УДК 624.314

doi:10.20998/2413-4295.2018.26.08

18-ПУЛЬСНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ С ЭЛЕКТРОННЫМ СДВИГОМ ФАЗ И СОГЛАСУЮЩИМ АВТОТРАНСФОРМАТОРОМ

Е. И. СОКОЛ, В. В. ЗАМАРУЕВ, О. А. БУТОВА, Ю. С. ВОЙТОВИЧ

кафедра «Промышленной и биомедицинской электроники», НТУ «ХПИ», Харьков, УКРАИНА
email: VoitovychYS@gmail.com

АННОТАЦИЯ Для снижения гармонических искажений входного тока, применяются многопульсные выпрямители, требующие наличия фазосдвигающих трансформаторов либо автотрансформаторов. Исключение электромагнитных фазосдвигающих устройств при сохранении малых гармонических искажений входного тока и получении близкого к единице коэффициента мощности, возможно при использовании электронного сдвига фаз. В статье рассмотрены принципы построения многопульсных выпрямителей с электронным сдвигом фаз, который осуществляется средствами самого выпрямителя: введением положительных и отрицательных углов управления. В этом случае, для выравнивания токов отдельных выпрямителей может применяться как повышение напряжения на входе выпрямителей, работающих с большими углами управления, так и понижение входного или выходного напряжения выпрямителей, работающих с меньшими углами управления. Проведено сравнение выпрямителей с использованием повышающих и понижающих автотрансформаторов. Получены данные об установленной мощности автотрансформаторов, мощности потерь. Приведены результаты теплофизического моделирования.

Ключевые слова: электронный сдвиг фаз; автотрансформатор; угол управления; коэффициент мощности; коэффициент гармонических искажений тока; выпрямитель.

18-PULSE RECTIFIER WITH ELECTRONIC PHASE SHIFTING AND MATCHING AUTOTRANSFORMER

E. SOKOL, V. ZAMARUEV, O. BUTOVA, Yu. VOITOVYCH

Department of Industrial and Biomedical Electronics, NTU "KhPI", Kharkov, UKRAINE

ABSTRACT To reduce harmonic distortion of the input current, multipulse rectifiers are used. They require the presence of phase-shifting transformers or autotransformers. Elimination of electromagnetic phase-shifting devices while maintaining small harmonic distortion of the input current and obtaining a power factor close to unity is possible with the use of electronic phase shift. The electronic phase shift is realized by means of the rectifier itself: the introduction of positive and negative control angles in the pairs of rectifiers' modules. At present, 12-pulse rectifiers with electronic phase shift are known. Unlike classic rectifiers, they do not use phase-shifting transformers and have a unit power factor. Increasing of the rectifier's pulse makes it possible to improve the harmonic composition of the input current. The use of the principle of electronic phase shift in 18-pulse rectifier leads to different levels of constant voltage at the output of the rectifiers. In this case, to equalize the currents of rectifiers' modules, one can use both an increase the voltage at the input of rectifiers operating with large control angles and a decrease the input voltage of the rectifiers operating with smaller control angles. The principles of constructing of matching autotransformers for the 18-pulse rectifier with an electronic phase shift are considered in the article. Comparison of 18-pulse rectifiers with use of step-up and step-down autotransformers is made. Data on the installed capacity of autotransformers, power losses are obtained. The results of thermophysical modeling are presented. When comparing the parameters of the matching magnetic elements, it can be concluded that it is more appropriate to use a step-down autotransformer.

Keywords: Electronic phase shift; autotransformer; angle of control; power factor; THDi; rectifier.

Введение

Использование классических неуправляемых выпрямителей приводит к значительным искажениям потребляемого тока. Уменьшить искажения можно при помощи повышения пульсности выпрямителя, что ведет за собой необходимость использования фазосдвигающих трансформаторов, которые ухудшают массогабаритные и ценовые показатели преобразователя. Другим способом уменьшения искажений потребляемого тока является использование преобразователей с высокочастотной модуляцией [1, 2, 3]. Эти преобразователи обеспечивают потребление тока, удовлетворяющего

требованиям по качеству потребляемой электроэнергии в диапазоне 50 Гц-2500 Гц [4], но вносят существенные возмущения в частотных диапазонах 2500-10000 Гц, 10 кГц-150 кГц и 150 кГц-30 МГц. Возмущения в этих диапазонах должны соответствовать требованиям по электромагнитной совместимости и электромагнитному окружению. Формирование входного тока, удовлетворяющего вышеприведенным требованиям, возможно при использовании многопульсных выпрямителей с электронным сдвигом фаз, исключив при этом применение электромагнитных фазосдвигающих устройств.

Цель работы

Целью работы является сравнение массогабаритных показателей согласующих автотрансформаторов для выравнивания выходных напряжений выпрямительных модулей 18-пульсного выпрямителя с электронным сдвигом фаз, который работает на общую нагрузку мощностью $P = 90$ кВт. Входным источником питания является промышленная сеть 380 В, 50 Гц.

Изложение основного материала

При отсутствии трансформатора с несколькими обмотками или фазосдвигающего автотрансформатора, обеспечить многопульсный режим выпрямителя можно при использовании управляемых выпрямителей, работающих с отрицательными и положительными углами управления [5, 6]. Для 18-пульсной системы соответствующие углы управления равны 0 и ± 20 эл. град.

На рис. 1 показана предлагаемая схема выпрямителя с электронным сдвигом фаз с согласующим устройством. Согласующее устройство позволяет, при необходимости, выровнять выходные напряжения выпрямительных модулей.

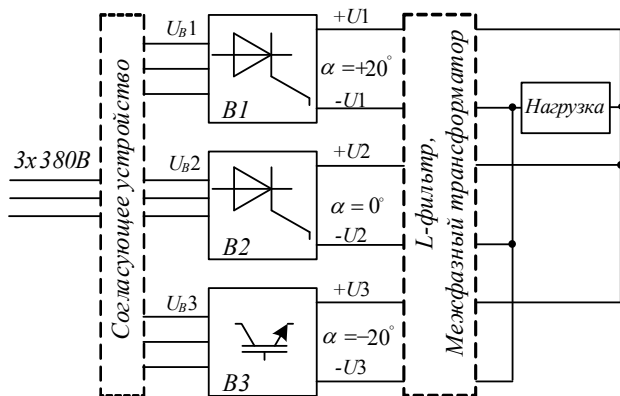


Рис. 1 – Схема выпрямителя с электронным сдвигом фаз

Схема управляемого выпрямителя $B1$ приведена на рис. 3. В качестве силовых ключей могут использоваться тиристорные модули $SKKT 106/14E$ [7], объединяющие анодный и катодный тиристоры стоек выпрямителя.

Схема выпрямителя $B2$ может быть выполнена как на диодах (диодных модулях), так и на тиристорах с нулевым углом управления. С целью исключения пусковых бросков тока, для плавного пуска выпрямителя на емкостную нагрузку, целесообразно использовать для выпрямителя $B2$ ту же схему, что и для выпрямителя $B1$.

Для обоих выпрямителей в качестве силовых ключей могут использоваться тиристорные модули

$SKKT106/14E$, объединяющие анодный и катодный тиристоры стоек выпрямителя. Управление тиристорами в установившемся режиме осуществляется с углом управления 0 эл. град, т.е. они работают аналогично диодам.

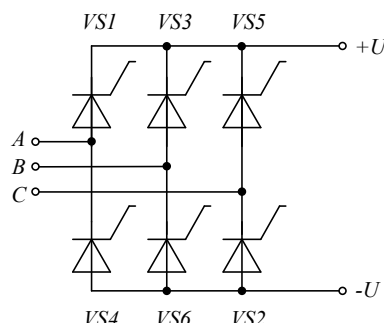


Рис. 2 – Схема управляемого выпрямителя $B1$ и $B2$

Схема выпрямителя $B3$ может быть выполнена на любых полностью управляемых ключах с обратной блокирующей способностью, например, симметричных GTO -тиристорах, $IGBT$ с последовательным диодом и др. Схема выпрямителя $B3$ приведена на рис. 3. Могут быть использованы $IGBT$ модули $SKM300GBD12T4$ [8], объединяющие анодный и катодный ключи стоек выпрямителя.

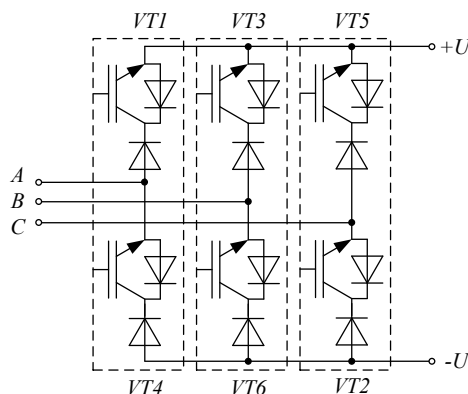


Рис. 3 – Схема управляемого выпрямителя $B3$

Поскольку выпрямители $B1$ и $B3$ работают с углами управления 20 эл. град., а выпрямитель $B2$ – неуправляемый, то при подаче на вход выпрямителей одинакового напряжения $U_{B1} = U_{B2} = U_{B3}$ (рис. 1) выпрямленные напряжения $U1$ и $U3$ будут меньше выпрямленного напряжения $U2$, в соответствии с углом управления 20 эл. град., на 6% .

Разность выпрямленных напряжений устраняется применением повышающего или понижающего трехфазного согласующего трансформатора, что входит в задачи согласующего устройства.

Обсуждение результатов

1. Выпрямитель с электронным сдвигом фаз и повышающим согласующим трансформатором.

Схема 18-пульсного выпрямителя с повышающим согласующим трансформатором приведена на рис. 4. Для выравнивания выходного напряжения выпрямительных мостов, на входе 18-пульсного выпрямителя используется входной автотрансформатор *TV1*, повышающий входное напряжение выпрямителей *B1* и *B3* на 6%. При этом средние значения выпрямленных напряжений *U1*, *U2* и *U3* равны между собой и соответствуют номинальному напряжению сети питания, а автотрансформатор повышает входное напряжение двух выпрямителей (67% мощности нагрузки).

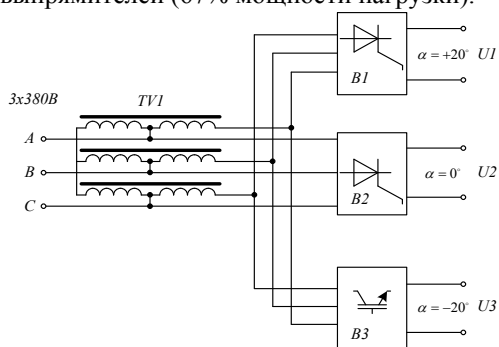


Рис. 4 – Схема 18-пульсного выпрямителя с повышающим согласующим трансформатором

Как видно из рис. 4, повышающий автотрансформатор выполнен по схеме звезда (рис. 5), трехфазный источник входного напряжения подключен к точкам *A*, *B*, *C*, а выпрямители *B1* и *B3* к точкам *A'*, *B'*, *C'*.

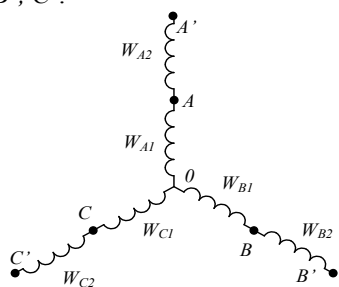


Рис. 5 – Схема соединения обмоток повышающего согласующего автотрансформатора

Исходя из принципа работы автотрансформатора [9, 10], общая мощность обмоток P_W составляет:

$$P_W = 2 * \frac{1 - \cos(\alpha)}{2 - \cos(\alpha)} * n * P_R \quad (1)$$

где α – угол управления, n – количество модулей выпрямителя, подключенных к автотрансформатору ($n = 2$), P_R – мощность модуля выпрямителя.

$$P_W = 7,5 \text{ кВт},$$

что соответствует установленной мощности трансформатора 3,75 кВт, или 4% от мощности нагрузки.

Сердечник *3-UI-132a* [11] обладает близкими к требуемым параметрам. При использовании данного сердечника приблизительная масса трансформатора составляет 23 кг, из них масса стали составляет 11,4 кг, а масса меди – 10,4 кг при индукции в сердечнике 1,5 Тл и плотности тока 3 А/мм².

Параметры оцениваемого автотрансформатора: количество витков первичной обмотки $W_1 = 352$, провод ПЭТВ 1,62; количество витков вторичной обмотки $W_2 = 22$, провод 12,0x2,5. Потери в стали составляют 30 Вт, в меди – 230 Вт.

Для сравнения автотрансформаторов в САПР *SOLIDWORKS Flow Simulation* было проведено их теплофизическое моделирование при температуре окружающей среды 50°C и допущении, что обмотки трансформаторов является монолитными. Моделируется естественное и принудительное охлаждение трансформатора со скоростью потока воздуха 6 м/с направленной вертикально вниз. При естественном охлаждении температура повышающего автотрансформатора не превышает 145°C (рис. 6). Наибольшую температуру имеет центральная обмотка в зоне, находящейся внутри магнитопровода. Температура сердечника достигает 120 °C.

Полученный перегрев обмотки согласуется с данными производителя сердечников, приводящего тепловое сопротивление обмотки сердечника *3-UI-132a* – $R_{thCu} = 1,04$ град/Вт, что дает ожидаемую температуру обмотки 130 °C при потерях в обмотке 77 Вт, температура сердечника – существенно выше ожидаемой.

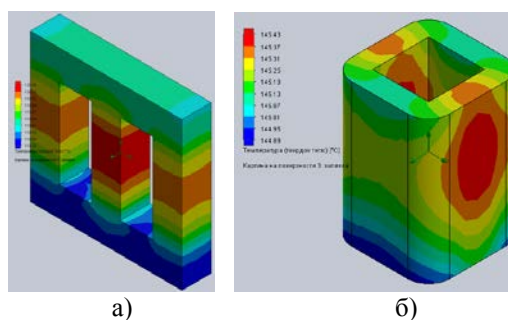


Рис. 6 – Результаты теплофизического моделирования повышающего согласующего автотрансформатора с сердечником *3-UI-132a* при естественном охлаждении:

а) температура сердечника, б) температура средней катушки

Как показало моделирование, при принудительном охлаждении, температура обмотки автотрансформатора не превышает 102 °C, сердечника – 78 °C (рис. 7).

Параметры повышающего согласующего автотрансформатора сведены в таблицу.

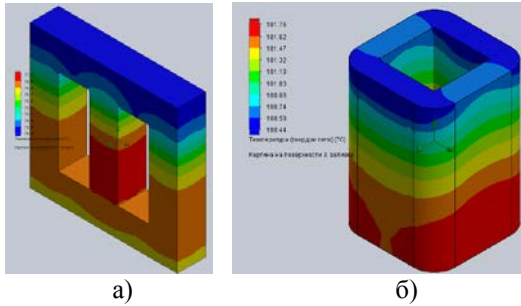


Рис. 7 – Результати теплофізического моделювання підвищуючого согласуючого автотрансформатора с сердечником 3-UI-132a и принудительного охлаждения:

а) температура сердечника, б) температура средней катушки

2. Выпрямитель с электронным сдвигом фаз и понижающим согласующим трансформатором.

Для выравнивания выходного напряжения выпрямительных мостов, на входе 18-пульсного выпрямителя можно так же использовать входной автотрансформатор *TV1*, понижающий входное напряжение выпрямителя *B2* на 6% (рис. 8). При этом средние значения выпрямленных напряжений *U1*, *U2* и *U3* равны между собой, но на 6% меньше максимально возможного значения, получаемого в случае использования повышающего автотрансформатора, а автотрансформатор понижает входное напряжение одного выпрямителя (33% мощности нагрузки).

$$P_W = 2 * (1 - \cos(\alpha)) * P_R \quad (2)$$

$$P_W = 4 \text{ кВт},$$

что соответствует установленной мощности трансформатора 2 кВт, или 2% от мощности нагрузки.

Понижающий согласующий автотрансформатор имеет вдвое меньшую установленную мощность, чем повышающий, что позволяет использовать сердечник 3-UI-114a [11]. При использовании данного сердечника приблизительная масса автотрансформатора составляет 14 кг, из них масса стали составляет 10,7 кг, а масса меди – 3,3 кг при индукции в сердечнике 1,5 Тл и плотности тока 3 А/мм².

Схема соединения обмоток понижающего автотрансформатора приведена на рис. 9, трехфазный источник входного напряжения подключен к точкам *A*, *B*, *C*, а выпрямитель *B2* к точкам *A'*, *B'*, *C'*.

Параметры оцениваемого автотрансформатора: количество витков первичной обмотки $W_1 = 444$, провод ПЭТВ 1,16; количество витков вторичной обмотки $W_2 = 29$, провод 6.0x3,0. Плотность тока 2.8 А/мм². Потери в стали составляют 20 Вт, в меди – 120 Вт.

При естественном охлаждении температура автотрансформатора не превышает 121°C, температура сердечника – 105°C (рис. 10).

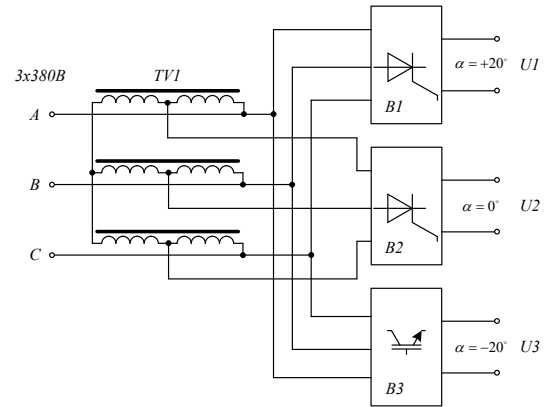


Рис. 8 – Схема 18-пульсного выпрямителя с понижающим согласующим трансформатором

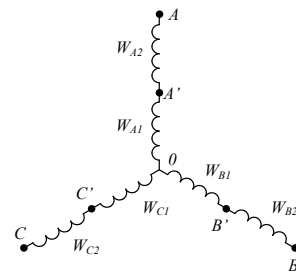


Рис. 9 – Схема соединения обмоток понижающего автотрансформатора

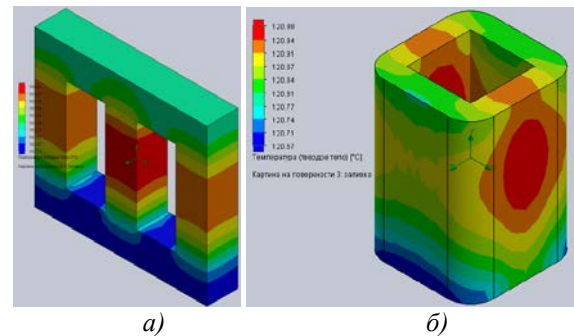


Рис. 10 – Результати теплофізического моделювання понижающего автотрансформатора с сердечником 3-UI-114a при естественном охлаждении. а) температура сердечника; б) температура средней катушки

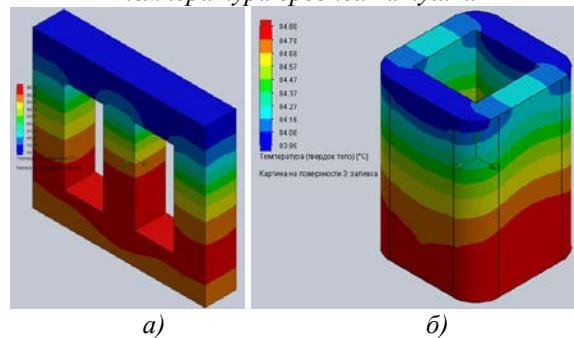


Рис. 11 – Результати теплофізического моделювання понижающего автотрансформатора с сердечником 3-UI-114a и принудительного охлаждения. а) температура сердечника; б) температура средней катушки

3. **Prasad, A. R., Ziogas, P. D., Manias, S.** An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1991, 6, 1, 83-92, doi: 10.1109/63.65006.
4. IEEE Std 519TM-2014 / IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems (Revision of IEEE Std 519-1992), 2014.
5. **Sokol, Y. I., Zamaruev, V. V., Ivakhno, V. V., Voitovych, Y. S.** Electronic Phase Shifting in Multipulse Rectifier. *Electrical, Control and Communication Engineering*, 12(1), 2017, 5–10, doi:10.1515/ecce-2017-0001.
6. **Sokol, E. I., Zamaruev, V. V., Ivahno, V. V., Butova, O. A., Voytovich, Yu. S.** Novyyi bestransformatornyiy mnogopulsnyiy vypryamitel s elektronnyim sdvigom faz. *Elektrotehnika ta elektromexanika. Special'nyj vy'pusk do XXII Mizhnarodnoyi naukovo-technichnoyi konferenciyyi* «Sy'lova elektronika ta Energoefekty`vnist'», II, 2016/4(2), 81–86.
7. Available at: http://shop.semikron.com/out/media/ds/SEMIKRON_DataSheet_SKKT_106_14_E_07897491.pdf.
8. Available at: http://shop.semikron.com/out/media/ds/SEMIKRON_DataSheet_SKM300GBD12T4_22892212.pdf.
9. **Avery, A. H.** Auto Transformer Design. E.&F.N.Spon, Ltd. London, 1909. Available at: <https://archive.org/details/AutoTransformerDesignAvery>.
10. **Patel, S. Y., Peer, L. E.** Special Designs Auto-Transformers. *IEEE PES Chicago Chapter*, 2014. Available at: http://www.ece.iit.edu/~flueck/chicago_pes/2014/PES-Oct8-SpecialDesigns-AutoTransformers.pdf.
11. Available at: https://www.grau-stanzwerk.de/d-wAssets/docs/produkte/3-ui-kernbleche/Mech_Elekt_Daten.pdf.

Сведения об авторах (About authors)

Сокол Євген Іванович – доктор технічних наук, член-кореспондент Національної академії наук України, професор, ректор, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», завідувач кафедри «Промислова і біомедична електроніка», м. Харків, Україна; e-mail: sokol@kpi.kharkov.ua.

Yevgen Sokol – Doctor of Technical Sciences, Corresponding Member of the National Academy of Sciences of Ukraine, Professor, Rector, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Head of the Department of Industrial and Biomedical Electronics, Kharkiv, Ukraine; e-mail: sokol@kpi.kharkov.ua.

Замаруєв Володимир Васильович – кандидат технічних наук, доцент, професор, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», кафедра «Промислова і біомедична електроніка», м. Харків, Україна; e-mail: vvz1@ukr.net.

Volodymyr Zamaruev – Candidate of Technical Sciences (Ph. D), Docent, Professor, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Department of Industrial and Biomedical Electronics, Kharkiv, Ukraine; e-mail: vvz1@ukr.net.

Бутова Ольга Анатоліївна – кандидат технічних наук, доцент, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», кафедра «Промислова і біомедична електроніка», м. Харків, Україна; e-mail: cherie_2812@gmail.com.

Olha Butova – Candidate of Technical Sciences (Ph. D), Associate Professor, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Department of Industrial and Biomedical Electronics, Kharkiv, Ukraine; e-mail: cherie_2812@gmail.com.

Войтович Юрій – аспірант, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», кафедра «Промислова і біомедична електроніка», м. Харків, Україна; e-mail: VoitovychYS@gmail.com.

Yurii Voitovych – graduate student, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Department of Industrial and Biomedical Electronics, Kharkiv, Ukraine; e-mail: VoitovychYS@gmail.com.

Пожалуйста, ссылайтесь на эту статью следующим образом:

Сокол, Е. И. 18-пульсный выпрямитель с электронным сдвигом фаз и согласующим автотрансформатором / **Е. И. Сокол, В. В. Замаруєв, О. А. Бутова, Ю. С. Войтович** // *Вестник НТУ «ХПИ»*, Серия: Новые решения в современных технологиях. – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 57-62. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.08.

Please cite this article as:

Sokol, E., Zamaruev, V., Butova, O., Voitovych, Yu. 18-pulse rectifier with electronic phase shifting and matching autotransformer. *Bulletin of NTU "KhPI". Series: New solutions in modern technologies*. – Kharkiv: NTU "KhPI", 2018, **26** (1302), 1, 57-62, doi:10.20998/2413-4295.2018.26.08.

Будь ласка, посилайтесь на цю статтю наступним чином:

Сокол, Е. І. 18-пульсний випрямляч з електронним зсувом фаз та узгоджувальним автотрансформатором / **Е. І. Сокол, В. В. Замаруєв, О. А. Бутова, Ю. С. Войтович** // *Вісник НТУ «ХПИ»*, Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. – Харків: НТУ «ХПИ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 57-62. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.08.

АНОТАЦІЯ Для зниження гармонійних спотворень вхідного струму, застосовуються багатопульсні випрямлячі, що вимагають наявності фазозсуваючих трансформаторів або автотрансформаторів. Виключення електромагнітних фазозсуваючих пристроїв при збереженні малих гармонійних спотворень вхідного струму і отриманні близького до одиниці коефіцієнта потужності, можливо при використанні електронного зсуву фаз. У статті розглянуті принципи побудови багатопульсних випрямлячів з електронним зсувом фаз, який здійснюється засобами самого випрямляча: введенням позитивних і негативних кутів керування. У цьому випадку, для вирівнювання струмів окремих випрямлячів може застосовуватися як підвищення напруги на вході випрямлячів, що працюють з великими кутами керування, так і зниження вхідної або вихідної напруги випрямлячів, що працюють з меншими кутами керування. Проведено порівняння випрямлячів з використанням підвищувальних і понижувальних автотрансформаторів. Отримано дані про встановлені потужності автотрансформаторів та потужності втрат. Наведено результати теплофізичного моделювання.

Ключові слова: електронний зсув фаз; автотрансформатор; кут керування; коефіцієнт потужності; коефіцієнт гармонійних спотворень струму; випрямляч.

Поступила 03.07.2018

УДК 681.3

doi:10.20998/2413-4295.2018.26.09

АНАЛІЗ ФОРМУВАННЯ ВАРТІСНО-ЦІЛЬОВОЇ СТРАТЕГІЇ ЕЛЕКТРОСПОЖИВАННЯ ПІДПРИЄМСТВ ЗАЛІЗОРУДНОЇ ГАЛУЗІ УКРАЇНИ

I. O. SINCHUK*

*кафедра автоматизованих електромеханічних систем в промисловості та транспорті, Криворізький національний університет, Кривий Ріг, УКРАЇНА
email: beridzet2016@gmail.com

АНОТАЦІЯ Досліджено засади моделювання стратегії раціонального електроспоживання для гірничорудних підприємств залізорудної галузі України. Обґрунтовано нові підходи до використання методів математико - статистичних аналізу, модифікованих відповідно до галузевих особливостей. Для оцінювання невідомих величин за результатами спостережень, що містять випадкові помилки, застосовується метод найменших модулів. Імплементация отриманих результатів дозволила провести всебічний аналіз рівнів споживання електроенергії та запровадити відповідні заходи в напрямку енергоефективності підприємств гірничорудного комплексу.

Ключові слова: електроспоживання; енергоефективність; гірничорудне підприємство; вартість; моделювання

ANALYSIS OF FORMATION OF A HIGHLY-TARGET STRATEGY OF ELECTRICITY SUPPLY OF ENTERPRISES OF INDIVIDUAL DEPARTMENT OF UKRAINE

I.O. SINCHUK

Department of automation of electromechanical systems in industry and transport, Kryvy Rih National University, Kryvy Rih, UKRAINE

ABSTRACT The methods of modeling the rational power consumption strategy for mining enterprises of the iron ore industry in Ukraine are analyzed. New approaches to the use of methods of mathematical and statistical analysis, modified in accordance with industry specific features, are grounded. To estimate unknown values from the results of observations containing random errors the method of least modules was used. The formation of the deterministic component of the time series of volumes and cost of consumed electricity, factors that indirectly affect the consumption of electricity have occurred, often a human factor, that is, it is advisable to carry out an in-depth analysis of the formation of the deterministic component of the time series. The methodology of determination of cost - purpose approaches concerning formation of an effective system of electric power consumption with the purpose of qualitative information - analytical providing of management of the electric power supply is offered. The implementation of the obtained results allowed conducting a comprehensive analysis of electricity consumption and suggesting appropriate measures in the direction of ensuring energy efficiency of mining enterprises.

Keywords: electricity consumption; energy efficiency; mining enterprise; cost; modeling

Вступ

Залізорудна галузь продовжує залишатися базовою для формування вітчизняного валового продукту та поповнення валютних запасів України [1]. Між тим, ускладнення технології ведення гірничих робіт, збільшення глибини видобутку залізорудної сировини призвело до значного росту енергозатрат на процес видобутку означених корисних копалин. Встановлено, що майже 80% від усіх енергозатрат складають електроресурси [2].

Структура споживання електроенергії за спрямованістю використання показує, що значна частина (понад 70%) використовується на силові потреби гірничого виробництва в приводі машин, механізмів і установок. Гірниче виробництво характеризується високими показниками енергоозброєності праці, електрооснащенням фондів і т.д.

Економічне зростання в Україні повинно забезпечуватися шляхом досягнення світового рівня

показників електроенергетичної ефективності промисловості, зменшенням витрат електроенергії, що передбачає докорінні структурні зміни для створення малоенергоємної та малоресурсної економіки завдяки впровадженню новітніх наукових доробок щодо ефективного використання електроенергії та відповідної цінової політики.

Починаючи з середини дев'яностих років минулого століття в енергетиці через поділ єдиної енергосистеми виник дефіцит активної потужності, внаслідок чого зросла собівартість електроенергії й величина тарифів на неї. На вибір способів управління системою електропостачання в експлуатаційних режимах найбільший вплив мають завдання забезпечення її найбільшою економічною ефективністю при дотриманні необхідних умов зв'язку з енергосистемою.

Даним питанням присвячені роботи В.С. Хачатряна [3-5], С.К. Гурського [6], К.А. Смирнова [7], Н.І. Серебрянникова [8],

Б. С. Стогнія, О. В. Кириленко, А. В. Праховника, С. П. Денюсика [9].

Питанням раціональності стратегії розвитку енергосистем присвячені дослідження [10]. Тут наведена методика, що дозволяє аналізувати і визначати стратегію розвитку систем електропостачання, заснована на положеннях теорії нечітких множин та враховує «... невизначеність частини вихідної інформації» [10]. А. І. Федотовим розглядаються питання енергоефективної роботи хімічного підприємства шляхом оптимізації витрат на потреби з урахуванням особливостей технологічного процесу [11]. У структурі підприємств основних виробників електроенергії на Оптовому ринку електроенергії (ОРЕ) представлені генеруючі компанії – АЕС, ТЕС, ГЕС, ГАЕС, ВЕС, СЕС. Кожна з генеруючих компаній має свої особливості взаємодії з ОРЕ, закріплені в Правилах ОРЕ [12], в частині формування конкурентної оптової ціни купівлі електроенергії [13].

Дослідження З. Х. Борукаева, К. Б. Остапченка, О. І. Лисовиченка аналізують поточний стан взаємозв'язку ринків електроенергії та енергоносіїв з метою обґрунтування вибору економетричних моделей побудови комп'ютерної моделі моніторингу динаміки енергоринку в умовах зміни цін на енергоносії [14].

Ефективність застосування електроенергії визначається рядом показників, що характеризують поряд з іншим: точність визначення розрахункових навантажень, питому електроємність продукції, ступінь корисного використання електроенергії, точність прогнозування і планування електроспоживання.

На даний час на підприємствах процес визначення і заявки лімітів або встановлення нормованих внутрікомбінатовських (шахтних) норм питомої електроспоживання на електроенергію здійснюється практично без достатнього аналізу електроспоживання та показників роботи підприємства, що часто призводить до відхилення фактичного ЕС від заявочних значень. При коригуванні лімітів не завжди враховується поточне показники роботи підприємства, прогноз факторів, що впливають і, як наслідок – неефективне використовуються заявлені ліміти. При перевищенні ліміту електроенергії з підприємств стягується в безакцентні порядку штраф за величину перебору електроенергії. У зв'язку з цим визначення перспективних рівнів споживання електроенергії для правильної та своєчасної заявки необхідних лімітів неможливо без застосування прогнозних процедур. Процес формування електричних навантажень гірничих підприємств носить випадковий характер, тому для оцінки перспективного електроспоживання, поряд з прогнозуванням середнього значення, необхідно визначати і параметри, що характеризують розкид випадкових значень ознаки. У зв'язку з цим

прогноз повинен забезпечувати інтервальну оцінку перспективного електроспоживання [15].

Аналіз наявних методів оптимізації в галузі електроенергетики показав, що для вирішення завдань оптимального управління електроенергетичними системами існує значна кількість підходів. Однак рішення оптимізаційних завдань, щодо забезпечення ефективності роботи і управління промисловими системами електроспоживання потребує свого вирішення. Актуальність даних досліджень обумовлена підвищенням вартості електроенергії та енергоресурсів. Практика довела доцільність використання математико-статистичних методів і моделей для дослідження та оцінювання електроспоживання на гірничодобувних підприємствах України.

Мета роботи

Визначається доцільністю побудови оптимізаційної моделі динаміки споживання електроенергії в умовах мінливості цін на ринках енергоносіїв. Основним призначенням якої є інформаційно-технологічна підтримка рішення функціональних завдань організаційного управління енергоспоживанням з метою забезпечення найбільш раціональної вартісної стратегії електроспоживання.

Виклад основного матеріалу

Практичною базою для підвищення ефективності застосування електроенергії на гірничих підприємствах, поряд з іншим, є удосконалення методів розрахунку електричних навантажень, встановлення науково-обґрунтованої питомої витрати електроенергії, підвищення точності прогнозування та рівня планування показників електроспоживання, зниження втрат і економія електроенергії, та ін.

Одним із напрямків формування базової складової електроспоживання у гірничозбагачувальних підприємств є забезпечення оптимальних пропорцій між попитом і пропозицією електроенергетичних ресурсів на ринку. Інформаційним забезпеченням розв'язання цієї проблеми є кількісна та якісна оцінки узгодженості пропорцій попиту і пропозиції електроенергетичних ресурсів в розподілі за сегментами ринку. Узгодженість пропорцій є динамічною.

Маючи достатньо статистичного матеріалу щодо кількості спожитої електроенергії та її вартості доцільно провести відповідні дослідження.

Система показників ефективності електроспоживання застосовується для постійного порівняння витрат електроенергії з її вартістю. Ефективність електроспоживання необхідно підвищувати на всіх фазах процесу відтворення у виробництві. Динаміка спожитої електроенергії та її вартості свідчить про відхилення запланованих показників від фактичних. Крім того, фактичні

щоденні обсяги і ціни спожитої електроенергії змінюються випадковим чином.

При цьому очевидно, що за місяць загальна вартість обсягів спожитої електроенергії не повинна сильно відрізнятись від планової. Природно, що фактичні ціни протягом місяця також не повинні різко відрізнятись від планових цін, що пов'язано з можливістю раціонального споживання електроенергії.

Якщо g_i – кількість спожитої електроенергії; c_i – вартість спожитої електроенергії, то формально-аналітично можемо записати:

$$\max |c_i^\phi - c_i^{пл}| \rightarrow \min \quad (1)$$

$$\sum_{i=1}^n c_i^{пл} g_i^{пл} = S^{пл} \quad (2)$$

$$\sum_{i=1}^n c_i^\phi g_i^\phi \geq S^{пл} \quad (3)$$

Умова (1) вказує на те, що фактичні і планові ціни на щоденну спожиту електроенергію не повинні сильно відрізнятись, що пов'язано з виробничим процесом.

Умова (2) визначає планову вартість виробленої за місяць електроенергії.

Умова (3) вказує на те, що фактична вартість виробленої за місяць електроенергії повинна бути не менше запланованої.

Перш за все, необхідно відзначити, що щоденна планова вартість електроенергії знаходиться за формулою.

$$c_i^{пл} g_i^{пл} = S_i^{пл}, (i=1,2,\dots,n) \quad (4)$$

В результаті отримуємо обмеження на величину щоденної фактичної ціни;

$$c_i^\phi \geq \frac{S_i^{пл}}{g_i}, (i=1,2,\dots,n) \quad (6)$$

Таким чином, для виконання умови (1) величина щоденної фактичної ціни повинна бути мінімальною, тобто:

$$\min c_i^\phi = \frac{S_i^{пл}}{g_i} (i=1,2,\dots,n) \quad (7)$$

Як один з можливих шляхів уникнути цієї проблеми, пропонується побудова регресійної залежності, структура якої визначається формулою (7)

$$c_i^\phi = \frac{a}{g_i^\phi} \quad (8)$$

де a – шуканий параметр.

Беручи до уваги (8), можна вирішити завдання запишеться у вигляді.

Умова (1)

$$F(a) = \max \left| c_i^{пл} - \frac{a}{g_i^\phi} \right| \rightarrow \min, \quad (9)$$

Умова (3)

$$a \geq \frac{1}{n} S^{пл} \quad (10)$$

Таким чином, для вирішення поставленого завдання необхідно провести мінімізацію по параметру згідно з умовою (9) при обліку обмеження (10).

Електроенергетична незалежність підприємств залізорудної промисловості, в умовах сучасних економічних перетворень, може розглядатися, як одне з найважливіших завдань держави. Економічний стан підприємства безперечно залежить від ефективного управління електроспоживанням. Одним з напрямів забезпечення електроенергетичної незалежності є аналіз пропорційності розподілу показників обсягу спожитої електроенергії та її вартості, аналіз структури відповідності обсягів спожитої електроенергії, її вартості до планових показників. Застосування запропонованої методології на засадах методу найменших модулів дозволить раціоналізувати вартість та обсяги споживання електроенергії.

Висновки

Вочевидь, при формуванні детермінованої компоненти часового ряду обсягів та вартості спожитої електроенергії мали місце фактори, що опосередковано впливають на споживання електроенергії, найчастіше це людський фактор, тобто доцільно провести поглиблений аналіз формування детермінованої компоненти часового ряду. Для оцінювання невідомих величин за результатами спостережень, що містять випадкові помилки. застосовується метод найменших модулів. Цей метод може також використовуватися для наближеного представлення заданої функції іншими (простішими) функціями і часто виявляється корисним при обробці спостережень.

Таким чином, запропонована методологія визначення вартісно-цільових підходів щодо формування ефективної системи електроспоживання з метою якісного інформаційно-аналітичного забезпечення управління електроенергетичним забезпеченням, що дає змогу оцінити стан та розвиток гірничорудних підприємств, окремо, і взагалі стан всієї гірничодобувної галузі та галузей-споживачів залізорудної продукції.

Список літератури

1. Шидловский, А. К. Геоэкономика та геополітика України [текст] / А. К. Шидловский, Г. Г. Півняк, М. В. Рогоза, С. І. Випанасенко // Навчальний посібник. –

Дніпро: Національний гірничий університет, 2002. – 282 с.

2. **Sinchuk, O. M.** Aspects of the problem of applying distributed energy in iron ore enterprise electricity supply systems. Multi-authored monograph / **O. M. Sinchuk, S. M. Boiko, I. O. Sinchuk, F. I. Karamanyts, I. A. Kozakevych, M. I. Baranovska, A. M. Yalova.** – Warsaw. – 2018. – 77 p.
3. **Хачатрян, В. С.** К теории оптимизации режимов больших электроэнергетических систем / **В. С. Хачатрян, М. А. Балабекян** // *Электричество.* – 1980. – № 10. – С. 55–57.
4. **Хачатрян, В. С.** Оптимизация режима большой электроэнергетической системы методом декомпозиции по активным мощностям электрических станций / **В. С. Хачатрян, М. А. Мнацаканян, К. В. Хачатрян, С. Э. Григорян** // *Электричество.* – 2008. – № 2. – С. 10-22.
5. **Хачатрян, В. С.** Оптимизация структуры объединенной электроэнергетической системы с применением метода декомпозиции / **В. С. Хачатрян, А. В. Темурджян** // *Электричество.* – 1983. – № 8. – С. 8-13.
6. **Гурский, С. К.** Распределение активной мощности методом гарантированного относительного уровня / **С. К. Гурский, С. В. Домников** // *Электричество.* – 1982. – № 9. – С. 10-16.
7. **Смирнов, К. А.** Оптимизация режимов энергосистемы с учетом ограничений по напряжениям / **К. А. Смирнов** // *Электричество.* – 1997. – № 6. – С. 8-12.
8. **Серебряников, Н. И.** Совершенствование системы материального стимулирования за оптимизацию режима работы энергообъединений и ТЭС / **Н. И. Серебряников, С. Е. Шицман** // *Электрические станции.* – 1993. – № 5. – С. 5-9.
9. **Стогній, Б. С.** Еволюція інтелектуальних електричних мереж та їхні перспективи в Україні / **Б. С. Стогній, О. В. Кириленко, А. В. Праховник, С. П. Денисюк** // *Технічна електродинаміка.* – 2012. – №5. – С. 52-67.
10. **Бердин, А. С.** Оптимизация системы электроснабжения в условиях неопределенности / **А. С. Бердин, С. Е. Кокин, Л. А. Семенова** // *Промышленная энергетика.* – 2010. – № 4. – С. 29-35.
11. **Федотов, А. И.** Оптимизация затрат на электроэнергию для производств с продолжительным режимом работы / **А. И. Федотов, Г. В. Вагапов** // *Промышленная энергетика.* – 2010. – № 10. – С. 2–6.
12. Постанова НКРЕ України № 921 від 12.09.2003 “Про затвердження Правил Оптового ринку електричної енергії України в редакції, затвердженій Радою ринку від 4 вересня 2003 р.” ДП “Енергоринок”.
13. Функціонування ОРЕ, Аналіз цін в ОРЕ. Електронний ресурс. Режим доступу: www.er.gov.ua/doc.php?c=5.
14. **Борукаев, З. Х.** Анализ взаимосвязи данных динамики энергорынка с изменением цен на рынках энергоносителей / **З. Х. Борукаев, К. Б. Остапченко, О. И. Лисовиченко** // *Міжвідомчий науково-технічний збірник «Адаптивні системи автоматичного управління»*, 2015, № 1(26). – С. 8-101.
15. **Стогній, Б. С.** Основні параметри енергозабезпечення національної економіки на період до 2020 року [текст] / **Б. С. Стогній, О. В. Кириленко, А. В. Праховник, С. П. Денисюк, В. О. Негодуйко, П. П. Пертко, І. В. Білінов** – К.: Ін-т електродинаміки НАН України, 2011. – 275 с.

Bibliography (transliterated)

1. **Shydlovskiy, A. K., Pivniak, H. H., Rohoza, M. V., Vypanasenko, S. I.** Heoekonomika ta heopolityka Ukrainy, [*Geo-economics and geopolitics of Ukraine*], Dnipro: Natsional'nyj hirnychyj universytet, 2002, Dnipro, 282.
2. **Sinchuk, O. M., Boiko, S. M., Sinchuk, I. O., Karamanyts, F. I., Kozakevych, I. A., Baranovska, M. I., Yalova A. M.** Aspects of the problem of applying distributed energy in iron ore enterprise electricity supply systems Multi-authored monograph. Warsaw, 2018, 77.
3. **Hachatrjan, V. S., Balabekjan, M. A.** To Theory of Optimization of Large Power-Transmission System Modes. *Electrical Technology Russia*, 1980, **10**, 55-57.
4. **Hachatrjan, V. S., Mnacakanjan, M. A., Hachatrjan, K. V., Grigorjan, S. Je.** Optimizing Operating Modes of Large Electric Power System in Terms of Active Powers at Power Station Nodes. *Electrical Technology Russia*, 2008, **2**, 10-22.
5. **Hachatrjan, V. S., Temurdzhjan, A. V.** Optimization of United Electric Power System Structure Using Decomposition Method. *Electrical Technology Russia*, 1983, **8**, 8-13.
6. **Gurskij, S. K., Domnikov, S. V.** Active Power Distribution Using Guaranty Comparable Level Method. *Electrical Technology Russia*, 1982, **9**, 10-16.
7. **Smirnov, K. A.** Power System Modes Optimization Taking Into Account Electric Potential Limit. *Electrical Technology Russia*, 1997, **6**, 8-12.
8. **Serebrjanikov, N. I., Shicman, S. E.** System of Material Encouragement Rationalization for Interconnection and Thermal Power Station Mode Optimization. *Power Technology and Engineering*, 1993, **5**, 5-9.
9. **Stohnij, B. S., Kyrylenko, O. V., Prakhovnyk, A. V., Denysiuk, S. P.** Volution of intelligent electric networks and their prospects in Ukraine. *Tekhnichna elektrodynamika*, 2012, **5**, 52-67.
10. **Berdin, A. S., Kokin, S. E., Semenova, L. A.** Power System Optimization under Uncertainty. *Industrial Power Engineering*, 2010, **4**, 29-35.
11. **Fedotov, A. I., Vagapov, G. V.** Electric Power Cost Optimization With a View to Production with Continuous Running Duty. *Industrial Power Engineering*, 2010, **10**, 2-6.
12. Postanova NKRE Ukrainy № 921 (2003), “Pro zatverdzhennia Pravyl Optovoho rynku elektrychnoi enerhii Ukrainyv redaktsii, zatverdzenij Radoiu rynku vid 4 veresnia 2003, “DP “Enerhorynok”.
13. Funktsionuvannia ORE, Analiz tsin v ORE. Available at: www.er.gov.ua/doc.php?c=5
14. **Borukaev, Z. Kh., Ostapchenko, K. B., Lysovychenko, O. Y.** Analysis of the relationship between the data of the dynamics of the energy market and changes in prices in the energy markets”, *Mizhvidomchyy naukovotekhnichnyj zbirnyk Adaptivni systemy avtomatichnoho upravlinnia*, 2015, **1(26)**, 8-101.
15. **Stohnij, B. S., Kyrylenko, O. V., Prakhovnyk, A. V., Denysiuk, S. P., Nehodujko, V. O., Pertko, P. P., Blinov, I. V.** Osnovni parametry enerhozabezpechennia natsional'noi ekohomiky na period do2020 roku [The main parameters of energy supply for national chemistry for the period up to 2020], 2011, Kyiv: In-t elektrodynamiky NAN Ukrainy, 275.

Відомості про авторів (About authors)

Сінчук Ігор Олександрович – кандидат технічних наук, доцент, Криворізький національний університет, доцент кафедри автоматизованих електромеханічних систем в промисловості та транспорті. м. Кривий Ріг. Україна; e-mail:beridzet2016@gmail.com.

Sinchuk Igor – Candidate of Technical Sciences, Docent, Associate Professor, Kryvy Rih National University, Department of automated electromechanical systems in industry and transport, Kryvy Rih, Ukraine; e-mail:beridzet2016@gmail.com.

Будь ласка, посилайтесь на цю статтю наступним чином:

Сінчук, І. О. Аналіз формування вартісно-цільової стратегії електроспоживання підприємств залізничної галузі України / **І. О. Сінчук** // *Вісник НТУ «ХПІ», Серія: Нові рішення в сучасних технологіях.* – Харків: НТУ «ХПІ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 63-67. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.09.

Please cite this article as:

Sinchuk, I. Analysis of formation of a highly-target strategy of electricity supply of enterprises of individual department of Ukraine. *Bulletin of NTU "KhPI". Series: New solutions in modern technologies.* – Kharkiv: NTU "KhPI", 2018, **26** (1302), 1, 63-67, doi:10.20998/2413-4295.2018.26.09.

Пожалуйста, ссылайтесь на эту статью следующим образом:

Синчук, И. О. Анализ формирования ценностно-целевой стратегии электропотребления предприятий железорудной отрасли Украины / **И. О. Синчук** // *Вестник НТУ «ХПИ», Серія: Новые решения в современных технологиях.* – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 63-67. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.09.

АННОТАЦИЯ Проанализированы методы моделирования стратегии рационального электропотребления для горнорудных предприятий железорудной отрасли Украины. Обоснованы новые подходы к использованию методов математико-статистического анализа, модифицированных в соответствии с отраслевыми особенностями. Для оценки неизвестных величин по результатам наблюдений, содержащих случайные ошибки, применялся метод наименьших модулей. Имплементация полученных результатов позволила провести всесторонний анализ потребления электроэнергии и предложить соответствующие мероприятия в направлении обеспечения энергоэффективности предприятий горнорудного комплекса.

Ключевые слова: электропотребление; энергоэффективность; горнорудное предприятие; стоимость; моделирование

Поступила (received) 01.07.2018

УДК 621.3.08

doi:10.20998/2413-4295.2018.26.10

COMPARATIVE STUDY INTERLEAVED INVERTER WITH BOOST STAGE AND ACTIVE DECOUPLING CIRCUIT

A. P. FESENKO*, O. O. MATUSHKIN, O. O. HUSEV

Department of Biomedical Radioelectronic Apparatus and Systems, Chernihiv National University of Technology, Chernihiv, UKRAINE

*email: gudrunas_ch@gmail.com

ABSTRACT Google little box challenge competition attracted high interest to problem of size and cost reducing of the converter as a part of photovoltaic power supply system. One of the ways is find a proper topology of the inverter. Selected for analyze solution is interleaved inverter. The assumption is made that the energy in passive component is in proportion through the inductor current. The reducing of the energy in passive component is expected for the selected solution. Selected schema consists of three main functional blocks. The first one is parallel boost converter with interleaving of switch control signal. The second part is an active decoupling circuit. Its main role is reducing of power pulsation on input of the inverter. And the third part is single phase interleaved inverter with output LCL filter. For estimation of energy reducing conventional solution also was considered. As conventional solution boost full bridge inverter with active decoupling circuit was selected. It consists of the same functional parts without interleaving switch control signals. The main goal of this paper was the definition and presentation the efficiency of boost interleaved inverter with active decoupling circuit in field of size and value optimization for inductors. Two models are made for simulation of both schemas. As simulation environment PSCAD version 4.5 is used. Both schemas have the same parameters: input voltage 150 V, output power 1 kW, switching frequency 50 kHz.

Key words: parallel boost converter; interleaved inverter; active power decoupling circuit; power inverter.

ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ІНВЕРТОРА НА ОСНОВІ ПАРАЛЕЛЬНОЇ СТРУКТУРИ ЧЕРГУВАННЯ ФАЗ З ПІДСИЛЮВАЛЬНИМ КАСКАДОМ І АКТИВНИМ ЛАНЦЮЖКОМ ЗГЛАДЖУВАННЯ ПУЛЬСАЦІЙ ВХІДНОЇ ПОТУЖНОСТІ

A. П. ФЕСЕНКО*, О. О. МАТЮШКІН, О. О. ГУСЕВ

кафедра біомедичних радіоелектронних апаратів та систем, Чернігівський національний технологічний університет, Чернігів, УКРАЇНА

АНОТАЦІЯ Дана стаття представляє результати порівняння моделей інвертора з фазовим перекриттям сигналів керування, перетворювачем, що підвищує та ланцюжком розв'язки активної потужності з мостовим інвертором з перетворювачем, що підвищує. Порівняння наведено для відносних величин енергій в пасивних компонентах. Розглянута нова топологія ставить за мету зменшення енергій в пасивних компонентах. Ця система розрахована на вихідну потужність 1 кВт та широкий діапазон вхідної напруги. Наведено результати розрахунку компонентів та результати моделювання.

Ключові слова: паралельний перетворювач, що підвищує; інвертор з фазовим перекриттям сигналів керування; ланцюжок розв'язки активної потужності; інвертор.

Introduction

With the awareness of mankind of his responsibility for environmental degradation decrease the part of renewable energy sources. Important kind of that's sources are solar energy systems. And one of the types of these systems is solar power supply system for housekeeping. Structure of this system is shown in Fig. 1.

The photovoltaic panel provides conversion energy of solar light into electrical energy. Charge controller control process of storage energy. The battery provides storage energy. Inverter provides converting energy of direct current into energy of grid alternating current.

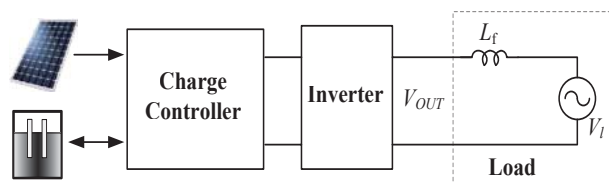


Fig. 1 – System structure

The one of the actual problem is a design of small, cheap and high-power inverter for such system.

The Google Little Box Challenge (GLBC) demonstrated extremely high interest to the topic of high-power density inverters for Photovoltaic (PV) application. It demonstrated that extremely high

power density of a power electronics converter is achievable 0.

One of the GLBC project outcomes is a concept of extremely high power density converter. The finalists demonstrated similar approach. It includes one full-bridge interleaved inverter, active decoupling circuit and output EMI-filter.

The modern level of technics puts forward new requirements and opportunities for designers. New active components deprived some disadvantages and have some interesting features. In general, active components are becoming smaller, cheaper, more high-frequency, less losses. At the same time, passive component remains at the same level. Systems with many switches are promising. On the other hand, modern level of microcontrollers, DSP, FPGA provides implementation of the very complicated control systems with small expanse.

The interesting method to increase output voltage and reduce ripple is using boost converter with two parallel inductors [3]. The advantages of such schema are small input current ripple and reduced conduction losses.

High voltage SiC MOSFET switches can ensure fast switching and acceptable losses [4]. Proposed solution assume high voltage (3,3 kV) for two phases interleaved inverter with zero voltage switching.

Usually, discussed three-phase interleaved grid connected invertors [5]. Such schema consists of three parallel full-bridge three-phase inverter and LCL output filter. Control system includes three DSP, each one for his phase. For grid connected systems was proposed single stage boost interleaved inverter [6].

Discontinuous space vector modulation (SVM) is interesting and perspective control methods not only for three-phase systems [7]. Grate achievement for three-phase systems is generation a zero-sequence excitation to the system.

Usually, different active power decoupling circuit used in the rectifiers [8-10]. In these schemas decoupling circuit located between rectifier and load. His function is reducing pulsation in the output voltage. There many different type of decoupling cells, such as boost type, buck type, buck-boost type, H-bridge with inductor or capacitor, parallel and series, [11-12]. Some systems have two active power decoupling cells. First is on the ac side, secondis onthe dc side [13]. Active decoupling using in quasi-Z sources with hysteresis current control is shown here [14]. Decoupling cell include RLC passive component and two switches.

Similar approach was proposed for multilevel quasi-Z inverter [15]. Inverter consists of two full-bridges. Each one has additional circuit from two switches and LC passive component. That cell was included parallel to the bridge and the load.

The review and comparisons of different types of the power pulsation buffer (PPB) in dc-ac converter systems was represented in [12]. Five types of PPB were compared: notch filter, buck and boost, flying capacitor, stacked capacitor approach. Applying the buck circuit was recognized as the most effective solution for such systems.

The goal of the work

The main goal of this paper is comparison of boost interleaved inverter with active decoupling circuit and boost full bridge inverter in the field of passive component energy in terms of efficiency and size of passive components.

Selected solution

The boost interleaved inverter with active power decoupling was selected for simulation. It consists of three main functional parts. Each one will be detail reviewed further in this paper.

The new approach is compared with conventional solution – boost full-bridge inverter with active decoupling circuit. Both schemas presented in Fig. 2. Where proposed solution is highlighted with grey color and conventional represented with black color. Both variants include three similar blocks.

A. Boost converter

Selected solution contains boost converter due to input voltage reregulation. That's why system needs circuit for increased voltage. Converter with two parallel inductors is chosen for simulation.

The work of this circuit based on energy storage in inductor and extraction this energy to the load. Switches control system algorithm provides stabilization of the output voltage. Because input source is photovoltaic panel, input voltage may change in wide range and input voltage of inverter must be stabilize.

In the proposed schema the inductors L_1 and L_2 are equal $L_1 = L_2$. The input current [16] can be calculated by the input voltage and power (1).Where input and output power are equal.

$$I_L = \frac{P_{BOU}}{V_{IN}}, \quad (1)$$

The inductor current may be expressed by (2):

$$\Delta I_L = \int_0^{T_S} \frac{di_L}{dt} dt = \int_0^{T_S} \frac{V_{IN}}{L} dt = \frac{V_{IN}}{L} \cdot T_S \gamma, \quad (2)$$

where T_S is the switching period.

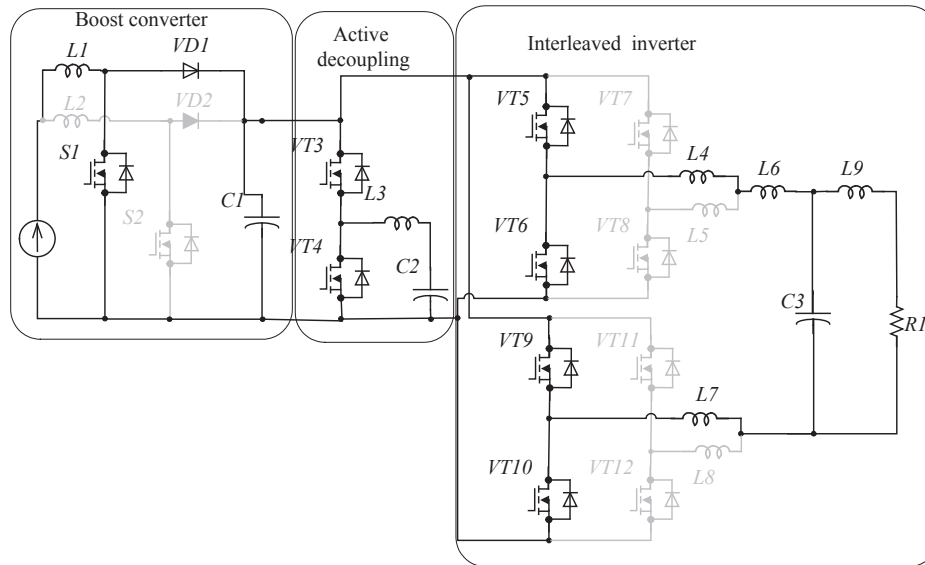


Fig. 2 – Considered solution

The inductance of the dc-dc boost converter can be expressed through the current ripple factor K_L :

$$K_L = \frac{\Delta I_L}{I_L} = \frac{V_{IN}^2}{P_{BOUT} \cdot L} \cdot T_S \gamma, \quad (3)$$

One unit of the inductance corresponds to the condition $V_{IN} = \frac{V_{PL}}{2}$, where f_s is switching frequency.

$$L = \frac{V_{PL}^2}{4 \cdot P_{BOUT} \cdot f_s \cdot K_L}, \quad (4)$$

The inductance is expressed as:

$$L_1 = L \cdot \frac{8 \cdot V_{IN}^2 \cdot (V_{PL} - V_{IN})}{V_{PL}^3}, \quad (5)$$

Voltages on the capacitors are described as:

$$V_{C1} = \frac{V_{DC}}{2} = \frac{V_{PL}}{2}, \quad (6)$$

The capacitor voltage ripples are:

$$\Delta V_C = \frac{1}{C} \int_0^{T_{SY}} i_C(t) dt = \frac{P_{BOUT}}{V_{DC} \cdot C} \cdot T_S \gamma, \quad (7)$$

The capacitances of the dc-dc boost converter can be expressed through the dc voltage ripple factor K_C :

$$K_C = \frac{\Delta V_C}{V_C} = \frac{2 \cdot P_{BOUT}}{V_{DC} \cdot V_{DC} \cdot C \cdot f_s} \cdot \gamma, \quad (8)$$

One unit of the capacitor corresponds to the condition $V_{IN} = \frac{V_{PL}}{2}$:

$$C = \frac{2 \cdot P_{BOUT}}{V_{PL}^2 \cdot f_s \cdot K_C}, \quad (9)$$

In this case capacitances will be according to the following equation:

$$C_1 = C \cdot \frac{V_{PL} - V_{IN}}{V_{PL}}, \quad (10)$$

B. Active power decoupling

Active power decoupling circuit performs function of pulsation buffering. The work principles based on storage and extraction energy in passive LC-circuit for compensation voltage pulsation on the input of inverter.

C. Interleaved inverter

The inverter provides converting energy of dc into energy of grid current. Selected for consideration solution consist of interleaved inverter.

The main feature of this type of inverter is using two bridge schemas for single-phase system Fig. 5. The first bridge (switches 5-8) and second bridge (switches 9-12) is working similarly, with inverse control signals.

Switches 5, 6 and switches 7, 8 work with phase-shift control signals. Value of this shift is half period of switching signal. It allows decreasing current across each one switch and inductor. The load current summed up into load from two components.

This type of inverter is selected because it has some significant advantages for photovoltaic systems.

The main advantages are: lower switch and inductor current, smaller and cheaper passive component and switch, lower losses in passive component. The main disadvantages are: difficult control system, more switches, higher losses in switches.

Calculation of output LCL-filter elements were done using voltage distortion approach [16].

Simulation results

Input voltages for selected and conventional schemes are 150 V, output voltage 220 V, 50 Hz. Switching frequency 50 kHz. Output power 1 kW.

Input current and inductor L1 current presents in Fig. 3. As it can be seen, the current pulsation is lower than 2.9%. That's meets the requirements. Inductor L1 current similar to inductor L2, because switches 1 and 2 works with inverse control signals.

The simulation is done in PSCad version 4.5. The passive component values for both schemas are presented in Table 1. The simulation is done for the active load.

Table 1 – Passive components value

Component	Value	
	Interleaved	Full-Bridge
C1	1.6 μ F	
C2	150 μ F	
C3	0.66 μ F	10.0 μ F
L1, L2	1.54mH	3.24 mH
L3	5 mH	
L4, L5, L7, L8	1.2 μ H	2.4 mH
L6	66 μ H	
L9	20 μ H	

The values of passive components are taken with a margin. In future works it will be optimized.

DC-link voltage is taken from C1. Voltage pulsation is less than 8.9%. That's meets the requirements, that the pulsation must be less than 20% in Fig. 3.

Input, dc-link and output voltages are shown in Fig. 4. Total harmonic distortion of the output voltage less than 3,6 %. That's meets the requirements, that the pulsation must be less than 5 %.

One of the features of interleaved inverter is output inductors current that is shown in Fig. 5. As shown on diagram, inductors current has some shift. And load current is the sum of these two components, each on is lower than the sum of them.

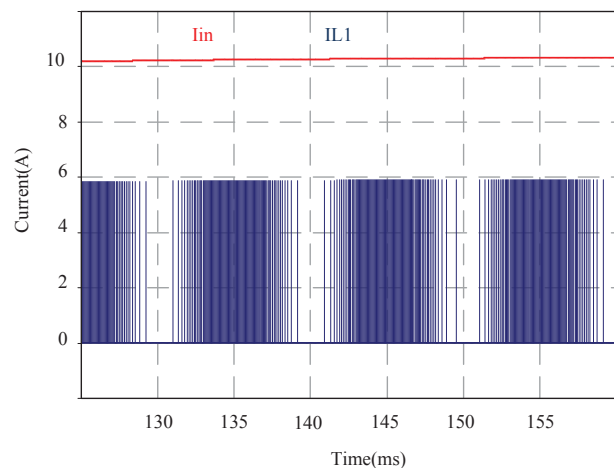


Fig. 3 – Input and inductor L1 current

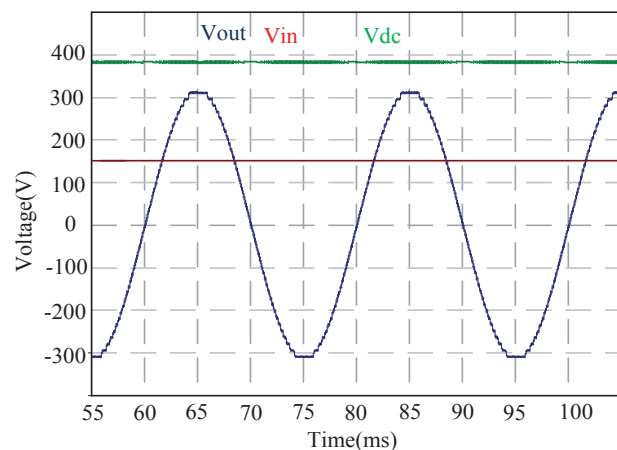


Fig. 4 – dc-link, input and output voltage.

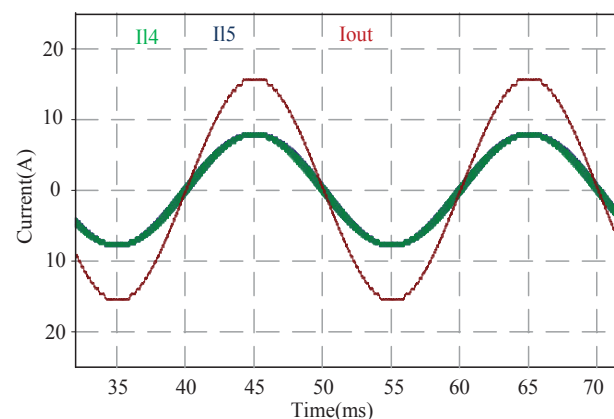


Fig. 5 – Inductor L4, L5, output current

For comparison of energy in passive components, conduction losses; voltage drop on active components diagram is shown in Fig. 6. This case includes simulation results for both solutions under the same initial condition.

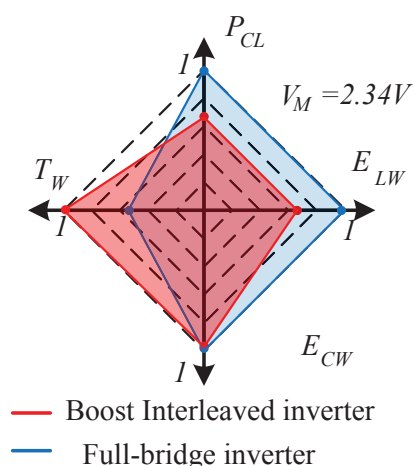


Fig. 6 – Energy comparison diagram

Represented results improved initial assumptions. New approach reduced energy in inductors almost on 30%.

Conclusions

Interleaved inverter is acceptable solution for solar power supply systems. It has some significant advantages, such as lower one switch current, smaller and cheaper passive component. His disadvantages partially compensated with modern state of element base.

Initial assumptions are verified by simulation results. Boost interleaved inverter provide energy decreasing in inductors by almost 30%. This leads to the size decreasing of inductors and device at all. Also an advantage of such solution is the cost decreasing, because inductor for smaller current needs less copper and is cheaper.

Bibliography

1. **Bortis, D.** η_p-Pareto optimization and comparative evaluation of inverter concepts considered for the GOOGLE Little Box Challenge / **D. Bortis, D. Neumayr, J. W. Kolar** // in *proc. IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)* – 2016. – P. 1-5. – doi:10.1109/COMPEL.2016.7556767.
2. **Morsy, A.** Comparison of Active Power Decoupling Methods for High-Power-Density Single-Phase Inverters Using Wide-Band gap FETs for Google Little Box Challenge / **A. Morsy, P. Enjeti** // in *proc. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics.* – 2016. – Vol. 4, Issue 3. – P. 790-798. – doi:10.1109/JESTPE.2016.2573262.
3. **Lee, Po-Wa.** Steady-State Analysis of an Interleaved Boost Converter with Coupled Inductors / **Po-Wa Lee, Yim-Shu Lee, David Cheng, Liu Xiu-Cheng** // *proc. IEEE Transactions On Industrial Electronics.* – 2000. – Vol. 47, 4. – P. 787-795. – doi:10.1109/41.857959.
4. **Rixin, Lai.** A high efficiency two-phase interleaved inverter for wide range output waveform generation / **Rixin Lai, Lei Wang, Juan Sabate** // in *proc. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE).* – 2012. – P. 235-239. – doi:10.1109/ECCE.2012.6342204.
5. **Abusara, M.** Design and control of a grid-connected interleaved inverter / **Mohammad A. Abusara, Suleiman M. Sharkh** // in *proc. IEEE Transactions On Power Electronics.* – 2013. – Vol. 28, 2. – P.748-764. – doi:10.1002/9780470824054.ch7.
6. **Omar, Abdel-Rahim.** Buck-Boost Interleaved Inverter for Grid Connected Photovoltaic System/ **Omar Abdel-Rahim, Mohamed Orabi, Mahrous E. Ahmed** // in *proc. IEEE International Conference on Power and Energy (PECon2010).* – 2010. – P.63-68. –doi: 10.1109/PECON.2010.5697558.
7. **Xing, Kun.** Interleaved PWM with Discontinuous Space-Vector Modulation / **Kun Xing, Fred C. Lee, Dusan Borojevic, Zhihong Ye, Sudip Mazumder** // in *proc. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS.* – 1999. – Vol. 14, 5. – P. 906-917. – doi:10.1109/63.788496.
8. **Shimizu, Toshihisa.** DC Ripple Current Reduction on a Single-Phase PWM Voltage-Source Rectifier / **Toshihisa Shimizu, Yasuhiro Jin, Gunji Kimura** // in *proc. IEEE Transactions On Industry Applications.* – 2000. – Vol. 36, 5. – P. 1419-1429. – doi:10.1109/IAS.1999.801600.
9. **Wang, Ruxi.** Study of Energy Storage Capacitor Reduction for Single Phase PWM Rectifier / **Ruxi Wang, Fred Wang, Rixin Lai, Puqi Ning, Rolando Burgos, Dushan Boroyevich** // in *proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition.* – 2009. – P.764-771. – doi:10.1109/41.857959.
10. **Chao, Kuo-Hen.** New Control Methods for Single Phase PWM Regenerative Rectifier with Power Decoupling Function / **Kuo-Hen Chao, Po-Tai Cheng, Toshihisa Shimizu** // *proc. Power Electronics and Drive Systems.* – 2009. – P. 1091-1096. – doi:10.1109/PEDS.2009.5385686.
11. **Sun, Yao.** Review of Active Power Decoupling Topologies in Single-Phase Systems / **Yao Sun, Yonglu Liu, Mei Su, Wenjing Xiong, Jian Yang** // *proc. IEEE Transactions On Power Electronics.* – 2016. – Vol. 31, 7. – P. 4778-4794. – doi:10.1109/TPEL.2015.2477882.
12. **Neumayr, D.** Ultra-Compact Power Pulsation Buffer for Single-Phase DC/AC Converter Systems / **D. Neumayr, D. Bortis, J. W. Kolar** // *proc. IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia).* – 2016. – P. 1-10. – doi:10.1109/IPEMC.2016.7512730.
13. **Qin, Zian.** Benchmark of AC and DC Active Power Decoupling Circuits for Second Order Harmonic Mitigation in kW-scale Single-Phase Inverters / **Zian Qin, Yi Tang, Poh Chiang Loh, Frede Blaabjerg** // *proc. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics.* – 2015. – Vol. 4, 1. – P.431-435. – doi:10.1109/ECCE.2015.7310013.
14. **Siddhartha, A.** Capacitance Reduction in a Single Phase Quasi Z-source Inverter using a Hysteresis Current Controlled Active Power Filter / **A. Siddhartha, Najath A. Azeez, Sheldon S. Williamson** // *proc. Industrial Electronics (ISIE), 2016 IEEE 25th International Symposium.* – 2016. – P. 805-810. – doi:10.1109/ISIE.2016.7744993.
15. **Yushan, Liu.** An Active Power Decoupling Quasi-Z-Source Cascaded Multilevel Inverter / **Yushan Liu, Baoming Ge, Haitham Abu-Rub** // *proc. Industrial Electronics Society ,*

- IECON*. – 2016 – P. 6453-6458. – doi:10.1109/IECON.2016.7794120.
16. **Husev, Oleksandr**. Voltage Distortion Approach for Output Filter Design for Off-Grid and Grid-Connected PWM Inverters / **Oleksandr Husev, Andrii Chub, Enrique Romero-Cadaval, Carlos Roncero-Clemente, Dmitri Vinnikov** // *proc. Journal of Power Electronics*. – 2015. – Vol. 15, 1. – P. 278-287. – doi:10.6113/JPE.2015.15.1.278.
8. **Shimizu, Toshihisa, Jin, Yasuhiro, Kimura, Gunji**. DC Ripple Current Reduction on a Single-Phase PWM Voltage-Source Rectifier // *in proc. IEEE Transactions On Industry Applications*, 2000, **36**, 5, 1419-1429, doi:10.1109/IAS.1999.801600.
9. **Wang, Ruxi, Wang, Fred, Lai, Rixin, Ning, Puqi, Burgos, Rolando, Boroyevich, Dushan**. Study of Energy Storage Capacitor Reduction for Single Phase PWM Rectifier // *in proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2009, 764-771, doi:10.1109/41.857959.

Bibliography (transliterated)

1. **Bortis, D. Neumayr, D., Kolar, J. W.** η -Pareto optimization and comparative evaluation of inverter concepts considered for the GOOGLE Little Box Challenge. *in proc of IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2016, 1-5, doi:10.1109/COMPEL.2016.7556767.
2. **Morsy, A. Enjeti, P.** Comparison of Active Power Decoupling Methods for High-Power-Density Single-Phase Inverters Using Wide-Band gap FETs for Google Little Box Challenge. *in proc. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2016, **4**, 3, 790-798, doi:10.1109/JESTPE.2016.2573262.
3. **Lee, Po-Wa., Lee, Yim-Shu, Cheng, David K. W., Liu, Xiu-Cheng**. Steady-State Analysis of an Interleaved Boost Converter with Coupled Inductors // *proc. IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 2000, Vol. 47, **4**, 787-795, doi:10.1109/41.857959.
4. **Lai, Rixin**. A high efficiency two-phase interleaved inverter for wide range output waveform generation / **Rixin Lai, Lei Wang, Juan Sabate** // *in proc. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2012, 235-239, doi:10.1109/ECCE.2012.6342204.
5. **Abusara, Mohammad**. Design and control of a grid-connected interleaved inverter/ **Mohammad A. Abusara and Suleiman M. Sharkh**//*in proc. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, 2013, **28**, 2, 748-764, doi:10.1002/9780470824054.ch7.
6. **Omar, Abdel-Rahim, Orabi, Mohamed, Mahrous, E. Ahmed**. Buck-Boost Interleaved Inverter for Grid Connected Photovoltaic System // *in proc. IEEE International Conference on Power and Energy (PECon2010)*, 2010, 63-68, doi:10.1109/PECON.2010.5697558.
7. **Xing, Kun, Lee, Fred C., Borojevic, Dusan, Zhihong, Ye, Mazumder, Sudip**. Interleaved PWM with Discontinuous Space-Vector Modulation // *in proc. IEEE Transactions On Power Electronics*, 1999, **14**, 5, 906-917, doi:10.1109/63.788496
8. **Chao, Kuo-Hen, Cheng, Po-Tai, Shimizu, Toshihisa**. New Control Methods for Single Phase PWM Regenerative Rectifier with Power Decoupling Function // *proc. Power Electronics and Drive Systems*, 2009, 1091-1096, doi:10.1109/PEDS.2009.5385686.
9. **Yao, Sun, Yonglu, Liu, Mei, Su, Wenjing, Xiong, Jian, Yang**. Review of Active Power Decoupling Topologies in Single-Phase Systems // *proc. IEEE Transactions On Power Electronics*, 2016, **7**, 4778-4794, doi:10.1109/TPEL.2015.2477882.
10. **Neumayr, D. Bortis, D., Kolar, J. W.** Ultra-Compact Power Pulsation Buffer for Single-Phase DC/AC Converter Systems // *proc. IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, 2016, 1-10, doi:10.1109/IPEMC.2016.7512730.
11. **Qin, Zianm, Tang, Yi, Loh, Poh Chiang, Blaabjerg, Frede**. Benchmark of AC and DC Active Power Decoupling Circuits for Second Order Harmonic Mitigation in kW-scale Single-Phase Inverters // *proc. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2015, **4**, 1, 431-435, doi:10.1109/ECCE.2015.7310013.
12. **Siddhartha, A. Azeez, Najath A., Williamson, Sheldon S.** Capacitance Reduction in a Single Phase Quasi Z-source Inverter using a Hysteresis Current Controlled Active Power Filter // *proc. Industrial Electronics (ISIE), 2016 IEEE 25th International Symposium*, 2016, 805-810, doi:10.1109/ISIE.2016.7744993.
13. **Liu, Yushan, Baoming, Ge, Haitham, Abu-Rub**. An Active Power Decoupling Quasi-Z-Source Cascaded Multilevel Inverter // *proc. Industrial Electronics Society, IECON*, 2016, 6453-6458, doi:10.1109/IECON.2016.7794120.
14. **Husev, Oleksandr, Chub, Andrii, Romero-Cadaval, Enrique, Roncero-Clemente, Carlos, Vinnikov, Dmitri**. Voltage Distortion Approach for Output Filter Design for Off-Grid and Grid-Connected PWM Inverters // *proc. Journal of Power Electronics*, 2015, **15**, 1, 278-287, doi:10.6113/JPE.2015.15.1.278.

About authors (відомості про авторів)

Artem Fesenko – PhD student, assistant of Department Biomedical Radioelectronic Apparatus and Systems, Chernihiv National University of Technology, Chernihiv, Ukraine; e-mail: gudrunas.ch@mail.ua.

Фесенко Артем Петрович – Чернігівський національний технологічний університет, аспірант кафедри біомедичних радіоелектронних апаратів та систем; м. Чернігів, Україна; e-mail: gudrunas.ch@mail.ua.

Oleksandr Matiushkin – master in field “Electronic systems”, Chernihiv National University of Technology; Chernihiv, Ukraine; e-mail: matushkin1994@gmail.com.

Матюшкін Олександр Олександрович – магістр з електроніки, Чернігівський національний технологічний університет; Чернігів, Україна; e-mail: matushkin1994@gmail.com.

Oleksandr Husev – PhD in Technical Sciences, Associate Professor, Associate Professor of Department of Biomedical Radioelectronic Apparatus and Systems, Chernihiv National University of Technology; Chernihiv, Ukraine; e-mail: oleksandr.husev@gmail.com.

Гусев Александр Александрович – кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри біомедичних радіоелектронних апаратів та систем, Чернігівський національний технологічний університет; м. Чернігів, Україна; e-mail: oleksandr.husev@gmail.com.

Please cite this article as:

Fesenko, A. P., Matushkin, O. O., Husev, O. O. Comparative study interleaved inverter with boost stage and active decoupling circuit. *Bulletin of NTU "KhPI". Series: New solutions in modern technologies.* – Kharkiv: NTU "KhPI", 2018, **26** (1302), 1, 68–74, doi:10.20998/2413-4295.2018.26.10.

Будь ласка, посилайтесь на цю статтю наступним чином:

Фесенко, А. П. Порівняльний аналіз інвертора на основі паралельної структури чергування фаз з підсилювальним каскадом і активним ланцюжком згладжування пульсацій вхідної потужності / **А. П. Фесенко, О. О. Матюшкін, О. О. Гусев** // *Вісник НТУ «ХПІ», Серія: Нові рішення в сучасних технологіях.* – Харків: НТУ «ХПІ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 68–74. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.10.

Пожалуйста, ссылайтесь на эту статью следующим образом:

Фесенко, А. П. Сравнительный анализ инвертора на основе параллельной структуры чередования фаз с усилительным каскадом и активной цепочкой сглаживания пульсаций входной мощности / **А. П. Фесенко, О. О. Матюшкін, О. О. Гусев** // *Вестник НТУ «ХПИ», Серія: Новые решения в современных технологиях.* – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 68–74. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.10.

АННОТАЦИЯ Данная статья представляет результаты сравнения моделей инвертора с фазовым перекрытием сигналов управления, повышающим преобразователем и цепочкой развязки активной мощности с мостовым инвертором с повышающим преобразователем. Сравнение приведено для относительных величин энергий в пассивных компонентах. Рассмотренная новая топология ставит целью уменьшения энергий в пассивных компонентах. Эта система рассчитана на выходную мощность 1 кВт и более широкий диапазон входного напряжения. Приведены результаты расчета компонентов и результаты моделирования.

Ключевые слова: параллельный повышающий преобразователь; инвертор с фазовым перекрытием сигналов управления; цепочка развязки активной мощности; инвертор.

Поступила (received) 05.07.2018

УДК 621.314.26

doi:10.20998/2413-4295.2018.26.11

УДОСКОНАЛЕННЯ ТРИФАЗНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ДЛЯ КОМБІНОВАНИХ СИСТЕМ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ЛОКАЛЬНИХ ОБ'ЄКТІВ З ФОТОЕЛЕКТРИЧНОЮ СОНЯЧНОЮ БАТАРЕЄЮ

О. О. ШАВЬОЛКІН*

кафедра електроніки та електротехніки, Київський національний університет технологій та дизайну, Київ, УКРАЇНА
*email: shavolkin@gmail.com

АНОТАЦІЯ Розглянуто принципи формування струму багатофункціонального трифазного перетворювача для комбінованих систем електроживлення локальних об'єктів з фотоелектричною сонячною батареєю та підтриманням близького до одиниці коефіцієнту потужності у точці підключення до мережі за цілодобового використання. Запропоновано використання комбінованої модуляції з релейним регулятором струму, що дозволяє забезпечити відповідні стандартам показники струму мережі із найменшими втратами енергії в ключах. Розроблено структуру керування, що забезпечує реалізацію. Моделювання в системі «мережа–перетворювач–нелінійне навантаження» з оцінкою втрат потужності в ключах за різних принципів формування струму підтверджує ефективність запропонованих рішень.

Ключові слова: трирівневий інвертор; силовий активний фільтр; релейний регулятор струму; відхилення струму; однополярна та двополярна модуляція; коефіцієнт гармонік; коефіцієнт потужності; втрати потужності; моделювання.

IMPROVEMENT OF A THREE-PHASE CONVERTER FOR COMBINED POWER SUPPLY SYSTEMS FOR LOCAL OBJECTS WITH A PHOTOVOLTAIC SOLAR BATTERY

A. SHAVELKIN

Department of Electronics and Electrical Engineering, Kyiv National University of Technologies and Design, Kyiv, UKRAINE

ABSTRACT The purpose of the work is to improve the principles of forming the output current of a grid inverter to ensure compliance with the standards of parameters of a grid current without increasing the energy losses in the inverter's keys. The application is considered in a multifunctional three-phase converter with round-the-clock use for combined power supply systems of local objects, which provides a power factor close to unity at the point of connection to the AC grid. The methods of the electric circuit theory were used in combination with computer simulation. The analysis of the known principles of forming of an instantaneous value of output current of inverter by the deviation from the referenced value at a constant and variable key switching frequency is performed. For a grid three-level inverter, the use of combined unipolar and bipolar modulation with a relay current controller is suggested. The structure of the current controller is designed to provide the distribution of the unipolar and bipolar modulation intervals in accordance with the referenced value of inverter current and the mains voltage. A mathematical model is developed for studying the processes in the system, which include "a grid - the converter - non-linear unbalanced load", with an estimate of the power losses in the keys of a grid inverter in accordance with their currents and data sheets used, for a different principles of current formation for a two-level and three-level bridge a grid inverter. The results of the simulation confirm the possibility of ensuring the harmonic composition of the grid current corresponding to the standards with the lowest energy losses in the keys in all modes of the converter operation when using a three-level NPC inverter with clamped diodes. Further improvement in performance is possible when using the structure of three-level TNPC inverters.

Keywords: three-level NPC inverter; power active filter; relay current controller; current deviation; unipolar and bipolar modulation; coefficient of harmonics; Power factor; power losses; modeling.

Вступ

В енергетиці з розподіленими поновлюваними джерелами електроенергії (ПДЕ) застосовуються комбіновані системи електроживлення (КСЕ) з підключенням до централізованої мережі змінного струму (ЦМ). Для ряду локальних об'єктів (мале підприємство, сільськогосподарське підприємство, торговий центр, міні-готель) за достатньо великої потужності електроустаткування в умовах використання існуючих, зношених, перевантажених розподільчих мереж використання ПДЕ дозволяє вирішувати задачу стабільного електропостачання. За

цього використовується трифазна мережа. Навантаження може бути трифазне симетричне, однофазне з несиметрією по фазах і нелінійне. Розподілені генерувальні установки сприяють розвантаженню ЦМ за активної потужності. Перевантаження мереж також обумовлено споживанням реактивної потужності і генерацією вищих гармонік, що характерно для сучасних споживачів. У той же час достатньо дорогі перетворювальні агрегати (ПА) з фотоелектричними сонячними батареями (СБ) використовуються тільки в денний час і завантажені по максимуму тільки влітку в години найбільшої сонячної активності.

Підвищення ефективності ПА з СБ пов'язують з поєднанням мережевим автономним інвертором напруги (АІН) функції силового активного фільтру (САФ) для компенсації впливу на ЦМ власного навантаження об'єкта за цілодобовим використанням. Так, у роботах [4, 5] розглядається схема з трифазним дворівневим мостовим АІН і симетричним, в тому числі, нелінійним, навантаженням. В [3] аналогічне рішення з тривірневим АІН. Однак для несиметричного навантаження функція САФ у цих схемах неможлива, як неможлива і реалізація автономного режиму роботи у разі відключення ЦМ. Як вирішення питання, в [2] запропоновано використання дворівневого мосту з додатковим (четвертим) плечем, середній вивід якого з'єднано з нейтраллю ЦМ. В роботі [1] використовується дворівневий трифазний міст зі з'єднанням середнього виводу ємнісного розподільювача на вході інвертора з нейтраллю. В роботі [7] в якості мережевого АІН розглянуто використання тривірневого NPC АІН із з'єднанням нульового виводу АІН з нейтраллю ЦМ.

За цього формування вихідного струму АІН здійснюється в замкнутій за відхиленням миттєвого значення струму $\Delta i = i^*_{iH} - i_{iH}$ (i^*_{iH} , i_{iH} – відповідно, задане і фактичне значення струму) системі регулювання, що забезпечує високу швидкість і якість відпрацювання i^*_{iH} . В КСЕ струм мережі i_l визначається різницею струмів АІН і навантаження i_{iH} , для забезпечення його якості, спотворення струму i_{iH} повинні бути мінімальними у всьому діапазоні регулювання. Щодо дворівневого мостового АІН фактично маємо три напівмостові схеми - плечі моста і можлива лише двополярна модуляція, яка виключає проблеми щодо формування струму. Для тривірневого АІН перевагу віддають однополярній модуляції з постійною частотою перемикачів ключів. Проте існують певні проблеми при формуванні струму, що потребує достатньо складної корекції [6]. У разі релейного регулятора струму (РРС) частота перемикачів є змінною, в [8] запропоновано варіант з постійною частотою. Отже питання формування вихідного струму трифазних мережевих АІН потребує додаткового вивчення і удосконалення. За цього в якості критерію слід розглядати гармонійний склад струму (ТНД) в точці підключення ПА до ЦМ і забезпечення високого ККД АІН.

Мета роботи

Удосконалення принципів формування вихідного струму мережевого АІН трифазного ПА для КСЕ локального об'єкта, що забезпечать відповідність стандартам показників струму мережі без збільшення втрат енергії в ключах інвертора.

Викладення основного матеріалу

Розглянемо особливості формування струму в КСЕ на прикладі тривірневого АІН. У разі з'єднання

середнього виводу АІН з нейтраллю ЦМ (на рис. 1 показана одна фаза) робота фаз є незалежною. Вважаємо, що амплітуда активної складової струму ЦМ (за близького до одиниці коефіцієнту потужності – це струм ЦМ) визначається зовнішнім регулятором напруги на вході АІН. За допомогою датчиків струму (ДС) вимірюються струми навантаження i_{iH} та вихідний АІН i_{iH} . Ємнісний струм фільтру (C_ϕ , R_ϕ) i_c є постійним. Струм мережі з напругою u_l : $i_l = i^l_l + i_c = i_c + i_{iH} + i_{iH}$.

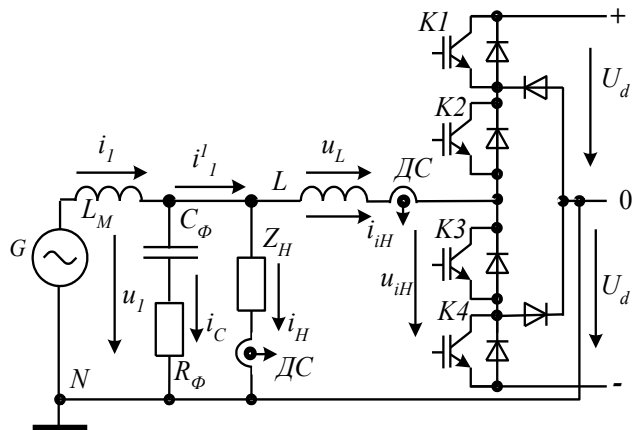


Рис. 1 – Структура фази перетворювача з підключенням до мережі та навантаження

Струм АІН i_{iH} визначається рівнянням

$$u_L = L \frac{di_{iH}}{dt} = u_1 - u_{iH},$$

де u_{iH} - вихідна напруга АІН, що приймає значення 0 та $\pm U_d$, $U_d \geq a U_{1\phi m}$ – напруга на вході АІН, $U_{1\phi m}$ – амплітуда фазної напруги ЦМ, $a \geq 1$ [6, 7] і визначається індуктивністю реактора L , частотою модуляції f_m , амплітудою пульсацій струму Δi_{iHm} .

За однополярної модуляції по чергово використовуються стани, коли u_{iH} дорівнює 0, $+U_d$ або 0, $-U_d$. Розглянемо роботу схеми у основних режимах: а) потужність, що генерується СБ (P_{CB}) перевищує активну потужність навантаження (P_H) і активна потужність генерується в ЦМ (векторна діаграма на рис.2, а); б) $P_H > P_{CB}$ (рис. 2,б) активна потужність споживається з ЦМ; в) «нічний» режим $P_{CB} = 0$ (рис. 2, в) АІН виконує функцію САФ.

Отже, маємо зсув за фазою першої гармоніки струму АІН $i_{iH(1)}$ відносно напруги мережі і, відповідно, інтервали часу (відповідають куту α на рис. 2, а), коли полярності $i_{iH(1)}$ і u_1 співпадають. За цього стан $u_{iH} = 0$ не завжди забезпечує потрібну швидкість змінювання струму АІН. Це обумовлює спотворення форми струму АІН і збільшення амплітуди вищих гармонік низького порядку і, як наслідок, збільшення ТНД струму мережі. В певній мірі це питання вирішується використанням достатньо складної в реалізації корекції [6] при постійній частоті модуляції.

Що стосується використання РРС, основною проблемою є змінна частота перемикачів ключів, що ускладнює фільтрацію вищих гармонік. В даному використанні, наприклад, за $a=1.4$ співвідношення $f_{MAX}/f_{MIN}=a/(a-1)=3.5$. Якщо $f_{MAX} \geq 20$ кГц [9], то значення $f_{MIN} \geq 5.71$ кГц, що є припустимим. Вирішення питання щодо формування струму можна здійснити використанням біполярної модуляції на інтервалах, що відповідають a . У випадках на рис.2 струм $i_{H(l)}$ має реактивну ємнісну складову. За відсутністю навантаження ($i_{H(l)}=0$) і активного навантаження характер реактивної складової струму АІН стає індуктивним. В загальному випадку $\alpha < \pm\pi/2$. Відповідні інтервали часу визначаються згідно u_l та i_{IH}^* . Додатковою умовою є обмеження мінімального значення $\alpha \geq \arcsin(a-1)$ за симетрією відносно моменту часу, коли $u_l=0$.

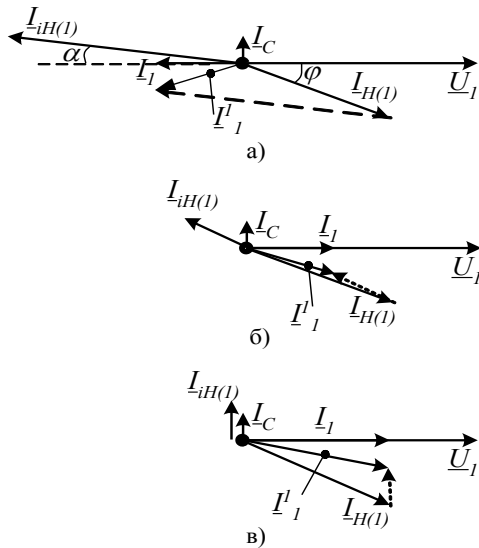


Рис. 2 – Векторні діаграми струмів за різних режимів роботи

Запропонована структура системи керування струмом АІН (рис. 3) містить перетворювач координат ПК, релейні елементи РЕ з заданим відхиленням δ та розподільвач імпульсів РІ.

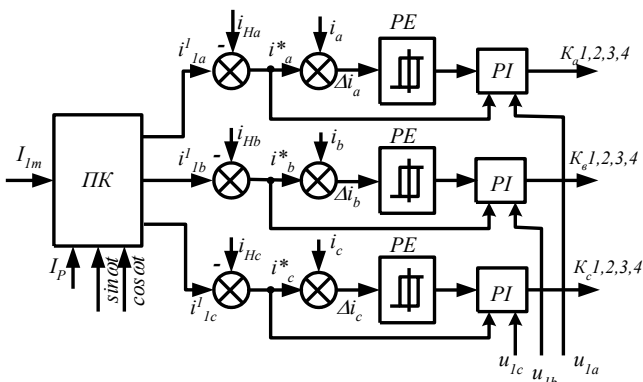


Рис. 3 – Система керування струмом АІН

Обговорення результатів

Для моделювання використовувався програмний пакет Matlab. Моделювання системи «ЦМ - мережевий перетворювач з СБ - навантаження» здійснено за нелінійного навантаження, що містить випрямляч з вихідним ємнісним фільтром і RL -навантаження. Модель ЦМ (380/220 В) містить опір мережі $R=0.02$ Ом, $X_L=0.02$ Ом, фільтр $R_\phi=0.3$ Ом, $C_\phi=60$ мкФ, $L=4.2$ мГн, $U_{\bar{c}}=435$ В. Розроблена модель для визначення втрат енергії в ключах базується на миттєвих значеннях струмів ключів в загальній моделі перетворювача і каталожних даних обраних приладів, які задаються в табличній формі. За цього втрати провідності визначаються як середнє за період T вихідної частоти значення миттєвої потужності на приладі $P_C = \frac{1}{T} \int_0^T u_V i_V dt$ (u_V, i_V – миттєві значення

напруги (розраховується відповідно до вихідної вольт-амперної характеристики) і струму). Втрати перемикачів визначаються відповідно до миттєвих значень струму в момент перемикачів, виходячи з залежностей $E_{on}=f(i_V)$ і $E_{off}=f(i_V)$. Розглянуто використання в схемі тривісного АІН IGBT модуля (плече мосту) типа SK 35MLI12T4Tr [10] з $U_{CE}=1.2$ кВ, $I_{C25^\circ(70^\circ)}=43(35)$ А. Дослідження виконано для однополярної модуляції [6] з $f_M=20$ кГц, $\Delta I_{mMAX}=0.8$ А і для РРС з комбінованою модуляцією за $\delta=1$ А (в табл.1 знак «-» для $I_{m(l)}$ відповідає споживанню енергії з ЦМ. Навантаження нелінійне, зсув за першою гармонікою $\phi_{(1)}=31.2^\circ$).

Таблиця 1 – Зіставлення показників за різних принципів формування струму

$I_{m(l)}$, А	Однополярна модуляція з $f_M=const$		Комбінована модуляція		$I_{Hm(l)}$, А
	THD,%	η , в.о.	THD,%	η , в.о.	
3	2.5	0.9	3.8	0.89	0
3	4.45	0.96	4	0.972	14.4
6	2.27	0.96	2.05	0.971	14.4
12	1.1	0.959	1.05	0.97	14.4
-6	2.27	0.963	1.84	0.972	14.4

Осцилограми струмів і напруги для фази a перетворювача з RL -навантаженням і однофазним випрямлячем наведені на рис.4,а у разі генерації енергії у ЦМ. Незалежно від навантаження в точці підключення до ЦМ підтримується симетричне завантаження за струмом з коефіцієнтом потужності близьким до 1 (на рис.4,б осцилограми наведені для навантаження з трифазним випрямлячем, RL -навантаження одної з фаз вимкнено).

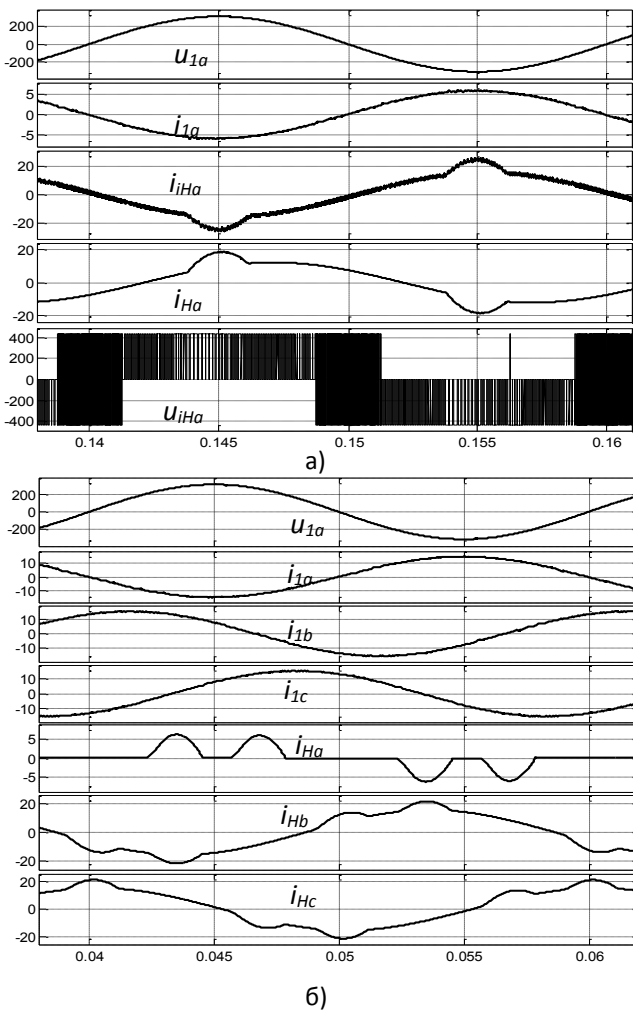


Рис.4 – Осцилограми напруги і струмів для:
а) однофазного режиму з RL - навантаженням і випрямлячем; б) трифазного випрямляча, коли RL – навантаження в фазі а вимкнено

Висновки

Запропоновано для формування струму тривірневого АІН використання комбінованої однополярної та двополярної модуляції, що забезпечує ефективне придушення вищих гармонік низького порядку струму мережі. За однакових параметрів силових кіл використання релейного регулятора струму з комбінованою модуляцією дозволяє забезпечити кращі показники струму мережі при найменших втратах енергії в ключах. Запропонована структура контуру регулювання струму з визначенням інтервалів, де використовується відповідний тип модуляції згідно напрузі мережі і завданню струму АІН. За суміщенням функцій САФ використання двірневого мостового АІН з середнім виводом джерела постійного струму на існуючих ключах (IGBT) з біполярною модуляцією не дозволяє забезпечити ККД вище 0.96. Перспективним рішенням для використання в КСЕ є схема тривірневого АІН і її сучасні модифікації без

фіксувальних діодів. Це потребує подальшої проробки системи керування для практичної реалізації у багатофункціональних трифазних перетворювачах для КСЕ.

Список літератури

1. **Vigneysh, T.** Grid interconnection of renewable energy sources using multifunctional grid-interactive converters: A fuzzy logic based approach / **T. Vigneysh, N. Kumarappan** // *Electric Power Systems Research* 151. – 2017. – P. 359-368. – doi:10.1016/j.epsr.2017.06.010.
2. **Ruben, Lliuyacc.** Grid-forming VSC control in four-wire systems with unbalanced Nonlinear loads / **Ruben Lliuyacc, Juan M. Mauricio, Antonio Gomez-Exposito, Mehdi Savaghebi, Josep M. Guerrero.** // *Electric Power Systems Research.* – 2017. – P. 249-256. – doi: 10.1016/j.epsr.2017.07.010.
3. **Edris, Pouresmaeil.** Control Scheme of Three-Level NPC Inverter for Integration of Renewable EnergyResources into AC Grid /**Edris Pouresmaeil, Daniel Montesinos-Miracle**// *IEEE Systems Journal.* – 2012. – V. 6, 2. – P. 242-253. – doi: 10.1109/JSYST.2011.2162922.
4. **Pouresmaeil, Edris.** A Control Technique for Integration of DG Units to the Electrical Networks / **Edris Pouresmaeil, Carlos Miguel-Espinar, Miquel Massot-Campos, Daniel Montesinos-Miracle, Oriol Gomis-Bellmunt** // *IEEE Transactions On Industrial Electronics.* – 2013. – V. 60, 7. – 2881-2893. – doi: 10.1109/TIE.2012.2209616.
5. **Tsengenes, Georgios.** Investigation of the behavior of a three phase grid-connected photovoltaic system to control active and reactive power / **Georgios Tsengenes, Georgios Adamidis** // *Electric Power Systems Research.* – 2011. – 81. – 177-184. – doi:10.1016/j.epsr.2010.08.008.
6. **Шавёлкін, А. А.** Структуры однофазных преобразовательных агрегатов для комбинированных систем электроснабжения с фотоэлектрическими солнечными батареями / **А. А. Шавёлкін** // «Технічна електродинаміка» ІЗД НАН України. – 2018. – № 2.Р. 39–46. – doi: 10.15407/techne2018.02.039.
7. **Шавьолкін, О. О.** Трифазний перетворювальний агрегат для комбінованих систем електроживлення локальних об'єктів з фотоелектричною сонячною батареєю / **О. О. Шавьолкін, Б. В. Солонуха** // *Наукові праці ДонНТУ. Серія: «Електротехніка і енергетика»* №1 (18). – 2017. – С.45-53.
8. **Mao, Huifeng** A Hysteresis Current Controller for Single-Phase Three-Level Voltage Source Inverters / **Huifeng Mao, Xu Yang, Zenglu Chen, Zhaoan Wang** // *IEEE Transactions On Power Electronics.* – 2012. – V. 27, 7. – P. 3330-3339. – doi 10.1109/TPEL.2011.2181419.
9. **Плушке, Н.** Специализированные модули для трехуровневых инверторов / **Н. Плушке, Т. Грашкоф, А. Колпаков** // *Силовая электроника.* – ООО «Медиа Кит». – 2010. – №2 (25). – С. 44-47.
10. SEMIKRON IGBT modules. <https://www.semikron.com/products/product-classes/igbtmodules.html>.

Bibliography (transliterated)

1. **Vigneysh, T., Kumarappan, N.** Grid interconnection of renewable energy sources using multifunctional grid-interactive converters: A fuzzy logic based approach. *Electric Power Systems Research*, 2017, **151**, 359-368, doi: 10.1016/j.epsr.2017.06.010.

2. **Ruben, Lliuyacc, Juan, M. Mauricio, Antonio Gomez-Exposito, Mehdi, Savaghebi, Josep M. Guerrero.** Grid-forming VSC control in four-wire systems with unbalanced Nonlinear loads. *Electric Power Systems Research*, 2017, **152**, 249–256, doi:10.1016/j.epsr.2017.07.010.
3. **Edris, Pouresmaeil, Daniel, Montesinos-Miracle.** Control Scheme of Three-Level NPC Inverter for Integration of Renewable Energy Resources into AC Grid. *IEEE Systems Journal*, 2012, **6**, 2, 242-253, doi: 10.1109/JSYST.2011.2162922.
4. **Edris, Pouresmaeil, Carlos, Miguel-Espinar, Miquel, Massot-Campos, Daniel, Montesinos-Miracle, Oriol, Gomis-Bellmunt.** A Control Technique for Integration of DG Units to the Electrical Networks. *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 2013, **60**, 7, 2881-2893, doi: 10.1109/TIE.2012.2209616.
5. **Georgios, Tsengenes, Georgios, Adamidis.** Investigation of the behavior of a three phase grid-connected photovoltaic system to control active and reactive power. *Electric Power Systems Research*, 2011, **81**, 177-184, doi:10.1016/j.epsr.2010.08.008.
6. **Shavelkin, A. A.** Структуры одnofазных преобразователей агрегатов для комбинированных систем электроснабжения с фотоэлектрическими солнечными батареями [Structures of single-phase converter units for combined power supply systems with photovoltaic solar cells]. *Tekhnichna yelektrodinamika [Technical electrodynamic]* IED NAS of Ukraine, 2018, **2**, 39-46, doi: 10.15407/techned2018.02.039.
7. **Shavelkin, A. A., Solonukha, B. V.** Tryfaznyy peretvoryuvallyy ahrehat dlya kombinovanykh system elektrozhivlennyya lokal'nykh ob'yektiv z fotoelektrychnoyu sonyachnoyu batareyeju [Three-phase transformer unit for combined power supply systems of local objects with photovoltaic solar battery]. *Naukovi pratsi DonNTU. Seriya: «Elektrotehnika i enerhetyka» [Scientific works of DonNTU. Series: "Electrical engineering and power engineering"]*, 2017, **1**, 18, 45-53.
8. **Huifeng, Mao, Xu, Yang, Zenglu, Chen, Zhaoan, Wang.** A Hysteresis Current Controller for Single-Phase Three-Level Voltage Source Inverters. *IEEE Transactions On Power Electronics*, 2012, **27**, 7, 3330-3339, doi: 10.1109/TPEL.2011.2181419.
9. **Plushke, N., Grashkof, T., Kolpakov, A.** Spetsializirovannyye moduli dlya trekhurovnevnykh invertorov [Specialized modules for three-level inverters]. *Silovaya elektronika [Power electronics]*, OOO «Media KiT», 2010, **2**, 25, 44-47.
10. SEMIKRON IGBT modules. <https://www.semikron.com/products/product-classes/igbtmodules.html>.

Відомості про авторів (About authors)

Шавьолкін Олександр Олексійович – доктор технічних наук, професор, Київський національний університет технологій та дизайну, професор кафедри електроніка та електротехніка; г. Київ, Україна; e-mail: shavolkin@gmail.com.

Alexandr Shavelkin – Doctor of Technical Sciences, Professor, Kyiv National University of Technologies and Design, Professor of Department of Electronics and Electrical Engineering; Kyiv, Ukraine; e-mail: shavolkin@gmail.com.

Будь ласка, посилайтеся на цю статтю наступним чином:

Шавьолкін, О. О. Удосконалення трифазного перетворювача для комбінованих систем електроживлення локальних об'єктів з фотоелектричною сонячною батареєю / **О. О. Шавьолкін** // *Вісник НТУ «ХПІ», Серія: Нові рішення в сучасних технологіях.* – Харків: НТУ «ХПІ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 75-79. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.11.

Please cite this article as:

Shavelkin, A. Improvement of a three-phase converter for combined power supply systems for local objects with a photovoltaic solar battery. *Bulletin of NTU "KhPI". Series: New solutions in modern technologies.* – Kharkiv: NTU "KhPI", 2018, **26** (1302), 1, 75-79, doi:10.20998/2413-4295.2018.26.11.

Пожалуйста, ссылайтесь на эту статью следующим образом:

Шавьолкін, А. А. Совершенствование трехфазного преобразователя для комбинированных систем электроснабжения локальных объектов с фотоэлектрической солнечной батареей / **А. А. Шавьолкін** // *Вестник НТУ «ХПІ», Серія: Новые решения в современных технологиях.* – Харьков: НТУ «ХПІ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 75-79. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.11.

АННОТАЦІЯ Рассмотрены принципы формирования тока многофункционального трехфазного преобразователя для комбинированных систем электроснабжения локальных объектов с фотоэлектрической солнечной батареей и поддержанием близкого к единице коэффициента мощности в точке подключения к сети при круглосуточном использовании. Предложено использование комбинированной модуляции с релейным регулятором тока, что позволяет во всех режимах обеспечить соответствующие стандартам показатели тока сети с наименьшими потерями энергии в ключах. Разработана структура управления, обеспечивающая реализацию. Моделирование в системе «сеть-преобразователь-нелинейная нагрузка» с оценкой потерь мощности в ключах при различных принципах формирования тока подтверждает эффективность предложенных решений.

Ключевые слова: трехуровневый инвертор; силовой активный фильтр; релейный регулятор тока; отклонение тока; однополярная и двухполярная модуляция; коэффициент гармоник; коэффициент мощности; потери мощности; моделирование.

Надійшла (received) 15.06.2018

УДК 620.179.14

doi:10.20998/2413-4295.2018.26.12

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ПРОСТРАНСТВЕННО-ПЕРИОДИЧЕСКИМ ПОЛЕМ ДЛЯ СИСТЕМ МНОГОПАРАМЕТРОВОГО КОНТРОЛЯ

Б. М. ГОРКУНОВ^{1*}, Е. А. БОРИСЕНКО¹, ШИБАН ТАМЕР¹, ШАХИН ИССАМ²

¹ кафедра информационно-измерительных технологий и систем, НТУ «ХПИ», Харьков, УКРАИНА

² помощник ректора, НТУ «ХПИ», Харьков, УКРАИНА

*email: gorkunov@kpi.kharkov.ua

АННОТАЦИЯ В работе рассмотрена проблема контроля параметров металлических изделий при воздействии на них электромагнитного поля индукционных установок. В качестве датчика рассмотрен электромагнитный преобразователь с пространственно-периодической структурой поля, представляющий собой соленоид на немагнитном полимерном каркасе с контролируемым объектом в форме протяженного цилиндрического ферромагнитного сердечника. Показано, что такой датчик позволяет бесконтактно измерять электропроводность, магнитную проницаемость и геометрические параметры металлических изделий.

Ключевые слова: электромагнитный преобразователь; пространственно-периодическая структура электромагнитного поля; электропроводность; магнитная проницаемость.

ELECTROMAGNETIC TRANSDUCER WITH SPATIALLY-PERIODICAL FIELD STRUCTURE FOR MULTI-PARAMETER INSPECTION SYSTEMS

B. GORKUNOV^{1*}, E. BORISENKO¹, SHAIWAN TAMER¹, SHAHIN ISSAM²

¹ department of information-measuring technologies and systems, NTU "KhPI", Kharkiv, UKRAINE

² rector assistant, NTU "KhPI", Kharkiv, UKRAINE

ABSTRACT This paper considers the problem of providing the optimal operating mode of induction units, for which it is necessary to ensure the matching of the frequency converter and, its complex load – inductor. A peculiarity of the system "inductor-heated object" is the dependence of its resonant frequency, Q-factor and impedance on the conductivity and permeability of this object, which, in turn, are functions of temperature. The most dramatic changes in specified parameters are taking place when the heated object is ferromagnetic material and its temperature goes up through Curie point. The purpose of the report is to study the possibility of using eddy current transducers with a spatially periodic field structure to monitor the parameters of a heated sample. Eddy current transducers are widely used in measurement and non-destructive testing in flaw detection, material structure research, coating thickness determination, and for other tasks. The paper proposes a transducer model with spatially periodic structure of the electromagnetic field, using which one can place the measuring windings so that the output signal of the converter would contain information about the parameters of several harmonics. In this case, the amplitude and phase of each spatial harmonic is to be considered an independent informative parameter. The result of the research is an algorithm providing contactless measurement of the conductivity, magnetic permeability and diameter of a cylindrical sample, which is based on the values of amplitudes and phases of spatial harmonics obtained by calculation. Transducer that follows certain requirements to the design can be used at high temperatures and in the zone of strong electromagnetic fields.

Keywords: electromagnetic transducer; spatially-periodical structure of the electromagnetic field; conductivity; magnetic permeability.

Введение

Индукционные установки находят широкое применение при термообработке металлов, для нагрева теплоносителей и в других сферах. При проектировании таких установок для обеспечения оптимального режима их работы следует наилучшим образом согласовать электрические параметры преобразователя частоты и индуктора, являющегося его активно-индуктивной комплексной нагрузкой. Особенностью системы индуктор–нагреваемый объект является зависимость ее параметров – резонансной частоты, добротности, импеданса – от удельной проводимости σ и удельной магнитной проницаемости μ этого объекта, которые, в свою

очередь, являются функциями температуры [1,2]. Наиболее резкие изменения в указанных параметрах происходят, когда нагретый объект является ферромагнитным материалом, и его температура проходит через точку Кюри [3]. Поэтому, для обеспечения правильности техпроцесса в соответствии с текущими значениями указанных параметров, как правило, регулируют частоту тока возбуждения индуктора. В итоге возникает задача непосредственного определения параметров σ и μ , либо их косвенное определение по температуре при известных законах $\sigma = f(T)$ и $\mu = f(T)$. Причем, желательно, чтобы метод был бесконтактным, поскольку температуры нагреваемого объекта могут

быть высокими, и он может перемещаться при нагреве [4].

Среди конкурирующих методов неразрушающего контроля (НК) можно перечислить электропотенциальный, вихрекомагнитный и многочастотный вихрековый [5-7]. Электропотенциальный метод осложнен необходимостью воздействия значительными токами (до десятков кА), вихрекомагнитный требует достаточно точной подстройки тока подмагничивания для работы с конкретным материалом. При многочастотном вихрековом методе следует учитывать то, что при изменении частоты максимальная плотность тока будет смещаться в другой слой, где в силу структурной неоднородности свойства материала могут отличаться, также существенным может оказаться влияние скин-эффекта.

Таким образом, универсальность метода вихрекового контроля обуславливает необходимость проработки математического описания картины электромагнитного поля, возникающего в системе «вихрековый преобразователь – исследуемый объект». Наличие такой модели способствует решению задачи идентификации неизвестного объекта по реакции на его появление электромагнитного поля.

Измерительные преобразователи, работающие на вихревых токах, широко применяются в технике измерений и неразрушающем контроле при дефектоскопии, исследовании структуры материала, определении толщин покрытий, определения температуры металлов и для других задач.

Цель работы

Дальнейшим развитием метода является разработка подхода для решения обратной задачи, которая заключается в идентификации параметров контролируемого объекта путем измерения параметров электромагнитного поля с пространственно-периодической структурой, изменяющихся при помещении в него этого объекта.

В данной публикации рассматривается задача контроля электромагнитных параметров металлических изделий, являющихся составной частью электромагнитной системы индукционных установок.

Изложение основного материала

В основу вихрекового метода НК положен анализ электромагнитного поля, создаваемого вихревыми токами, протекающими в контролируемом металлическом объекте. Физически, вихрековый преобразователь (ВП) с пространственно-периодической структурой электромагнитного поля представляет собой генераторный датчик трансформаторного типа с одной обмоткой

возбуждения и несколькими измерительными обмотками. Особенностью ВК является возможность его применения при многопараметровом контроле, а именно такой подход зачастую является единственным, который может обнаружить напряженно-деформированное состояние, либо идентифицировать тип материала исследуемого металлического объекта. В качестве параметров контролируемого объекта принимают его удельную проводимость σ , относительную магнитную проницаемость μ , геометрические размеры. Также контролю может подлежать состояние структуры материала объекта, при исследовании напряжений и деформаций.

При решении задач многопараметрового контроля для расширения количества контролируемых параметров изделия удобно применить модель пространственно-периодической структуры поля. Имея такую модель, измерительные обмотки могут быть размещены таким образом, чтобы можно было получить информацию о параметрах нескольких гармоник. При этом амплитуда и фаза каждой пространственной гармоники является, в общем случае, независимым информативным параметром.

В индукционных установках нагреваемый металлический объект может иметь формы цилиндра, листа и прочие. Рассмотрим случай, когда объект является цилиндрическим, поскольку это позволяет нагляднее проиллюстрировать решение прямой и обратной задачи с использованием алгоритма построения пространственно-периодического поля.

Пусть имеется (рис. 1), ферромагнитный цилиндр b радиуса a , который находится в электромагнитном поле, создаваемом возбуждающим проводником (ВП) l , расположенном от оси образца на расстоянии d .

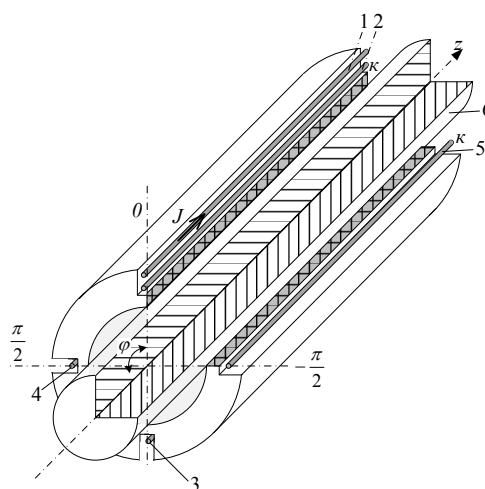


Рис. 1 – Взаимное расположение металлического цилиндра, измерительного и возбуждающего проводника

По проводнику l в направлении, совпадающим с положительным направлением оси z , течет синусоидальный ток, плотностью J . Продольная ось z образца является центром окружности радиуса r ($r=d$), по которой расположены измерительные проводники (ИП) 2, 3, 4, 5. Положение каждой из обмоток описывается угловой координатой φ , отсчитываемой от обмотки 1.

Для такой пространственной модели в [8, 9] были получены выражения для r -й и φ -й компоненты напряженности магнитного поля внутри и вне цилиндрического изделия, позволяющие представить его составляющие в виде разложения в ряды Фурье по пространственным гармоникам с учетом угловой полуширины полюса (обмотки с током) γ :

$$\begin{aligned} H_r(r, \varphi, t) &= e^{i\omega t} j \sum_n \frac{\sin(n\gamma)}{n\gamma} f_n(r) \sin(n\varphi) \\ H_\varphi(r, \varphi, t) &= e^{i\omega t} j \sum_n \frac{\sin(n\gamma)}{n\gamma} g_n(r) \cos(n\varphi), \end{aligned} \quad (1)$$

где n – номер пространственной гармоники; $\omega = 2\pi f$ – частота зондирующего поля; f_n и g_n – функции распределения \sin и \cos составляющих соответствующих пространственных гармоник электромагнитного поля

При рассмотрении первых двух гармоник ряда, пространственная картина поля с указанием расположения измерительных и возбуждающих проводников показана на рис. 2.

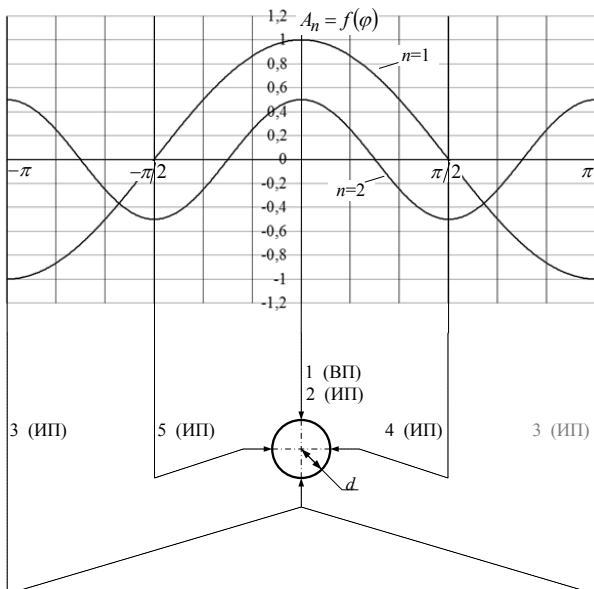


Рис. 2 – Первая и вторая пространственная гармоники электромагнитного поля

Для получения амплитуд пространственных гармоник производят процедуру измерений без

образца. Для выделения амплитуды E_{10} первой пространственной гармоники измерительные проводники 2 и 3 подключает последовательно и встречно; для второй пространственной гармоники E_{20} измерительные проводники 4 и 5 подключает последовательно и согласно. Затем в вихретоковый преобразователь помещают образец, по описанному выше алгоритму вновь определяют амплитуды пространственных гармоник E_1 и E_2 , а фазометром измеряют угол первой пространственной гармоники относительно тока ВП. При этом, ток J в ВП с образцом и без него должен оставаться неизменным.

Далее определяют нормированные амплитуды первой и второй гармоники как отношения $A_1 = \frac{E_1}{E_{10}}$,

$$A_2 = \frac{E_2}{E_{20}}.$$

Для определения параметров образца необходимо получить теоретические зависимости для первой и второй пространственных гармоник [10, 11]. Система уравнений (1) имеет решения для функций f_n и g_n , которые после выделения действительной и мнимой части функций Бесселя, с помощью функций Кельвина *ber* *bei* позволяют получить выражения для амплитуд и фаз i -й пространственной гармоники. Для практического применения целесообразно осуществить нормировку выражений для ЭДС в случае наличия контролируемого изделия к ЭДС в случае отсутствия контролируемого изделия, которая определяется как $E_{n0} = -4,44 f \mu_0 \frac{J \sin(n\gamma)}{\pi n \gamma}$, где f –

частота тока, питающего обмотку возбуждения. В результате могут быть получены выражения для нормированной амплитуды n -й пространственной гармоники

$$A_n = \left(\frac{a}{d}\right)^n \sqrt{(\text{Re}(f_n))^2 + (\text{Im}(f_n))^2} \quad (2)$$

и ее фазы

$$\text{tg}(\Phi_n) = \frac{\text{Im}(f_n)}{\text{Re}(f_n)}, \quad (3)$$

где

$$\begin{aligned} \text{Re } f_n &= \frac{a_n^{(+)}(\mu a_n^{(+)} + a_n^{(-)}) + b_n^{(+)}(\mu b_n^{(+)} + b_n^{(-)})}{(\mu a_n^{(+)} + a_n^{(-)})^2 + (\mu b_n^{(+)} + b_n^{(-)})^2} \\ \text{Im } f_n &= \frac{-a_n^{(+)}(\mu b_n^{(+)} + b_n^{(-)}) + b_n^{(+)}(\mu a_n^{(+)} + a_n^{(-)})}{(\mu a_n^{(+)} + a_n^{(-)})^2 + (\mu b_n^{(+)} + b_n^{(-)})^2} \end{aligned}$$

$$a_n^{(+)} = \text{ber}_{n-1} x + \text{ber}_{n+1} x; \quad a_n^{(-)} = \text{ber}_{n-1} x - \text{ber}_{n+1} x;$$

$$b_n^{(+)} = \text{bei}_{n-1} x + \text{bei}_{n+1} x; \quad b_n^{(-)} = \text{bei}_{n-1} x - \text{bei}_{n+1} x.$$

При составлении данных выражений была введена переменная x , которая является функцией исходных величин.

$$x = a\sqrt{\mu_0\mu\sigma\omega}. \quad (4)$$

Применение универсальных функций позволяет решить обратную задачу определения электромагнитных и геометрических параметров исследуемого образца.

При появлении дефекта или структурного изменения в зоне контроля благодаря измерению нескольких параметров – амплитуд и фаз пространственных гармоник – его обнаружение может быть осуществлено с большей достоверностью.

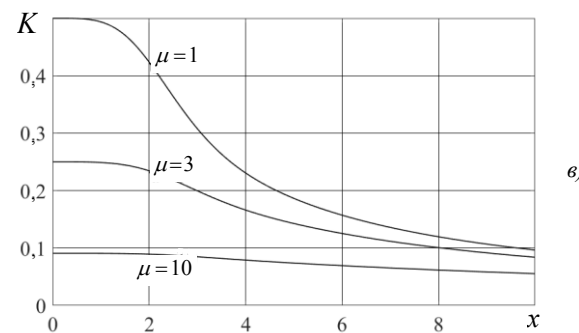
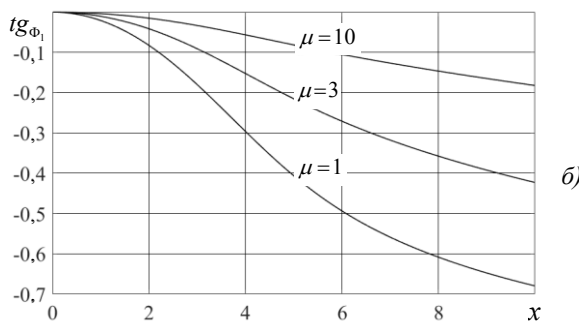
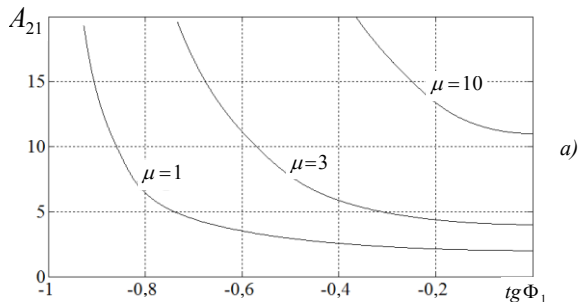


Рис. 3 – Теоретические зависимости для определения параметров образца

Обсуждение результатов

Алгоритм решения обратной задачи состоит в следующем. Зная пространственно-периодическую структуру поля (см. рис. 2) измерительные и возбуждающую обмотки располагают таким образом, что в выходном сигнале возможно выделить амплитуды первой и второй гармоники, а также фазу первой гармоники. Пронормировав эти амплитуды

получим значения, которые позволяют получить значения универсальной функции преобразователя

$$A_{21} = \frac{A_2}{(A_1)^2}.$$

Используя известные [8, 9] теоретические зависимости $A_{21} = f(\text{tg}\Phi_1)$ (рис. 3а) по измеренным значениям A_2 , A_1 и $\text{tg}\Phi_1$ определяем значение магнитной проницаемости μ .

Используя известные теоретические зависимости $\text{tg}\Phi_1 = f(x)$ (рис. 3б) по измеренному ранее значению $\text{tg}\Phi_1$ и определенной на предыдущем этапе магнитной проницаемости μ_r определяем значение функции x . В ряде случаев диаметр a исследуемого образца может быть известен неточно, тогда для определения σ необходимо вначале найти диаметр образца. Сделать это можно пользуясь известными теоретическими зависимостями

$$K = f(x), \text{ (рис. 3в) из выражения } a = A_1 \frac{d}{K}.$$

После чего из выражения $\sigma = \frac{x^2}{a^2 \mu_0 \mu_r}$ можно определить значение удельной проводимости, что в совокупности со значением магнитной проницаемости, позволит достаточно полно характеризовать структуру исследуемого образца.

Выводы

Рассмотренные в работе алгоритм выполнения измерений и конструкция преобразователя позволяют определить геометрические и электромагнитные параметры образца, помещенного в поле индукционной установки. Для обеспечения работоспособности обмоток преобразователя в сильных полях и при высоких температурах намотку следует выполнять тонким проводом из жаропрочного сплава. При воздействии полей индукционной установки обмотки преобразователя должны быть разомкнутыми, чтобы избежать их разрушения. При измерениях индуктор следует отключить, на время выполнения измерений и подать в ВП ток возбуждения фиксированной частоты. В виду малости этого времени включение описанного электромагнитного преобразователя в конструкцию индукционной установки существенно на ее функционирование не повлияет.

Преимуществом предложенного алгоритма и устройства является возможность одновременного измерения трех параметров изделия и позволяет бесконтактно осуществить экспресс-анализ цилиндрического изделия без его разрушения, что особо важно при значительных размерах изделия и его высокой температуре.

В зависимости от конструктивных особенностей конкретной индукционной установки и возможностей размещения ВП и ИП описанный

алгоритм может быть модифицирован с целью определения характеристик (амплитуд и фаз) пространственных гармоник других порядков.

Список литературы

- Cedillo, E.** An apparatus for the measurement of initial magnetic permeability as a function of temperature / **E. Cedillo, J. Ocampo, V. Rivera, R. Valenzuela** // *J. of Physics E: Scientific Instruments*. – 1980 – **13**. – 383-386. – doi: 10.1088/0022-3735/13/4/005.
- Клюев, В. В.** Измерения, контроль, испытания и диагностика / **В. В. Клюев**. – Москва: Машиностроение, 1996. – 464 с.
- Wu, T. H., Wei, P. S.** Curie temperature effects on resistance spot welding. *J. Microsystems, Packaging, Assembly and Circuits Technology Conference (IMPACT)*, 2011, 179–183, doi: 10.1109/IMPACT.2011.6117206.
- Сухоруков, В. В.** Неразрушающий контроль. В 5 кн. Кн. 3. Электромагнитный контроль / **В. В. Сухоруков**. – Москва: Высшая школа, 1992. – 312 с.
- Неразрушающий контроль: Справочник: В 7 т. / Под общ. ред. **В. В. Клюева**. Т.2: В 2 кн. – Москва: Машиностроение, 2003. – 688 с.
- Büyükoztürk, O.** Nondestructive Testing of Materials and Structures / **Oral Büyükoztürk, Mehmet Ali Taşdemir** / *Vol. 6 of RILEM Bookseries*. – 2012. – 1278 pp. – doi: 10.1007/978-94-007-0723-8.
- Горкунов, Б. М.** Вихретоковый двухпараметровый контроль ферромагнитных цилиндрических изделий / **Б. М. Горкунов, И. В. Тюпа** // *Вестник НТУ "ХПИ"*, Харьков. – № 5. – 2004. – С. 93-99.
- Горкунов, Б. М.** Многопараметровый электромагнитный контроль токопроводов в пространственнопериодических полях / **Б. М. Горкунов, А. А. Тищенко, И. Б. Горкунова** // *Актуальні проблеми автоматики і приладобудування*. – Харків: НТУ "ХПИ". – 2014. – С. 39-40.
- А. С. 1287067 (СССР) Способ бесконтактного измерения параметров цилиндрических проводящих изделий / **Б. М. Горкунов, С. С. Романов, В. П. Себко**. – Опубл. в Б.И., 1987, № 4.
- Ландау, Л. Д.** Электродинамика сплошных сред / **Л. Д. Ландау, Е. М. Лившиц**. – Москва: Гос. Издательство физико-математической литературы, 1959. – 532 с.
- Справочник по специальным функциям с формулами, графиками и математическими таблицами / Под ред. **М. Абрмовица, М. Стиган**. – Москва: Наука, 1979. – 452 с.
- Cedillo, E., Ocampo, J., Rivera, V., Valenzuela, R.** An apparatus for the measurement of initial magnetic permeability as a function of temperature. *J. of Physics E: Scientific Instruments*, 1980, **13**, 383–386, doi: 10.1088/0022-3735/13/4/005.
- Klyuev, V. V.** Izmereniya, kontrol, ispytaniya i diagnostika [Measurement, control, testing and diagnostics], Moskwa, Mashinostroenie, 1996, 464.
- Wu, T. H., Wei, P. S.** Curie temperature effects on resistance spot welding. *J. Microsystems, Packaging, Assembly and Circuits Technology Conference (IMPACT)*, 2011, 179–183, doi: 10.1109/IMPACT.2011.6117206.
- Suhorukov, V. V.** Nerazrushayuschiy kontrol. V 5 kn. Kn. 3. Elektromagnitnyy kontrol [Non-destructive testing. 3. Electromagnetic testing], Moskwa, Vysshaya shkola, 1992, 312.
- Nerazrushayuschiy kontrol: Spravochnik [Non-destructive testing. Handbook]: Pod obsch. red. **V. V. Klyueva**. T.2. [In 7 Vol. Ed. **V.V. Klyuev**. 2], Moskwa: Mashinostroenie, 2003, 688.
- Büyükoztürk, Oral, Taşdemir, Mehmet Ali.** Nondestructive Testing of Materials and Structures, Vol. 6 of RILEM Bookseries, 2012, 1278, doi: 10.1007/978-94-007-0723-8.
- Gorkunov, B. M., Tyupa, I. V.** Vihretokovyiy dvuhparametrovyiy kontrol ferromagnitnyih tsilindricheskikh izdeliy [Eddy-current two-parameter testing of ferromagnetic cylindrical bodies]. *Vesnik NTU "KhPI"*, Kharkov, 5, 2004, 93-99.
- Gorkunov, B. M., Tischenko, A. A., Gorkunova, I. B.** Mnogoparametrovyiy elektromagnitnyiy kontrol tokoprovodov v prostranstvennoperiodicheskikh polyah [Multi-parameter electromagnetic testing of current conductors in spatially-periodical fields]. *Aktualni problemi avtomatiki i priladobuduvannya*, Kharkiv: NTU "KhPI", 2014, 39-40.
- A.S. 1287067 (SSSR) Sposob beskontaktnogo izmereniya parametrov tsilindricheskikh provodyaschiy izdeliy [Method for contactless measurement of parameters of cylindrical bodies] / **B.M. Gorkunov, S.S. Romanov, V. P. Sebko, I.**, 1987, 4.
- Landau, L. D., Livshits, E. M.** Electrodynamics of continuous environments, Moskwa, Gos. izdatelstvo fiziko-matematicheskoy literaturyi, 1959, 532.
- Spravochnik po spetsialnyim funktsiyam s formulami, grafikami i matematicheskimi tablitsami* [Handbook for special functions with formulas, graphs and math tables] / Pod red. **M. Abrmovitsa, M. Stigan**, Moskwa, Nauka, 1979, 452.

Bibliography (transliterated)

Сведения об авторах (About authors)

Горкунов Борис Митрофанович – доктор технических наук, профессор, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», профессор кафедры информационно-измерительных технологий и систем, г. Харьков, Украина; e-mail: gorkunov@kpi.kharkov.ua.

Gorkunov Boris – DSc, Professor, information-measuring technologies and systems department, National technical university “Kharkiv polytechnic institute”, Kharkiv, Ukraine, e-mail: gorkunov@kpi.kharkov.ua.

Борисенко Евгений Анатольевич – кандидат технических наук, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», доцент кафедры информационно-измерительных технологий и систем, г. Харьков, Украина; e-mail: 4borisea@gmail.com.

Borisenko Eugene – PhD, docent at information-measuring technologies and systems department, National technical university “Kharkiv polytechnic institute”, Kharkiv, Ukraine, e-mail: 4borisea@gmail.com.

Шибан Тамер – Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», аспирант кафедры информационно-измерительных технологий и систем, г. Харьков, Украина.

Shaiban Tamer – post-graduate student at information-measuring technologies and systems department, National technical university “Kharkiv polytechnic institute”, Kharkiv, Ukraine.

Шахин Иссам – кандидат технических наук, доцент, помощник ректора, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», г. Харьков, Украина.

Shahin Issam – Ph.D., Associate Professor, Assistant Rector, National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", Kharkiv, Ukraine.

Пожалуйста, ссылайтесь на эту статью следующим образом:

Горкунов, Б. М. Электромагнитный преобразователь с пространственно-периодическим полем для систем многопараметрового контроля / **Б. М. Горкунов, Е. А. Борисенко, Шибан Тамер, Шахин Иссам** // *Вестник НТУ «ХПИ», Серия: Новые решения в современных технологиях.* – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 80-85. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.12.

Please cite this article as:

Gorkunov, B., Borisenko, E., Shaiban, Tamer, Shahin, Issam. Electromagnetic transducer with spatially-periodical field structure for multi-parameter inspection systems. *Bulletin of NTU "KhPI". Series: New solutions in modern technologies.* – Kharkiv: NTU "KhPI", 2018, **26** (1302), 1, 80-85, doi:10.20998/2413-4295.2018.26.12.

Будь ласка, посилайтесь на цю статтю наступним чином:

Горкунов, Б. М. Электромагнітний перетворювач з просторово-періодичним полем для систем багатопараметрового контролю / **Б. М. Горкунов, Є. А. Борисенко, Шибан Тамер, Шахін Иссам** // *Вісник НТУ «ХПІ», Серія: Нові рішення в сучасних технологіях.* – Харків: НТУ «ХПІ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 80-85. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.12.

АНОТАЦІЯ У роботі розглянута проблема контролю параметрів металевих виробів при впливі на них електромагнітного поля індукційних установок. Якість датчика розглянуто електромагнітний перетворювач з просторово-періодичною структурою поля, що представляє собою соленоїд на немагнітному полімерному каркасі з контрольованим об'єктом у формі протяжного циліндричного феромагнітного сердечника. Показано, що такий датчик дозволяє безконтактно вимірювати електропровідність, магнітну проникність і геометричні параметри металевих виробів.

Ключові слова: електромагнітний перетворювач; просторово-періодична структура електромагнітного поля; електропровідність; магнітна проникність.

Поступила (received) 01.07.2018

УДК 615.47

doi:10.20998/2413-4295.2018.26.13

ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ОБОСНОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ СОЗДАНИЯ УНИВЕРСАЛЬНОГО НИЗКОЧАСТОТНОГО ГЕНЕРАТОРА СИГНАЛОВ ДЛЯ ЭЛЕКТРОТЕРАПИИ

А. В. КИПЕНСКИЙ*, Е. И. КОРОЛЬ

кафедра промышленной и биомедицинской электроники Национального технического университета «Харьковский политехнический институт», г. Харьков, УКРАИНА

*email: kavkpi@ukr.net

АННОТАЦИЯ Известно, что разнообразие лечебных эффектов в электротерапии достигается за счет варьирования амплитудно-частотно-временных параметров электрического тока или электромагнитного поля. Формирование сигналов в электротерапевтических аппаратах осуществляется генераторами с различными времязадающими цепями. Старение элементов таких цепей и влияние на них внешней среды приводит к нестабильности параметров формируемого сигнала. В работе на теоретическом уровне показана возможность создания с помощью средств микропроцессорной техники универсального низкочастотного генератора сигналов для различных методов электротерапии.

Ключевые слова: электротерапия; лечебный эффект; генератор электротерапевтических сигналов; модуляция; управляющее воздействие; микроконтроллер; синусоидальные модулированные токи.

THEORETICAL SUBSTANTIATION OF THE POSSIBILITY OF CREATING A UNIVERSAL LOW-FREQUENCY GENERATOR SIGNALS FOR ELECTROTHERAPY

A. KIPENSKYI, E. KOROL

Department of Industrial and Biomedical Electronics, National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", Kharkiv, UKRAINE

ABSTRACT It is known that a multiplicity of therapeutic effects in electrotherapy is achieved by varying the amplitude-frequency-time parameters of the electric current or electromagnetic field. The formation of signals in electrotherapeutic apparatus is carried out by generators with different time-setting circuits. The aging of the elements of such chains and the influence of external environment on them leads to instability of the signal parameters that is formed. The aim of the work is to try to theoretically substantiate the possibility of creating a universal low-frequency signal generator with the help of microprocessor technology for various electrotherapy methods. At the same time, low-frequency electrotherapeutic signals are generated to produce a wide range of therapeutic effects by using various types of modulation of harmonic signals. The process of signal modulation for electrotherapy itself is regarded as a periodic transition of a signal from one stationary state that is characterized by a certain set of parameters to another stationary state with a change in the characteristic parameters of the signal according to a linear or nonlinear law. As an example, the order of formation of sinusoidal modulated signals, which has been used in amplipulse therapy in recent years, is shown. Practical implementation of the universal low-frequency generator of electrotherapeutic signals will allow to optimize parameters of influence for increasing the efficiency of therapeutic application of electromagnetic energy.

Keywords: electrotherapy; therapeutic effect; generator of electrotherapeutic signals; modulation; control action; microcontroller; sinusoidal modulated currents.

Введение

В электротерапии дозированное воздействие электромагнитной энергией на тело человека осуществляется с целью вызвать желаемые сдвиги в его организме, т.е. осуществить перестройку паталогического процесса в сторону нормализации. Электротерапевтические аппараты, применяемые в медицинской практике для проведения лечебных процедур, принято классифицировать по используемой части спектра электромагнитных колебаний [1]. Среди всех таких аппаратов значительное распространение получили так называемые низкочастотные электротерапевтические аппараты, хотя, справедливости ради, следует

отметить, что в медицине разделение аппаратов на низкочастотные и высокочастотные – весьма условно.

В низкочастотной электротерапии (НЧЭТ) воздействие на человека оказывают как ток, так и поле. Среди методов и аппаратов, воздействующих током, выделяют три группы по виду тока: постоянный, переменный и импульсный. Аппараты, воздействующие полем, также делятся на три группы в зависимости от вида поля (постоянное, переменное или импульсное) с уточнением используемой составляющей поля индукции (электрическая или магнитная).

Большое разнообразие форм сигналов, формируемых электротерапевтическими аппаратами для воздействия током или полем, позволяет получать

различные терапевтические эффекты [2-4]:

– противовоспалительный, лимфоденирующий, гипоалгезирующий, седативный (на аноде), сосудорасширяющий, миорелаксирующий, секреторный (на катоде) – в методе гальванизации (воздействие постоянным током силой до 50 мА);

– снотворный, седативный, спазмолитический, секреторный – в методе электросонотерапии (воздействие импульсным током прямоугольной формы (иногда с дополнительной постоянной составляющей) с частотой от 5 до 160 Гц, длительностью 0,2–0,5 мс и амплитудой до 10 мА);

– мионейростимулирующий, трофостимулирующий, сосудорасширяющий, катаболический – в методе электростимуляции (воздействие импульсами тока различной формы с достаточно широким диапазоном регулирования частоты следования, длительности и амплитуды импульсов);

– мионейростимулирующий, анальгетический, сосудорасширяющий, трофостимулирующий – в методе диадинамотерапии (воздействие т.н. диадинамическими токами (токами Бернара), представляющими собой комбинации импульсов с синусоидальным фронтом и экспоненциальным срезом, которые следуют с частотой 50 или 100 Гц и имеют амплитуду до 20 мА);

– нейромистимулирующий, анальгетический, сосудорасширяющий, трофический – в методе амплипульстерапии (воздействие синусоидальными модулированными токами с несущей частотой от 2 до 10 кГц, частотой амплитудной модуляции до 150 Гц и силой тока до 50 мА);

– сосудорасширяющий, катаболический, лимфоденирующий, трофостимулирующий, гипокоагулирующий, гипотензивный – в методе низкочастотной магнитотерапии (воздействие магнитным полем различной формы (переменное, пульсирующее, бегущее, вращающееся) с частотой от 0,125 до 1000 Гц).

Перечень лечебных эффектов низкочастотной электротерапии можно было бы продолжить, но из приведенного выше уже становится совершенно очевидно, что варьируя форму тока или поля, их частоту и амплитуду можно обеспечить именно тот эффект, который наиболее подходит для лечения пациента при наличии у него того или иного заболевания.

Для формирования сигналов в электротерапевтических аппаратах обычно применяются генераторы с кварцевыми резонаторами, блокинг-генераторы, LC-генераторы, RC-генераторы, генераторы на туннельных диодах и др. В отдельных случаях для получения импульсов требуемой формы используют дополнительные интегрирующие или дифференцирующие цепи. Общим недостатком большинства из указанных генераторов является невысокая стабильность параметров формируемого сигнала, обусловленная старением элементов генератора и влиянием на них окружающей среды [5,6].

Тем не менее, такие генераторы находят широкое применение в электротерапевтических аппаратах, где для расширения функциональных возможностей аппарата их используют даже по несколько штук.

Цель работы

Цель работы состоит в попытке теоретического обоснования возможности создания универсального низкочастотного генератора электрических сигналов для широкого спектра методов электротерапии.

Изложение основного материала

Предварительные исследования показали, что многие из сигналов для НЧЭТ могут быть получены из гармонического сигнала путем его модуляции по различным законам. При этом наиболее целесообразно использовать частотную модуляцию, амплитудную и амплитудно-импульсную. Процесс модуляции, в данном случае, можно рассматривать как периодический переход сигнала от одного стационарного (квазистационарного для гармонического сигнала) состояния, которое характеризуется определенным набором параметров сигнала, к другому стационарному (квазистационарному) состоянию с изменением характерных параметров сигнала по линейному или нелинейному закону.

Функциональная схема универсального генератора сигналов для НЧЭТ приведена на рис. 1. Здесь сигнал $u_{ГТК}$ генератора гармонических колебаний (ГТК), который характеризуется амплитудой $U_{mГТК}$ и частотой $f_{ГТК}$ описывается выражением

$$u_{ГТК}(t) = U_{mГТК} \cos(2\pi f_{ГТК} t). \quad (1)$$

Частотный модулятор под воздействием первого формирователя управляющего воздействия обеспечивает частотную модуляцию сигнала ГТК в соответствии с выражением

$$u_{ЧМ}(t) = U_{mГТК} \cos(2k_{ЧМ} \pi f_{ГТК} t), \quad (2)$$

где $k_{ЧМ}$ – коэффициент частотной модуляции, значение которого является функцией первого управляющего воздействия $u_{У1}$. В простейшем случае

$$k_{ЧМ} = k_1 u_{У1}, \quad (3)$$

где k_1 – единичный коэффициент согласования (1/В), а $u_{У1}$ может изменяться в диапазоне от 0 до 1 В. Очевидно, что при $u_{У1} = 0$ на выходе частотного модулятора будет формироваться постоянный сигнал с уровнем $U_{mГТК}$.

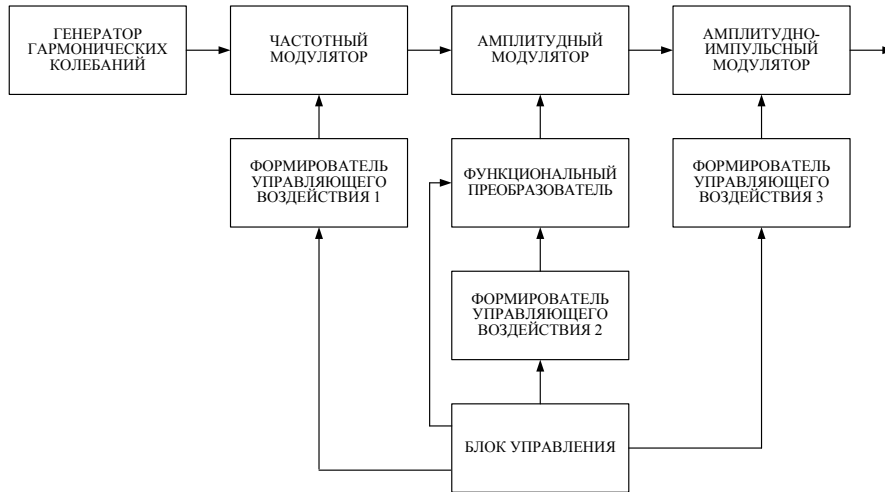


Рис. 1 – Функциональная схема универсального генератора сигналов для низкочастотной электротерапии

Амплитудный модулятор под влиянием управляющего воздействия второго формирователя, которое может быть преобразовано функциональным преобразователем [7], обеспечивает амплитудную модуляцию выходного сигнала частотного модулятора в соответствии с выражением

$$u_{AM}(t) = F(u_2) \cdot U_{mГТК} \cos(2k_{чм} \pi f_{ГТК} t), \quad (4)$$

где $F(u_2)$ – функция преобразования второго управляющего воздействия u_2 , которое может изменяться в диапазоне от -1 В до $+1$ В.

Амплитудно-импульсный модулятор позволяет чередовать терапевтические сигналы (гармонические колебания или импульсные последовательности с заданными значениями характерных параметров) с паузами, что необходимо для отдыха тканей или органов, подлежащих электротерапевтическому воздействию. В простейшем случае выражение для выходного сигнала амплитудно-импульсного модулятора может быть представлено в виде

$$u_{AIM}(t) = \begin{cases} k_{AIM} u_{AM}(t), & \text{если } t_i < t \leq t_j, \\ 0, & \text{если } t_j < t \leq t_k, \end{cases} \quad (5)$$

где k_{AIM} – коэффициент амплитудно-импульсной модуляции, значение которого является функцией третьего управляющего воздействия u_{y3} , и в простейшем случае может определяться выражением

$$k_{AIM} = k_3 u_{y3}, \quad (6)$$

k_3 – единичный коэффициент согласования (1/В), а u_{y3} может изменяться в диапазоне от 0 до 1 В; $t_j - t_i = \tau_c$ – длительность терапевтического сигнала,

$t_k - t_j = \tau_п$ – продолжительность паузы.

С учетом изложенного, управляющее воздействие $u_{yp}(t)$ любого из трех формирователей может быть представлено двумя-тремя стационарными участками (с заданными значениями управляющего воздействия и длительностями) и соответственно двумя-тремя переходными участками с заданными продолжительностями. При необходимости количество участков может быть увеличено. Изменение управляющего воздействия с тремя стационарными участками в пределах периода повторения T_{yp} показано на рис. 2.

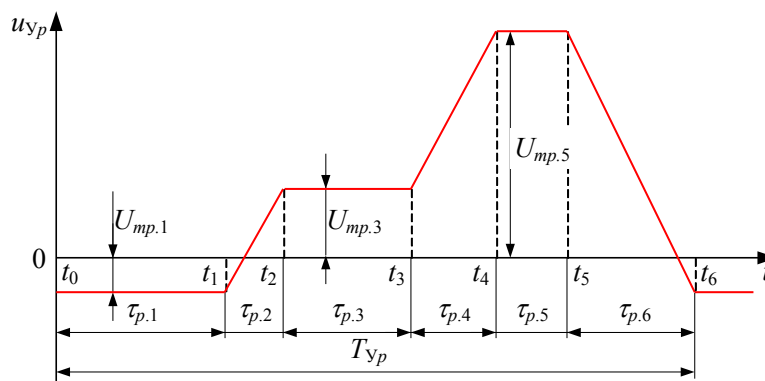


Рис. 2 – Характер изменения управляющего воздействия

Длительности стационарных и переходных участков управляющего воздействия удобнее всего задавать, как соответствующие части периода повторения T_{yp}

$$\tau_{p,q} = k_{Tp,q} T_{yp}, \quad (7)$$

$$u_{yp}(t) = \begin{cases} U_{mp,1}, & \text{если } t_0 < t \leq t_1, \\ U_{mp,1} + (U_{mp,3} - U_{mp,1}) \frac{t - k_{Tp,1} T_{yp}}{k_{Tp,2} T_{yp}}, & \text{если } t_1 < t \leq t_2, \\ U_{mp,3}, & \text{если } t_2 < t \leq t_3, \\ U_{mp,3} + (U_{mp,5} - U_{mp,3}) \frac{t - (k_{Tp,1} + k_{Tp,2} + k_{Tp,3}) T_{yp}}{k_{Tp,4} T_{yp}}, & \text{если } t_3 < t \leq t_4, \\ U_{mp,5}, & \text{если } t_4 < t \leq t_5, \\ U_{mp,5} - (U_{mp,5} - U_{mp,1}) \frac{t - (k_{Tp,1} + k_{Tp,2} + k_{Tp,3} + k_{Tp,4} + k_{Tp,5}) T_{yp}}{k_{Tp,6} T_{yp}}, & \text{если } t_5 < t \leq t_6, \end{cases} \quad (8)$$

где $k_{Tp,1} - k_{Tp,6}$ – коэффициенты пропорциональности, соответствующие длительностям временных интервалов $\tau_{p,1} - \tau_{p,6}$ (см. рис. 2 и выражение (7)).

В общем случае, характер изменения управляющего воздействия в универсальном генераторе может иметь и другие варианты, но при этом принцип записи выражений для них вполне понятен из (8).

Синхронизация процессов в универсальном генераторе сигналов для НЧЭТ, изменения значений характерных параметров управляющего воздействия, выбор функции преобразования и задание ее параметров осуществляется в блоке управления, для реализации которого наиболее целесообразно использовать микроконтроллеры.

Возможности предложенного генератора рассмотрим на примере формирования синусоидального модулированного тока СМТ 5, используемого в амплипульстерапии и представляющего собой гармонический сигнал с частотой, заданной в диапазоне от 2 до 10 кГц [2, 8]. При этом исходный гармонический сигнал на первом временном интервале $T_{I \text{ инт}}$ модулируется более низкочастотным гармоническим сигналом с частотой, выбираемой из диапазона от 1 до 150 Гц, а на втором интервале $T_{II \text{ инт}}$ модулируется гармоническим сигналом с частотой равной 150 Гц. Значение коэффициента модуляции в обоих случаях одинаково. После двух первых интервалов в периоде повторения $T_{СМТ5}$ следует пауза (третий временной интервал $T_{III \text{ инт}}$). Форма СМТ 5 (условно, без соблюдения масштабов) показана на рис. 3. Длительности временных интервалов СМТ 5 обычно составляют единицы секунд. Принято считать, что нейростимулирующее действие у СМТ 5 менее выражено, чем у СМТ 2 (серии амплитудно-модулированных колебаний, чередующихся с паузами), но преобладает трофическое действие и

где $k_{Tp,q}$ – коэффициент пропорциональности, значение которого может изменяться в диапазоне от 0 до 1.

q – номер участка на периоде повторения управляющего воздействия.

Выражение для управляющего воздействия, приведенного на рис. 2, имеет вид

мягкое возбуждающее действие по сравнению с СМТ 4 (серии амплитудно-модулированных колебаний с произвольной частотой модуляции, чередующихся с сериями амплитудно-модулированных колебаний с частотой модуляции 150 Гц).

Формировать ток СМТ 5 будем со следующими параметрами:

- частота несущих колебаний – $f_H = 2$ кГц;
- частота модулирующих колебаний на первом интервале – $f_{M1} = 100$ Гц;
- коэффициент амплитудной модуляции – $k_{AM} = 0,5$ или 50 %;
- длительность каждого из трех интервалов (см. рис. 3) – $T_{I \text{ инт}} = T_{II \text{ инт}} = T_{III \text{ инт}} = 1$ с.

Формирование несущего сигнала с частотой f_H осуществляется генератором гармонических колебаний, частотным модулятором и первым формирователем управляющего воздействия (см. рис. 1). С учетом того, что частота несущего сигнала, не меняется на протяжении периода повторения $T_{СМТ5}$, первое управляющее воздействие можно представить одним участком с уровнем напряжения $U_{m1,1}$ и длительностью $\tau_{1,1}$ (см. рис. 2). Частотный модулятор в данном случае выполняет функцию простого делителя частоты с постоянным коэффициентом деления. При этом уровень напряжения $U_{m1,1}$ может быть определен следующим образом. Пусть частота выходного сигнала генератора гармонических колебаний $f_{ГГК} = 300$ кГц, что согласно Международному регламенту радиосвязи соответствует верхнему граничному значению низкочастотного диапазона спектра электромагнитных излучений [2]. С учетом выражений (1) и (2) значение коэффициента частотной модуляции можно определить как

$$k_{чм} = \frac{f_H}{f_{ГГК}}. \quad (9)$$

Далее, используя выражение (3), определим уровень напряжения на первом стационарном участке управляющего воздействия

$$U_{m1.1} = k_{чм} / k_1 = 2 / 300 = 0,00667 \text{ В.} \quad (10)$$

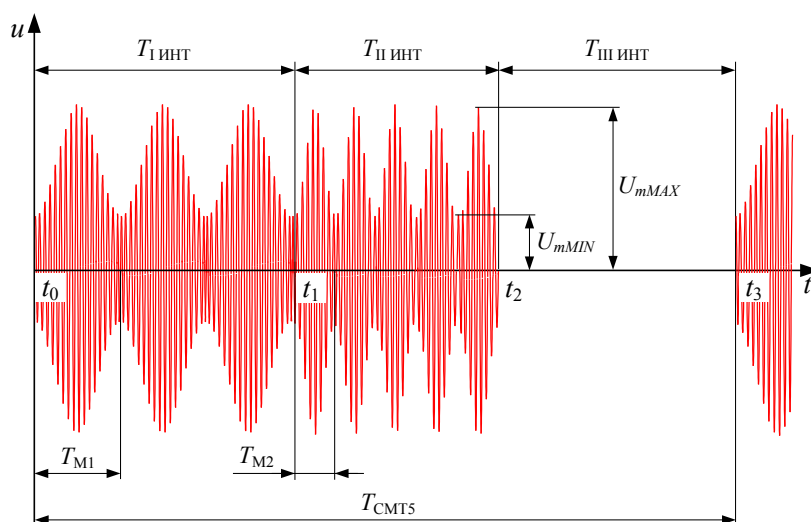


Рис. 3 – Синусоидальный модулированный ток СМТ5: T_{M1} – период модулирующего гармонического сигнала с произвольно выбранной частотой; T_{M2} – период модулирующего гармонического сигнала с частотой равной 150 Гц (коэффициент модуляции равен 0,5)

Уровни напряжений на третьем и пятом стационарных участках в первом управляющем воздействии можно не задавать.

Длительность первого участка $\tau_{1.1}$ первого управляющего воздействия будет равна периоду $T_{СМТ5}$ повторения СМТ5. Для рассматриваемого случая

$$\tau_{1.1} = T_{IИИТ} + T_{IIИИТ} + T_{IIIИИТ} = 3 \text{ с.} \quad (11)$$

В связи с тем, что длительности участков управляющего воздействия выше было предложено задавать как часть от периода повторения этого

воздействия, коэффициент пропорциональности для первого участка будет равен единице

$$k_{T1.1} = \tau_{1.1} / T_{Y1} = 1, \quad (12)$$

поскольку $T_{Y1} = T_{СМТ5} = T_{IИИТ} + T_{IIИИТ} + T_{IIIИИТ}$.

Коэффициенты пропорциональности для других пяти участков будут равны нулю. Результаты расчета характерных параметров первого управляющего воздействия u_{y1} сведены в табл. 1.

Таблица 1 – Характерные параметры управляющих воздействий* для формирования синусоидального модулированного тока СМТ5

Управляющее воздействие	Характерные параметры управляющих воздействий								
	$U_{mp.1}$	$U_{mp.3}$	$U_{mp.5}$	$k_{Tp.1}$	$k_{Tp.2}$	$k_{Tp.3}$	$k_{Tp.4}$	$k_{Tp.5}$	$k_{Tp.6}$
u_{y1}	0,00667	–	–	1	0	0	0	0	0
u_{y2}	$T_{IИИТ}$	0,333	1	–	0	0,5	0	0	0,5
	$T_{IIИИТ}$	0,333	1	–	0	0,5	0	0	0,5
u_{y3}	1	0	–	0,667	0	0,333	0	0	0

* p – номер управляющего воздействия; 1, 2, 3... – номера участков управляющего воздействия на периоде повторения

Амплитудная модуляция несущего сигнала в схеме универсального генератора (Рис. 1) осуществляется амплитудным модулятором, функциональным преобразователем и вторым формирователем управляющего воздействия. Синусоидальные модулированные токи для амплипульстерапии получают методом однотоновой амплитудной модуляции. При этом

выражение для модулирующего сигнала с частотой f_M должно иметь вид [9]

$$u_M(t) = 1 + k_{AM} \sin 2\pi f_M t, \quad (13)$$

где k_{AM} – коэффициент амплитудной модуляции, значение которого принято определять как

$$k_{AM} = \frac{U_{mMAX} - U_{mMIN}}{U_{mMAX} + U_{mMIN}}, \quad (14)$$

U_{mMAX} и U_{mMIN} – максимальное и минимальное значение амплитуд промодулированного сигнала (см. рис. 3).

Для формирования на входе амплитудного модулятора сигнала, соответствующего выражению (13), во втором управляющем воздействии достаточно иметь два переходных участка: $\tau_{2.2}$ – нарастающий (штрих-пунктирная прямая 1 на рис. 4) и $\tau_{2.6}$ – убывающий (штрих-пунктирная прямая 2 на рис. 4).

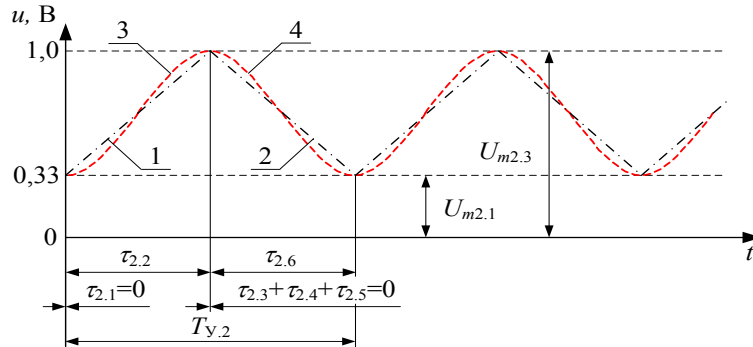


Рис. 4 – Формирование второго управляющего воздействия на втором интервале СМТ5

Уровень минимального напряжения $U_{m2.1}$ (в начале участка $\tau_{2.2}$ и в конце участка $\tau_{2.6}$) определим, задавшись $U_{m2.3} = 1$, из выражения (14) при известном значении коэффициента амплитудной модуляции (для рассматриваемого случая $k_{AM} = 0,5$)

$$U_{m2.1} = U_{m2.3} \frac{1 - k_{AM}}{1 + k_{AM}} = \frac{1 - 0,5}{1 + 0,5} = 0,333 \text{ В}. \quad (15)$$

С учетом того, что коэффициент амплитудной модуляции сигнала СМТ5 на первом и втором интервалах одинаков, уровни сигналов $U_{m2.1}$ и $U_{m2.3}$ будут неизменными на протяжении всего периода повторения $T_{СМТ5}$.

Выражения для второго управляющего воздействия в пределах его периода повторения будут иметь вид

$$u_{y2.2} = U_{m2.1} + (U_{m2.3} - U_{m2.1}) \frac{t}{\tau_{2.2}} \quad (16)$$

для переходного участка с длительностью $\tau_{2.2}$ и

$$u_{y2.6} = U_{m2.3} - (U_{m2.3} - U_{m2.1}) \frac{t - \tau_{2.2}}{\tau_{2.6}} \quad (17)$$

для переходного участка с длительностью $\tau_{2.6}$.

Длительности участков $\tau_{2.2}$ и $\tau_{2.6}$ в данном случае определяются с учетом значения частоты амплитудной модуляции несущего сигнала

$$\tau_{2.2} = \tau_{2.6} = \frac{1}{2f_{Mi}}. \quad (18)$$

Для первого интервала СМТ5 (см. рис. 3)

$$\tau_{2.2(I)} = \tau_{2.6(I)} = \frac{1}{2f_{Mi}} = \frac{1}{200} = 0,005 \text{ с} \quad (19)$$

и для второго интервала

$$\tau_{2.2(II)} = \tau_{2.6(II)} = \frac{1}{2f_{Mi}} = \frac{1}{300} = 0,00333 \text{ с}. \quad (20)$$

Период модуляции (он же период повторения второго управляющего воздействия) на первом интервале СМТ5 составляет

$$T_{Mi} = \frac{1}{f_{Mi}} = \frac{1}{100} = 0,01 \text{ с}, \quad (21)$$

а на втором и третьем интервалах

$$T_{Mi} = \frac{1}{f_{Mi}} = \frac{1}{150} = 0,00667 \text{ с}. \quad (22)$$

С учетом этого могут быть определены коэффициенты пропорциональности

$$k_{T2.2(I)} = k_{T2.6(I)} = \frac{\tau_{2.2(I)}}{T_{Mi}} = \frac{\tau_{2.6(I)}}{T_{Mi}} = \frac{0,005}{0,01} = 0,5 \quad (23)$$

для первого интервала СМТ5 и

$$k_{T2.2(II)} = k_{T2.6(II)} = \frac{\tau_{2.2(II)}}{T_{Mi}} = \frac{\tau_{2.6(II)}}{T_{Mi}} = \frac{0,00333}{0,00667} = 0,5 \quad (24)$$

и для второго интервала СМТ5.

Характерные параметры второго управляющего воздействия u_{y2} также сведены в табл.1.

В выражениях (16) и (17) множители $t/\tau_{2.2}$ и $(t - \tau_{2.2})/\tau_{2.6}$ свидетельствуют о линейном характере переходных участков. Для изменения характера переходных участков следует использовать функциональный преобразователь. При этом изменение управляющего воздействия на переходных участках может быть представлено универсальным выражением

$$u_{y2.2(6)} = U_{m2.1} + (U_{m2.3} - U_{m2.1}) \cdot F(t), \quad (25)$$

где $F(t)$ – функция преобразования управляющего воздействия на переходных участках.

Для придания модулирующему сигналу нужной формы (см. выражение (13)), управляющее воздействие на первом переходном участке $\tau_{2.2}$ преобразуется в соответствие с выражением

$$F_{2.2}(t) = \frac{1}{2} \left[1 - \cos \left(\pi \frac{t}{\tau_{2.2}} \right) \right], \quad (26)$$

а на втором переходном участке $\tau_{2.6}$ – в соответствие с выражением

$$F_{2.6}(t) = \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\pi \frac{t - \tau_{2.2}}{\tau_{2.6}} \right) \right], \quad (27)$$

В результате указанных преобразований сигнал на входе амплитудного модулятора будет соответствовать выражениям

$$u_{y2.2(PP)} = U_{m2.1} + \frac{1}{2} (U_{m2.3} - U_{m2.1}) \left[1 - \cos \left(\pi \frac{t}{\tau_{2.2}} \right) \right], \quad (28)$$

на первом переходном участке с длительностью $\tau_{2.2}$ (см. рис. 4, кривая 3) и

$$u_{y2.6(PP)} = U_{m2.1} + \frac{1}{2} (U_{m2.3} - U_{m2.1}) \left[1 + \cos \left(\pi \frac{t - \tau_{2.2}}{\tau_{2.6}} \right) \right], \quad (29)$$

на втором переходном участке $\tau_{2.6}$ (рис. 4, кривая 4).

Если в выражении (28) принять $t = 0$ (начальная точка периода повторения T_{y2}), а в выражении (29) – $t = \tau_{2.2} + \tau_{2.6}$ (конечная точка периода повторения T_{y2}),

то значения управляющего воздействия на первом и втором переходных участках совпадут

$$u_{y2.2(PP)}(0) = u_{y2.6(PP)}(\tau_{2.2} + \tau_{2.6}) = U_{m2.1}. \quad (30)$$

Аналогичный результат получим при $t = \tau_{2.2}$ в выражениях (28) и (29)

$$u_{y2.2(PP)}(\tau_{2.2}) = u_{y2.6(PP)}(\tau_{2.2}) = U_{m2.3}. \quad (31)$$

С учетом (30) и (31) результирующее выражение для второго управляющего воздействия (после всех преобразований) на первом интервале СМТ5 будет иметь вид

$$u_{y2(PPI)} = U_{m2.1} + \frac{1}{2} (U_{m2.3} - U_{m2.1}) \left[1 + \cos \left(2\pi \frac{t}{\tau_{2.2(I)} + \tau_{2.6(I)}} \right) \right], \quad (32)$$

и на втором интервале СМТ5

$$u_{y2(PPII)} = U_{m2.1} + \frac{1}{2} (U_{m2.3} - U_{m2.1}) \left[1 + \cos \left(2\pi \frac{t}{\tau_{2.2(II)} + \tau_{2.6(II)}} \right) \right]. \quad (33)$$

В результате использования рассмотренного принципа формирования второго управляющего воздействия, на выходе амплитудного модулятора был сформирован амплитудно-модулированный сигнал, диаграммы которого приведены на рис. 5 при двух значениях частоты модуляции ($f_{MI} = 100$ Гц (поз. а) и $f_{MI} = 150$ Гц (поз. б)). Моделирование схемы универсального генератора сигналов для низкочастотной электротерапии производилось по указанным выражениям с использованием специализированного программно-математического комплекса Mathcad2000, где значение частоты дискретизации отчетов было принято равным 50кГц.

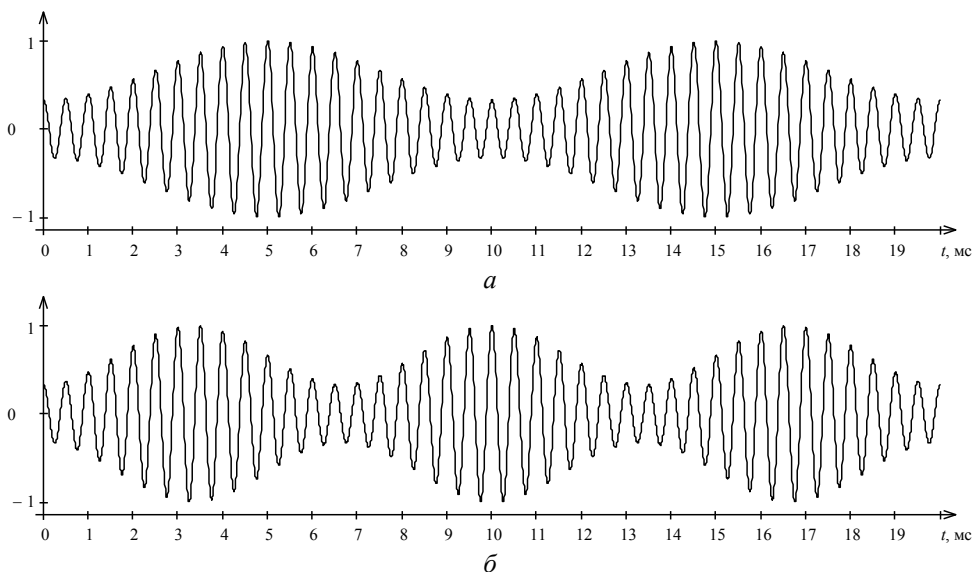


Рис. 5 – Сигнал на выходе амплитудного модулятора на первом (а) и втором (б) интервалах СМТ5

Функция амплитудно-импульсного модулятора состоит в обеспечении паузы между действиями терапевтического сигнала. При этом длительность терапевтического сигнала СМТ5 (см. рис. 3) будет определяться как сумма длительностей первого и второго интервалов

$$\tau_{\text{СММТ}} = T_{\text{I инт}} + T_{\text{II инт}}, \quad (30)$$

а продолжительность паузы будет соответствовать третьему интервалу

$$\tau_{\text{II СММТ}} = T_{\text{III инт}}. \quad (31)$$

Таким образом, третье управляющее воздействие должно иметь два стационарных участка с единичным ($U_{m3.1} = 1 \text{ В}$) и нулевым ($U_{m3.3} = 0$) уровнями (уровень третьего стационарного участка не задается), длительности которых определяются как

$$\tau_{3.1} = T_{\text{I инт}} + T_{\text{II инт}}; \quad (32)$$

$$\tau_{3.3} = T_{\text{III инт}}. \quad (33)$$

Значения коэффициентов пропорциональности в этом случае могут быть определены как

$$k_{T3.1} = \tau_{3.1} / T_{\text{СМТ5}} = 2/3 = 0,667; \quad (34)$$

$$k_{T3.3} = \tau_{3.3} / T_{\text{СМТ5}} = 1/3 = 0,333. \quad (35)$$

Для остальных временных интервалов значения коэффициентов пропорциональности следует задать равными нулю. Характерные параметры третьего управляющего воздействия u_{y3} сведены в табл. 1.

Теперь выражение для такого управляющего воздействия может быть записано в виде (см. рис. 3)

$$u_{y.3}(t) = \begin{cases} U_{m3.1}, & \text{если } t_0 < t \leq t_2, \\ 0, & \text{если } t_2 < t \leq t_3, \end{cases} \quad (36)$$

а сигнал на выходе амплитудно-импульсного модулятора будет описываться выражением

$$u_{\text{АИМ}}(t) = \begin{cases} u_{y2(\text{ПР})}(t), & \text{если } t_0 < t \leq t_1, \\ u_{y2(\text{ПР})}(t), & \text{если } t_1 < t \leq t_2, \\ 0, & \text{если } t_2 < t \leq t_3, \end{cases} \quad (37)$$

что соответствует синусоидальному модулированному току СМТ5 с заданными выше параметрами.

Выводы

На основании проведенных исследований могут быть сделаны следующие выводы:

– на теоретическом уровне показана возможность создания универсального низкочастотного генератора сигналов для различных методов электротерапии;

– формирование низкочастотных электротерапевтических сигналов для получения широкого спектра лечебных эффектов возможно за счет использования различных видов модуляции гармонических сигналов;

– процесс модуляции сигналов для электротерапии можно рассматривать как периодический переход сигнала от одного стационарного (квазистационарного для гармонического сигнала) состояния, которое характеризуется определенным набором параметров, к другому стационарному (квазистационарному) состоянию с изменением характерных параметров сигнала по линейному или нелинейному закону;

– практическая реализация универсального низкочастотного генератора электротерапевтических сигналов позволит оптимизировать параметры воздействия для повышения эффективности лечебного применения электромагнитной энергии.

Список литературы

1. **Ливенсон, А. Р.** Электромедицинская аппаратура / **А. Р. Ливенсон.** – Москва: Медицина, 1981. – 344 с.
2. **Боголюбов, В. М.** Общая физиотерапия / **В. М. Боголюбов, Г. Н. Пономаренко.** – Москва: Медицина, 1999. – 432 с.
3. **Улащик, В. С.** Общая физиотерапия / **В. С. Улащик, И. В. Лукомский** – Минск: Интерпрессервис; Книжный дом, 2003. – 512 с.
4. Клиническая физиотерапия / под ред. **В. В. Оржешковского.** – Киев: Здоров'я, 1984. – 448 с.
5. **Фолкенберри, Л.** Применение операционных усилителей и линейных ИС. Пер. с англ. **Л. Фолкенберри.** – Москва: Мир, 1985. – 572 с.
6. **Титце, У.** Полупроводниковая схемотехника. Пер. с нем. / **У. Титце, К. Шенк.** – Москва: Мир, 1982. – 512 с.
7. **Кипенский, А. В.** Модуляция параметров физиотерапевтических воздействий / **А. В. Кипенский, Е. И. Король** // *Матеріали І міжнародн. наук.-техн. конф. «Актуальні проблеми автоматики та приладобудування».* – Харків. – 2017. – С. 53-54.
8. Аппарат для низкочастотной терапии АНЭТ-50 М. URL: <https://prom.ua/p39156635-apparat-dlya-nizkochastotnoj.html>.
9. **Баскаков, С. И.** Радиотехнические цепи и сигналы / **С. И. Баскаков.** – Москва: Высшая школа, 1988. – 448 с.

Bibliography (transliterated)

1. **Livenson, A. R.** Elektromeditsinskaya apparatura [Electromedical equipment], Moskwa, Meditsina, 1981, 344.
2. **Bogolyubov, V. M., Ponomarenko, G. N.** Obschaya fizioterapiya [General physiotherapy], Moskwa, Meditsina, 1999, 432.
3. **Ulaschik, V. S., Lukomskiy, I. V.** Obschaya fizioterapiya, [General physiotherapy], Minsk, Interpresservis, Knizhnyiy dom, 2003, 512.

4. Klinicheskaya fizioterapiya [Clinical physiotherapy] / Pod red. V.V. Orzhesh-kovskogo, Kyiv, Zdorov'ya, 1984, 448.
5. **Folkenberrі, L.** Primenenіo operatsionnyih usiliteley i lineynyih IS. [The use of operational amplifiers and linear IC], Moskva, Mir, 1985, 572.
6. **Tittse, U., Shenk, K.** Poluprovodnikovaya shemotekhnika [Semiconductor circuitry], Moskva, Mir, 1982, 512.
7. **Kipenski, A. V., Korol, E. I.** Modulyatsiya parametrov fizioterapevticheskikh vozdeystviy [Modulation of parameters of physiotherapeutic effects] // Materiali I mizhnarodn. nauk.-tehn. konf. «Aktualni problemi avtomatiki ta priladobuduvannya» ["Actual problems of automation are that of fusion"], Kharkiv, FOP Mezina V., 2017, 53-54.
8. Apparat dlya nizkochastotnoy terapii ANET-50 M. Available at: <https://prom.ua/p39156635-apparat-dlya-nizkochastotnoj.html>.
9. **Baskakov, S. I.** Radiotekhnicheskie tsepi i signaly [Radio circuits and signals], Moskva, Vysshaya shkola, 1988, 448.

Сведения об авторах (About authors)

Кипенский Андрей Владимирович – доктор технических наук, профессор, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», профессор кафедры промышленной и биомедицинской электроники; г. Харьков, Украина; e-mail: kavkpi@ukr.net.

Andrii Kipenskiy – Doctor of Technical sciences, Professor, National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute"; Professor of Industrial and Biomedical Electronics Department, Kharkiv, Ukraine; kavkpi@ukr.net.

Король Евгений Игоревич – кандидат технических наук, доцент кафедры промышленной и биомедицинской электроники Национального технического университета «Харьковский политехнический институт»; г. Харьков, Украина; e-mail: korolei76@gmail.com.

Yevhenii Korol – Candidate of Technical Sciences (Ph. D.), Docent, National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute"; Associate Professor of Department of Industrial and Biomedical Electronics, Kharkiv, Ukraine; e-mail: korolei76@gmail.com.

Пожалуйста, ссылайтесь на эту статью следующим образом:

Кипенский, А. В. Теоретическое обоснование возможности создания универсального низкочастотного генератора сигналов для электротерапии / **А. В. Кипенский, Е. И. Король** // *Вестник НТУ «ХПИ»*, Серия: Новые решения в современных технологиях. – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2018. – №26 (1302). – Т.1. - С. 86-94. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.13.

Please cite this article as:

Kipenskiy, A., Korol, Y. Theoretical substantiation of the possibility of creating a universal low-frequency generator signals for electrotherapy. *Bulletin of NTU "KhPI". Series: New solutions in modern technologies.* – Kharkiv: NTU "KhPI", 2018, **26** (1302), 1, 86-94, doi:10.20998/2413-4295.2018.26.13.

Будь ласка, посилайтесь на цю статтю наступним чином:

Кипенський А. В. Теоретичне обґрунтування можливості створення універсального низькочастотного генератора сигналів для електротерапії / **А. В. Кипенський, Є. І. Король** // *Вісник НТУ «ХПІ»*, Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 86-94. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.13.

АНОТАЦІЯ Відомо, що різноманітність лікувальних ефектів в електротерапії досягається за рахунок варіювання амплітудно-частотно-часових параметрів електричного струму або електромагнітного поля. Формування сигналів в електротерапевтичних апаратах здійснюється різними генераторами, що мають реактивні елементи. Старіння таких елементів і вплив на них зовнішнього середовища призводить до нестабільності параметрів формованого сигналу. В роботі на теоретичному рівні показана можливість створення за допомогою засобів мікропроцесорної техніки універсального низькочастотного генератора сигналів для різних методів електротерапії.

Ключові слова: електротерапія; лікувальний ефект; генератор електротерапевтичних сигналів; модуляція; керуючий вплив; мікроконтролер; синусоїдальні модульовані струми

Поступила (received) 02.07.2018

УДК 621.314.1

doi:10.20998/2413-4295.2018.26.14

ПОВЫШЕНИЕ КАЧЕСТВА ВЫХОДНОГО КВАЗИСИНУСОИДАЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ В МОСТОВОМ ИНВЕРТОРЕ

В. И. КОЛОСОВ*, **Е. В. ВАСЕЧКО**

научно-производственное предприятие «Импульс», Запорожье, УКРАИНА
*email: kvi@pulse.zp.ua

АННОТАЦИЯ Исследована возможность снижения уровня высших гармоник в спектре и улучшения формы выходного квазисинусоидального напряжения в мостовом инверторе путём деформации кривой формы фронтов трапецеидального напряжения полумостовых преобразователей. Предложено обобщенное аналитическое выражение функции формы фронтов трапецеидального напряжения, обладающее способностью видоизменения функции параметром деформации. Проведен анализ влияния параметра деформации и длительности фронтов на условия селективного подавления гармоник, ближайших к основной. Определено оптимальное сочетание значений этих параметров, позволяющее достичь полного подавления высших гармоник и формирования теоретически идеальной синусоидальной формы в выходном напряжении инвертора. Приведены графические зависимости, позволяющие найти компромисс между спектральным составом выходного напряжения инвертора и динамическими потерями в элементах коммутации. Теоретический анализ подтвержден результатами экспериментальной проверки.

Ключевые слова: качество электропитания; мостовой инвертор; квазисинусоидальное напряжение; широтно-импульсная модуляция; полумостовой преобразователь.

IMPROVING THE QUALITY OF THE OUTPUT QUASI-SINUSOIDAL VOLTAGE IN A BRIDGE INVERTER

V. KOLOSOV, E. VASECHKO

scientifically manufacturing enterprise "Impuls", Zaporozhye, UKRAINE

ABSTRACT The possibility of decreasing the level of higher harmonics in the spectrum and improving the shape of the output quasi-sinusoidal voltage in a bridge inverter by deforming the shape curve of the trapezoidal voltage fronts of half-bridge converters is investigated. A generalized analytical expression for the function of the shape of the trapezoidal stress fronts is proposed, which has the ability to modify the function by the strain parameter. The influence of the deformation parameter and the duration of the fronts on the conditions for selective suppression of harmonics closest to the fundamental are analyzed. An optimal combination of the values of these parameters is determined, which makes it possible to achieve complete suppression of the higher harmonics and the formation of a theoretically ideal sinusoidal form in the output voltage of the inverter. Graphic dependencies are given that allow finding a compromise between the spectral composition of the output voltage of the inverter and the dynamic losses in the switching elements. The theoretical analysis is confirmed by the results of experimental verification. The theoretical results were verified experimentally on the layout of a bridge inverter with an output power of 1 kW. With a sinusoidal form of trapezoidal stress fronts with front edge duration of 0.94 radians, the minimum harmonic coefficient was 2.1%. In the transition to the optimally deformed shape of the fronts with a strain parameter of $\pi/6$ and a front duration of 1.05 radians, the harmonic level decreased to 0.8%.

Keywords: power quality; bridge inverter; quasi-sinusoidal voltage; pulse-width modulation; half-bridge converter.

Введение

Одним из направлений повышения энергоэффективности преобразовательной техники является использование несинусоидальных форм выходного напряжения, которые позволяют снизить мощность динамических потерь в элементах коммутации [1, 2]. При этом важно выполнять требование нормативного документа, определяющего качество электрической энергии [3], и допускать к использованию только такие квазисинусоидальные формы, в которых коэффициент искажения синусоидальности не превышает установленные

нормы, и соблюдаются ограничения на уровень амплитуд низших из высших гармоник спектрального состава.

В последнее время широко предлагается трапецеидальный закон с линейной формой фронтов, а также инжекция третьей гармоники при формировании выходного напряжения в однофазных мостовых инверторах [4-9]. Исследуются также более сложные (модифицированные) законы модуляции, состоящие из комбинации отрезков прямых линий и синусоид, или из отрезков прямых и кривых особой закономерности, обеспечивающих в совокупности получение квазисинусоидальной формы напряжения

[1, 2]. Однако, их применение ограничивается либо трудностями по выполнению требований стандарта [3], либо сложностью выполнения математических вычислений в процессорном оборудовании.

В работе [10] предложен способ формирования квазисинусоидального напряжения в мостовом инверторе в виде разности двух трапецеидальных напряжений полумостовых преобразователей, отличающийся от существующих следующими положительными качествами:

- сохранением коэффициента использования напряжения питания на уровне, близком к единице;
- снижением мощности динамических потерь в элементах коммутации и потерь при фильтрации;
- минимизацией амплитуд низших из высших гармоник спектрального состава выходного напряжения;
- простотой формирования закона модуляции, не требующего сложных и длительных вычислительных процедур;
- равномерной загрузкой ключевых элементов токами коммутации.

Теоретический анализ спектрально-энергетических характеристик способа приведен авторами в работе [11], где определены рабочая область и оптимальные значения длительности фронтов при ШИМ по трапецеидальному закону с синусоидальной функцией формы фронтов из условия селективного подавления гармоник, ближайших к основной.

Последующие теоретические исследования показали, что синусоидальная функция формы фронтов не является оптимальной по содержанию высших гармоник в спектральном составе квазисинусоидального напряжения мостового инвертора.

Цель работы

Целью работы является развитие способа [10] в направлении повышения качества выходного квазисинусоидального напряжения инвертора. Исследование состоит в поиске функции формы фронтов трапецеидального напряжения полумостовых преобразователей, которая способна обеспечить частичное или полное селективное подавление высших гармоник выходного напряжения инвертора без ухудшения энергетических характеристик.

Изложение основного материала

Краткое описание способа. Предложенный способ [10] состоит в следующем. В мостовом инверторе (рис.1) напряжение от каждого полумостового преобразователя А и В формируют путём преобразования постоянного напряжения питания в ШИМ последовательность.

Каждую из последовательностей модулируют идентичными сигналами управления по закону знакопеременной трапеции с заданной функцией формы фронтов. Фазы сигналов управления полумостовыми преобразователями сдвинуты относительно друг друга на угол $2\pi/3$ радиан. Переключения в ключах полумостовых преобразователей выполняются только на интервалах формирования фронтов, а на стадии формирования вершин ключи находятся в одном из статических состояний, что в совокупности образует режим прерывистой или частичной модуляции. Из каждой ШИМ последовательности выделяют посредством фильтрации трапецеидальное напряжение огибающей, которое соответствует закону модуляции. Выходное квазисинусоидальное напряжение мостового инвертора формируется в виде разности двух трапецеидальных напряжений от полумостовых преобразователей.

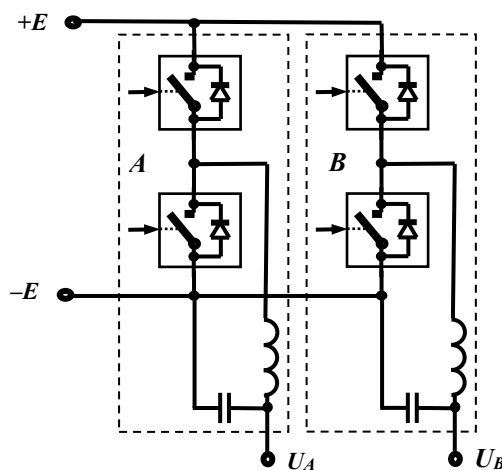


Рис. 1 – Мостовой инвертор: А, В – полумостовые преобразователи.

На рис. 2 показаны (диаграммы U_A , U_B) промодулированные по заданному закону ШИМ последовательности на выходах коммутаторов полумостовых преобразователей и соответствующие им огибающие трапецеидальных выходных напряжений после фильтрации.

Здесь же приведена (диаграмма U_{AB}) форма разностного выходного квазисинусоидального напряжения.

Все диаграммы изображены для наглядности при длительности фронтов $\alpha=\pi/3$ радиан.

Выбор функции изменяемой формы фронтов. Для анализа вместо синусоидальной функции формы фронтов предложено обобщенное тригонометрическое выражение, обладающее возможностью деформации функции:

$$y(x) = a \cdot \sin\left(b \cdot \frac{x}{\alpha} \cdot \frac{\pi}{2} + \theta\right) + c \quad (1)$$

где a, b, c – коэффициенты функции;
 θ – варьируемый угол сдвига, радиан;
 α – длительность фронта, радиан.

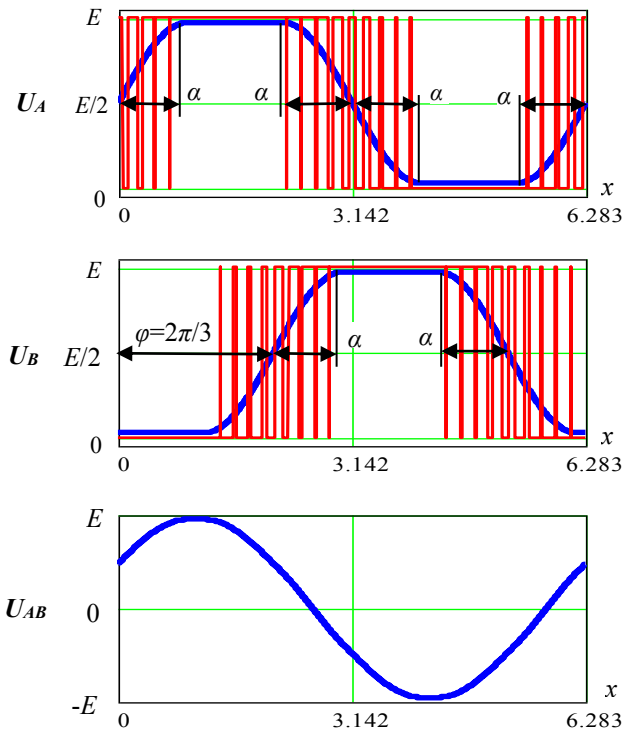


Рис. 2 – Формы выходных напряжений: U_A, U_B – полумостовых преобразователей до и после фильтрации; U_{AB} – мостового инвертора

Определим три характерные значения функции (1) в точках:

1. $y(x)=0$ при $x=0$ - функция равна 0 в начале формирования фронта;
2. $y(x)=1$ при $x=\alpha$ - функция равна 1 в конце формирования фронта;
3. $d[y(x)]/dx=0$ при $x=\alpha$ - производная функции равна 0 в конце формирования фронта.

На основании этих значений составим систему из трёх уравнений (2), решая которую выразим коэффициенты a, b, c функции (1) через угол сдвига θ :

$$a \cdot \sin \theta + c = 0; \quad a \cdot \sin \left(b \cdot \frac{\pi}{2} + \theta \right) + c = 1;$$

$$\frac{a \cdot b \cdot \pi \cdot \cos \left(b \cdot \frac{\pi}{2} + \theta \right)}{2 \cdot \alpha} = 0. \quad (2)$$

$$a = \frac{1}{1 - \sin \theta}; \quad c = \frac{-\sin \theta}{1 - \sin \theta}; \quad b = \frac{\pi - 2 \cdot \theta}{\pi}. \quad (3)$$

При подстановке выражений коэффициентов (3) в формулу (1) получим функцию изменяемой формы фронта, которая зависит только от двух параметров - длительности фронта α и варьируемого угла сдвига θ .

На рис.3 показан полувольтный отрезок трапецидального напряжения с функцией формы фронтов по выражению (1) с коэффициентами (3), где иллюстрируется влияние вариации угла сдвига θ на деформацию фронтов. При $\theta=0$ коэффициенты (3) принимают значения $a=1; b=1; c=0$ и функция (1) вырождается в идеально синусоидальную. При $-\pi/2 \leq \theta < 0$ функция (1) приобретает графически вогнутый, а при $0 < \theta < \pi/2$ выпуклый характер относительно синусоидальной формы.

Таким образом, определена аналитическая модель варьируемой формы фронтов с параметром деформации θ , который, как будет показано далее, позволит регулировать спектральный состав трапецидальных и квазисинусоидального напряжений.

Спектральные характеристики. Гладкие формы трапецидального напряжения с функцией формы фронта (1) на выходе фильтров полумостовых преобразователей с напряжением питания E на интервале $x=(0 \dots \pi/2)$ описываются выражением:

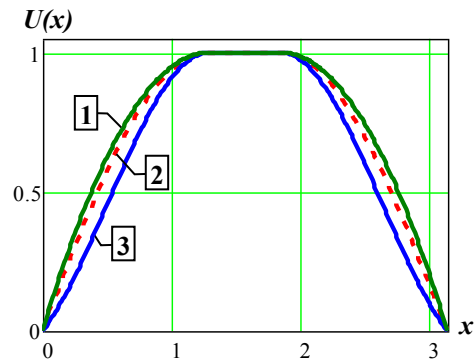


Рис. 3 – Форма полувольтного отрезка трапецидального напряжения при разных значениях параметра деформации фронта θ : 1. $\theta=1,57$; 2. $\theta=0$; 3. $\theta=-1$

$$U(x) = \begin{cases} \frac{E}{2} \cdot \left[a \cdot \sin \left(b \cdot \frac{x}{\alpha} \cdot \frac{\pi}{2} + \theta \right) + c \right], & \text{если } 0 \leq x \leq \alpha; \\ \frac{E}{2}, & \text{если } \alpha \leq x \leq \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (4)$$

Длительность фронтов α может варьироваться от значения $\alpha=0$, при котором плоская часть вершины присутствует на всём интервале полуволны (то есть в пределах $0 \dots \pi$) и форма становится прямоугольной, до $\alpha=\pi/2$, при котором вершина стягивается в точку и трапецидальная форма напряжения превращается в гладкую.

В связи с полувольтной и четвертьволновой симметрией формы напряжения (4) при разложении в ряд Фурье получаем коэффициенты только для нечетных членов ряда:

$$B_k = \frac{2 \cdot E}{\pi \cdot n} \cdot \frac{(\pi - 2\theta)^2 \cdot (\sin \theta - \cos \alpha \cdot n)}{(\sin \theta - 1) \cdot [(\pi - 2\theta)^2 - 4(n \cdot \alpha)^2]} \quad (5)$$

где: $n=2k-1$ – номер нечётной гармоники;
 $k=1,2,3,\dots$ - порядковый номер члена ряда.

В выражении (5) условием подавления высших гармоник ($n>1$) при наличии основной гармоники ($n=1$) является равенство $B_k=0$, что выполняется очевидным равенством сомножителя из числителя:

$$\sin \theta - \cos \alpha \cdot n = 0 \quad (6)$$

В данном уравнении присутствуют два изменяемых параметра θ и α , что предоставляет возможность подавления не только одной n -ой гармоники, но и совместное подавление двух и более гармоник при определённом сочетании значений этих параметров. Нахождение значений θ и α выполняется путём решения системы уравнений, составленных по выражению (6) с требуемыми номерами подавляемых гармоник.

Наиболее интересный результат получен в одном частном случае, когда при сочетании значений $\theta=\pi/6$ и $\alpha=\pi/3$, одновременно подавляются все нечетные высшие гармоники, за исключением 3-й и кратных трём. При таком сочетании коэффициенты (3) принимают значения: $a=2$; $b=2/3$; $c=-1$, а функция формы фронта (1) и выражение членов ряда (5) приобретают, соответственно, упрощенный вид:

$$y(x) = 2 \cdot \sin\left(x + \frac{\pi}{6}\right) - 1 \quad (7)$$

$$B_k = \frac{2 \cdot E \left[1 - 2 \cos(\pi \cdot n / 3)\right]}{\pi \cdot n (n^2 - 1)} \quad (8)$$

Номера подавляемых гармоник при равенстве 0 числителя (8) вследствие периодичности функции косинуса определяются: $n=6m\pm 1$, где $m=1,2,3,\dots$

На рис.4,5 представлены, соответственно, форма и спектр гармоник трапецидального напряжения ($E=1$) с использованием выражений (7),(8) которое содержит только основную гармонику и высшие нечётные гармоники кратные трём.

Найденное сочетание значений $\theta=\pi/6$ и $\alpha=\pi/3$, которое назовём оптимальным, интересно тем, что при условии дополнительного подавления 3-й и кратных ей нечетных гармоник открывается возможность формирования идеального синусоидального напряжения на основе трапецидального (несинусоидального).

Реализовать такую возможность удобно в соответствии с предложенным способом [10], то есть путем формирования разности двух периодических трапецидальных напряжения (рис. 2) от полумостовых преобразователей (рис. 1) сдвинутых на угол $\varphi=2\pi/3$ и представленных в виде суммы гармоник:

$$U_{AB}(x) = U_A(x) - U_B(x) = \sum_{k=1}^{\infty} B_k \left\{ \sin(n \cdot x) - \sin[n \cdot (x - \varphi)] \right\} \quad (9)$$

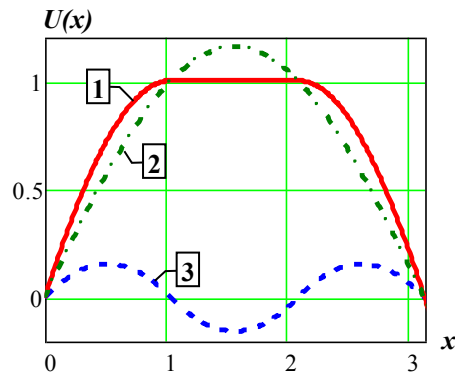


Рис. 4 – Форма полуволны напряжения полумостовых преобразователей и её составляющие: 1 - трапеция с оптимальными параметрами формы фронтов $\theta=\pi/6$ и $\alpha=\pi/3$; 2 - основная гармоника; 3 - суммарное напряжение нечётных гармоник кратных трём

В результате преобразования разности синусных функций в выражении (9) получим:

$$U_{AB}(x) = \sum_{k=1}^{\infty} 2B_k \sin\left(n \cdot \frac{\pi}{3}\right) \cdot \cos\left[n \cdot \left(x - \frac{\pi}{3}\right)\right] \quad (10)$$

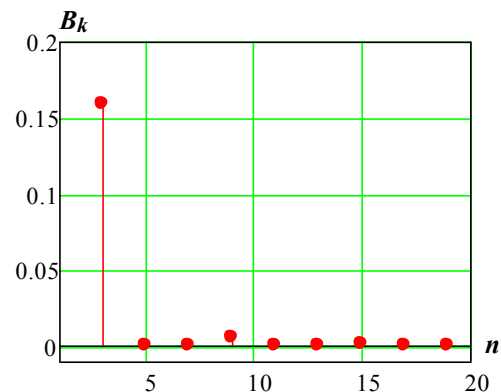


Рис. 5 – Спектр высших гармоник трапецидального напряжения с оптимальными параметрами формы фронтов $\theta=\pi/6$ и $\alpha=\pi/3$

Отсюда коэффициенты ряда Фурье выходного напряжения инвертора (10) с учетом выражения (8) при оптимальном сочетании $\theta=\pi/6$ и $\alpha=\pi/3$:

$$B_{opt.AB} = \frac{4 \cdot E \left[1 - 2 \cos(\pi \cdot n / 3)\right]}{\pi \cdot n (n^2 - 1)} \cdot \sin\left(n \cdot \frac{\pi}{3}\right) \quad (11)$$

Здесь $B_{opt.AB}=1$ ($E=1$) только для одного значения $n=1$, а для всех остальных нечётных $n>1$ значение $B_{opt.AB}=0$, что подтверждает совпадение данного спектра со спектром идеальной синусоидальной формы.

Влияние длительности фронтов. Изменение длительности фронтов трапецидального напряжения полумостовых преобразователей влияет на

гармонический состав разностного выходного напряжения инвертора [11]. Поэтому представляет интерес анализ такого влияния на коэффициент гармоник выходного напряжения в условиях вариации параметра формы фронтов θ .

Приведём формулу коэффициентов ряда (5) для разностного выходного напряжения инвертора (10) к виду, при котором параметр деформации θ и длительность фронтов α являются переменными:

$$B_{k,AB} = \frac{4 \cdot E}{\pi \cdot n} \cdot \frac{(\pi - 2\theta)^2 \cdot (\sin \theta - \cos \alpha \cdot n)}{(\sin \theta - 1) \cdot [(\pi - 2\theta)^2 - 4(n \cdot \alpha)^2]} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot n}{3}\right) \quad (12)$$

Отсюда при $n=1$ получим зависимость амплитуды и квадрата действующего значения первой гармоники выходного напряжения инвертора от параметров θ и α :

$$U_{AB,1m} = \frac{2 \cdot \sqrt{3} \cdot E}{\pi} \cdot \frac{(\pi - 2\theta)^2 \cdot (\sin \theta - \cos \alpha)}{(\sin \theta - 1) \cdot [(\pi - 2\theta)^2 - 4\alpha^2]} \quad (13)$$

$$U_{AB,1ms}^2 = \frac{6 \cdot E^2}{\pi^2} \cdot \left(\frac{(\pi - 2\theta)^2 \cdot (\sin \theta - \cos \alpha)}{(\sin \theta - 1) \cdot [(\pi - 2\theta)^2 - 4\alpha^2]} \right)^2 \quad (14)$$

Квадрат действующего значения суммы ($M > 100$) высших гармоник выходного напряжения инвертора U_{AB} получим, используя формулу коэффициентов ряда (12):

$$U_{AB,m,ms}^2 = \frac{1}{2} \cdot \sum_{k=2}^M (B_{k,AB})^2 \quad (15)$$

Наконец, коэффициент гармоник напряжения U_{AB} на выходе инвертора (рис.2) получим с использованием выражений (14),(15):

$$K_g = \sqrt{\frac{U_{AB,m,ms}^2}{U_{AB,1ms}^2}} \quad (16)$$

На рис. 6 приведены графические зависимости коэффициента гармоник выходного напряжения инвертора по формуле (16) при разных значениях параметра деформации θ . Из графиков следует, что кривые имеют характерные точки с минимальными значениями коэффициента гармоник $K_{g,min}$ и соответствующими им значениями длительности фронтов α_{min} в области $\alpha \leq \pi/3$. Минимумы кривых коэффициента гармоник увеличиваются и смещаются в направлении меньших значений α при снижении параметра θ . Для снижения мощности динамических потерь в элементах коммутации желательно уменьшение длительности фронтов [11], однако при этом возрастает уровень высших гармоник, ближайших к основной. Наименьшее значение $K_{g,min}=0$ достигается при оптимальном сочетании

$\theta=\pi/6$ и $\alpha_{min}=\pi/3$, то есть при оптимально деформированной функции формы фронта (7).

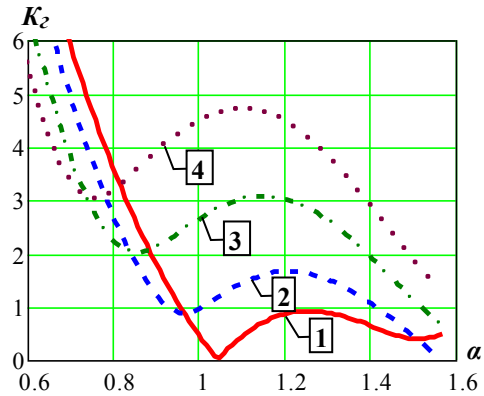


Рис. 6 – Влияние длительности фронтов с разной степенью их деформации на коэффициент гармоник выходного напряжения инвертора: 1. $\theta=\pi/6=0,524$, $K_{g,min}=0$ (оптимально деформированные); 2. $\theta=0$, $K_{g,min}=0,86\%$ (синусоидальные); 3. $\theta=-0,48$, $K_{g,min}=2\%$; 4. $\theta=-0,84$, $K_{g,min}=3\%$

На рис. 7 показано поведение кривых минимальных значений коэффициента гармоник $K_{g,min}$ и длительности фронтов α_{min} при изменении параметра деформации θ . Противоположность тенденций этих зависимостей требует нахождения компромисса между требованиями к этим параметрам. Поэтому графики предоставляют разработчику возможность осознанного выбора значения длительности фронтов в пользу либо полного подавления высших гармоник и формирования идеальной синусоидальной формы, либо снижения мощности динамических потерь в элементах коммутации при некотором допуске на значение коэффициента гармоник.

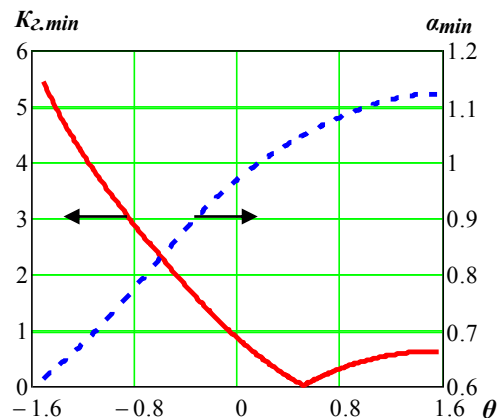


Рис. 7 – Влияние параметра деформации θ на минимальные значения коэффициента гармоник $K_{g,min}$ и соответствующие им значения длительности фронтов α_{min}

На рис. 8 показаны несколько форм выходного напряжения инвертора (смещенных для наглядности) при различных значениях параметров фронтов θ и $\alpha.\min$. Они помогут определить значения параметров при визуальном выборе необходимой формы.

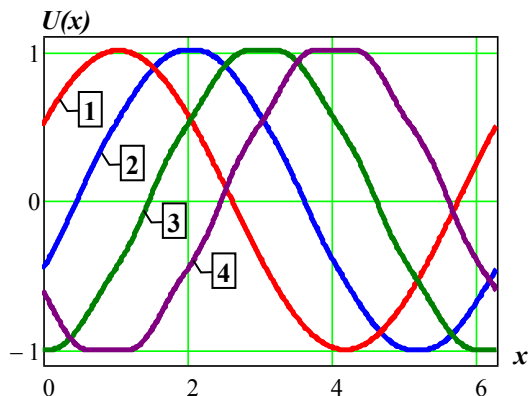


Рис. 8 – Видоизменение формы выходного напряжения инвертора при изменении параметров фронтов: 1. $\theta=\pi/6=0,524$, $\alpha.\min=\pi/3=1,05$, $Kг.\min=0$ (оптимально деформированные); 2. $\theta=0$, $\alpha.\min=0,97$, $Kг.\min=0,86\%$ (синусоидальные); 3. $\theta=-0,48$, $\alpha.\min=0,86$, $Kг.\min=2\%$; 4. $\theta=-0,84$, $\alpha.\min=0,76$, $Kг.\min=3\%$

На рис. 9 приведены для сравнения спектры высших гармоник, ближайших к основной, выходного напряжения инвертора при синусоидальной (отрезки с маркером) и оптимально деформированной (7) (точки) формах фронтов трапецеидальных напряжений. Здесь видна степень подавления парных гармоник при синусоидальной форме фронтов, которые расположены между нечетными гармониками кратными трем.

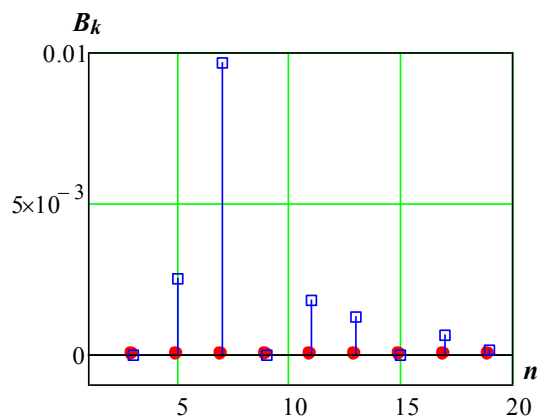


Рис. 9 – Спектры высших гармоник, ближайших к основной, выходного напряжения инвертора

Полученные теоретические результаты проверены экспериментально на макете мостового

инвертора с выходной мощностью 1 кВт. При синусоидальной форме фронтов трапецеидальных напряжений с длительностью фронтов $\alpha=0,94$ радиан минимальное значение коэффициента гармоник составило $Kг.\min=2,1\%$. При переходе к оптимально деформированной форме фронтов (7) с $\theta=0,524$ и $\alpha=1,05$ радиан уровень гармоник снижался до $0,8\%$.

Выводы

1. Определена возможность снижения уровня высших гармоник в спектре и улучшения формы выходного квазисинусоидального напряжения в мостовом инверторе путём деформации кривой формирования фронтов трапецеидального напряжения полумостовых преобразователей.

2. Предложено обобщенное аналитическое выражение функции формы фронтов трапецеидального напряжения, обладающее способностью видоизменения функции выведенным параметром деформации. Проведен анализ влияния параметра деформации и длительности фронтов на условия селективного подавления гармоник, ближайших к основной.

3. Определено оптимальное сочетание значений параметра деформации и длительности фронтов трапецеидального напряжения, позволяющее достичь полного подавления высших гармоник и формирования теоретически идеальной синусоидальной формы в выходном напряжении инвертора.

4. Приведены графические зависимости, позволяющие найти компромисс между спектральным составом выходного напряжения инвертора и динамическими потерями в элементах коммутации.

5. Теоретический анализ подтвержден результатами экспериментальной проверки.

Список литературы

1. Чубуков, К. А. Исследование и разработка вариантов ШИМ в трехфазных автономных инверторах напряжения с двигательной нагрузкой // Автореф. дисс., канд. техн. наук. – Чебоксары, 2010. – 23с.
2. Хухтиков, С. В. Исследование и разработка инверторов с ШИМ с пассивной фазой // Автореф. дисс., канд. техн. наук. – Москва, 2013. – 20 с.
3. ГОСТ 13109-97. Электрическая энергия. Совместимость технических средств. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.
4. Пат. 67170 Україна МПК (2012.01) H02M7/00 Спосіб формування трапецеїдальної широтно-імпульсної напруги інвертора / Е. І. Скала, Д. А. Шокар'юв. – Бюл. № 3. – 2012.
5. Синчук, О. Н. К вопросу об анализе форм кривых тока и напряжения однофазного инвертора в

- функции способов модуляции / **О. Н. Синчук, С. Н. Бойко, А. В. Омельченко** // *Електротехніка і електромеханіка. Спец. вип. до XXII МНТК СЕЕ-2016*. – 2016. – №4(1). – Т. 1. – С. 107-113.
- Hren, A.** An Improved SPWM-Based Control with Over-Modulation Strategy of the Third Harmonic Elimination for a Single-Phase Inverter / **A. Hren, F. Mihalič** // *Energies*. –2018. – Vol.11. – p. 881. – doi:10.3390/en11040881.
 - Mihalič, F.** Third harmonic elimination by SPWM for filter reduction in a over-modulated single-phase inverter / **F. Mihalič, M. Milanovič, A. Hren** // *Electrical Drives and Power Electronics (EDPE)*. – 2017. – pp. 37-45. – doi: 10.1109/EDPE.2017.8123253.
 - Vargas, F.** Highly efficient PWM strategy over FPGA / **F. Vargas, M. J. Meco, J. R. Heredia, A. Ruiz** // *Electronics Letters*. – 2008. – Vol. 44. – 24. – p. 1396-1398. – doi: 10.1049/el:20081697.
 - Patel, Mahesh A.** Use of PWM Techniques for Power Quality Improvement / **Mahesh A. Patel, Ankit R. Patel, Dhaval R. Vyas, Ketul M. Patel** // *International Journal of Recent Trends in Engineering*. – Vol. 1. – 4. – 2009. – pp. 99-102.
 - Пат. 120400** Україна, МПК H02M 7/53 (2006.01). Спосіб формування квазисинусоїдальної вихідної напруги у мостовому інверторі / **В. І. Колосов**. – Бюл. №. 20. – 2017.
 - Колосов, В.И.** Формирование квазисинусоидального напряжения в мостовых инверторах / **В. И. Колосов, Е.В. Васечко** // *Проблемы автоматизированного электропривода. Силовая электроника и энергоэффективность. Вестник НТУ «ХПИ»*. – Харьков, 2017. – Вып. 27(1249). – С.318-323.
 - GOST 13109-97. Elektricheskaya energiya. Sovmestimost tehnicheskikh sredstv. Normyi kachestva elektricheskoy energii v sistemah elektrosnabzheniya obshchego naznacheniya [Electric Energy. Compatibility of technical means. Norms of quality of electric energy in general-purpose power supply systems].
 - Pat. 67170 Ukraina MPK (2012.01) H02M7/00 Sposib formuvannia trapetseidальноi shyrotno-impulsnoi na-pruhuy invertora [Method of forming trapezoidal pulse width voltage inverter]. **E. I.Skala, D. A. Shokarov**, Biul. 3, 2012.
 - Sinchuk, O. N., Boyko, S. N., Omelchenko, A. V.** K voprosu ob analize form krivykh toka i napryazheniya odnofaznogo invertora v funktsii sposobov modulyatsii [To the question of analyzing the waveforms of current and single-phase inverter voltage modulation techniques function]. *Elektro-tehnika i elektromehanika. Spets. vip. do HHII MNTK SEE-2016*, 2016, 4(1), 1, 107-113.
 - Hren, A, Mihalič, F.** An Improved SPWM-Based Control with Over-Modulation Strategy of the Third Harmonic Elimination for a Single-Phase Inverter. *Energies*, 2018, 11, 881, doi:10.3390/en11040881
 - Mihalič, F., Milanovič, M., Hren, A.** Third harmonic elimination by SPWM for filter reduction in a over-modulated single-phase inverter // *Electrical Drives and Power Electronics (EDPE)*, 2017, 37-45, doi: 10.1109/EDPE.2017.8123253.
 - Vargas, F., Meco, M. J., Heredia, J. R., Ruiz, A.** Highly efficient PWM strategy over FPGA. *Electronics Letters*, 2008, 44, 24, 1396-1398, doi: 10.1049/el:20081697.
 - Mahesh, A. Patel, Ankit, R. Patel, Dhaval, R. Vyas, Ketul M. Patel.** Use of PWM Techniques for Power Quality Improvement. *International Journal of Recent Trends in Engineering*, 2009, 1, 4, 99-102.
 - Pat. 120400 Ukraina, MPK H02M 7/53 (2006.01). Sposib formuvannia kvazisynusoidalnoi vykhidnoi napruhy u mo-stovomu invertori [Method of forming quasi-sinusoidal output voltage in the bridge inverter]. **V. I. Kolosov**, Biul. 20, 2017.
 - Kolosov, V. I., Vasechko, E. V.** Formirovanie kvazisinu-soidalnogo napryazheniya v mostovykh invertorakh [Formation of quasi-sinusoidal voltage in bridge inverters]. *Pro-blemy avtomatizirovannogo elektroprivoda. Silovaya elektronika i energoeffektivnost. Tematicheskii vyipusk. – Vestnik NTU «HPI»*. Harkov, 2017, 27(1249), 318-323.

Bibliography (transliterated)

- Chubukov, K.A.**, Issledovanie i razrabotka variantov ShIM v trehfaznykh avtonomnykh invertorakh napryazheniya s dvigatelnoy nagruzkoy [Research and development of PWM variants in three-phase autonomous voltage inverters with motor load]. *Avtoref. diss., kand. tehn. Nauk*, Cheboksaryi, 2010, 23.
- Huhtikov, S. V.** Issledovanie i razrabotka invertorov s ShIM s passivnoy fazoy [Research and development of inverters with passive phase PWM]. *Avtoref. diss., kand. tehn. nauk.*, M, 2013, 20.

Сведения об авторах (About authors)

Колосов Валерий Иванович – кандидат технических наук, научно-производственное предприятие «Импульс», технический директор, г. Запорожье, Украина; e-mail: kvi@pulse.zp.ua.

Valery Kolosov – Candidate of Technical Sciences, Scientifically manufacturing enterprise “Impuls”, Technical Director, Zaporozhye, Ukraine; e-mail: kvi@pulse.zp.ua.

Васечко Евгений Викторович – научно-производственное предприятие «Импульс», ведущий инженер, г.Запорожье, Украина; e-mail: john@pulse.zp.ua.

Evgen Vasechko – Scientifically manufacturing enterprise “Impuls”, Leading Engineer, Zaporozhye, Ukraine; e-mail: john@pulse.zp.ua.

Пожалуйста, ссылайтесь на эту статью следующим образом:

Колосов, В. И. Повышение качества выходного квазисинусоидального напряжения в мостовом инверторе / **В. И. Колосов, Е. В. Васечко** // *Вестник НТУ «ХПИ», Серия: Новые решения в современных технологиях.* – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 95-102. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.14.

Please cite this article as:

Kolosov, V., Vasechko, E. Improving the quality of the output quasi-sinusoidal voltage in a bridge inverter. *Bulletin of NTU "KhPI". Series: New solutions in modern technologies.* – Kharkiv: NTU"KhPI", 2018, **26**(1302), 1, 95-102, doi:10.20998/2413-4295.2018.26.14.

Будь ласка, посилайтесь на цю статтю наступним чином:

Колосов, В. І. Підвищення якості вихідної квазисинусоїдальної напруги в мостовому інверторі / **В. І. Колосов, Є. В. Васечко** // *Вісник НТУ «ХПІ», Серія: Нові рішення в сучасних технологіях.* – Харків: НТУ «ХПІ». – 2018 – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 95-102. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.14.

АНОТАЦІЯ Досліджено можливість зниження рівня вищих гармонік в спектрі і поліпшення форми вихідної квазисинусоїдальної напруги в мостовому інверторі шляхом деформації кривої форми фронтів трапецеїдальної напруги полумостових перетворювачів. Запропоновано узагальнений аналітичний вираз функції форми фронтів трапецеїдальної напруги, що володіє здатністю видозміни функції параметром деформації. Проведено аналіз впливу параметра деформації і тривалості фронтів на умови селективного придушення гармонік, найближчих до основної. Визначено оптимальне поєднання значень цих параметрів, що дозволяє досягти повного придушення вищих гармонік і формування теоретично ідеальної синусоїдальної форми в вихідній напрузі інвертора. Наведено графічні залежності, що дозволяють знайти компроміс між спектральним складом вихідної напруги інвертора і динамічними втратами в елементах комутації. Теоретичний аналіз підтверджений результатами експериментальної перевірки.

Ключові слова: якість електроживлення; мостовий інвертор; квазисинусоїдальна напруга; широтно-імпульсна модуляція; півмостовий перетворювач.

Поступила (received) 02.07.2018

УДК 615.849.5

doi:10.20998/2413-4295.2018.26.15

МЕТОД КОЛИЧЕСТВЕННОЙ ОЦЕНКИ ПОГЛОЩЕННОЙ ЭНЕРГИИ НИЗКОИНТЕНСИВНОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ПРИМЕНЯЕМОГО В ФОТОТЕРАПИИ

В. В. КУЛИЧЕНКО, Р. С. ТОМАШЕВСКИЙ*

кафедра промышленной и биомедицинской электроники, НТУ «ХПИ», Харьков, УКРАИНА
*email: romiocat.khpi@gmail.com

АННОТАЦИЯ В работе проведено исследование распределения низкоинтенсивного электромагнитного излучения видимого диапазона в кожных покровах человека, для задач количественной оценки и прогноза ожидаемого эффекта процедуры фототерапии. Проведен анализ источников видимого электромагнитного излучения, используемом в фототерапевтической аппаратуре, учитывающий их светотехнические и энергетические характеристики. На основании биофизических моделей эпидермиса, дермы и слоя подкожной жировой клетчатки синтезирована оптическая модель кожного покрова человека, учитывающая физические особенности каждого слоя. На основе метода Монте-Карло разработана и реализована вероятностная модель поведения потока фотонов в слоях кожного покрова, зависящая от длины волны излучения. Разработанная модель позволяет учитывать индивидуальные особенности кожного покрова: толщину каждого из слоев, количество меланина, интенсивности кожного кровотока. Исследования данной модели позволили получить диаграммы поглощения/прохождения излучения в зависимости от длины волны для каждого слоя и всего кожного покрова. Полученные данные исследований позволили определить зависимости коэффициента отражения при изменении длины волны и угла наклона падающего пучка фотонов, а также коэффициента поглощения различными слоями кожи и карту распределения плотности поглощенной мощности излучения в пределах каждого слоя на различных длинах волн электромагнитного излучения.

Ключевые слова: эпидермис; низкоинтенсивное излучение; видимый диапазон; фототерапия; метод Монте-Карло; закон Бугера-Ламберта-Бера.

METHOD OF QUANTITATIVE ESTIMATION OF THE ABSORBED ENERGY OF LOW-INTENSITY ELECTROMAGNETIC RADIATION USED IN PHOTOTHERAPY

V. V. KULICHENKO, R. S. TOMASHEVSKYI

Department of Industrial and Biomedical Electronics, NTU "KhPI", Kharkov, UKRAINE

ABSTRACT The study of the distribution of low-intensity electromagnetic radiation of the visible range in human skin, for quantitative assessment tasks and the forecast of the expected effect of the phototherapy procedure is carried out. An analysis of the sources of visible electromagnetic radiation used in phototherapeutic equipment, taking into account their lighting and energy characteristics, is carried out. Based on biophysical models of the epidermis, dermis and the layer of subcutaneous fat, an optical model of the human skin is synthesized, taking into account the physical characteristics of each layer. Based on the Monte Carlo method, a probabilistic model of the behavior of the photon flux in the layers of the skin, which depends on the wavelength of the radiation, is developed and implemented. The developed model allows to take into account the individual features of the skin: the thickness of each layer, the amount of melanin, the intensity of cutaneous blood flow. Investigations of this model made it possible to obtain radiation absorption / transmission diagrams depending on the wavelength for each layer and the entire skin. The obtained research data made it possible to determine the dependence of the reflection coefficient upon changing the wavelength and the angle of inclination of the incident photon beam, as well as the absorption coefficient of various layers of the skin, and a map of the distribution of the absorbed radiation power density within each layer at different wavelengths of electromagnetic radiation.

Key words: epidermis; low-intensity radiation; visible range; phototherapy; Monte Carlo method; Bouguer-Lambert-Beer law

Введение

В медицинской практике для проведения процедур фототерапии применяется целый ряд источников электромагнитного излучения видимого диапазона (ЭМИ ВД), которые в зависимости от своего назначения имеют различные геометрические параметры и генерируют излучение в широком диапазоне длин волн и мощностей. Наряду с этим существует множество методик фототерапии, подразумевающих воздействие на определенные биологические объекты с лечебной целью при

заданных параметрах ЭМИ ВД. Обеспечение корректного проведения процедуры по выбранной методике может быть осуществлено лишь при точном задании параметров воздействия ЭМИ ВД, расчет которых игнорируется в большинстве случаев медицинским персоналом.

В первую очередь это связано с тем, что производители фототерапевтической аппаратуры приводят обобщенные технические данные излучателей, делая акцент на высокой мощности излучения и широком диапазоне регулирования целого ряда параметров воздействия. С другой

стороны, не существует методики, по которой бы было возможно оценить распределение излучения в биологическом объекте при использовании того или иного фототерапевтического излучателя.

Цель работы

Разработка метода, позволяющего количественно оценить энергии, поглощаемой кожными покровами, с учетом индивидуальных особенностей пациента, при процедуре фототерапии на основе низкоинтенсивного электромагнитного излучения.

Дозирование воздействия ЭМИ ВД. Основные параметры регулирования

Проведение процедур фототерапии заключается в облучении некоторого участка или всего пациента ЭМИ с определенными параметрами воздействия. Параметры воздействия и диапазоны их регулирования определяются применяемой методикой фототерапии и аппаратным обеспечением для ее реализации. Отсутствие конкретных значений параметров воздействия в первую очередь связано с индивидуальными особенностями протекания тех или иных паталогических процессов. Поэтому, обеспечение возможности регулирования большого числа параметров позволяет осуществить воздействие с максимальным терапевтическим эффектом.

При проведении процедур фототерапии основными параметрами воздействия являются величина интенсивности излучения I [Вт/м²]. Выражение для расчета интенсивности излучения, испускаемого одним световым источником, имеет вид:

$$I = \frac{P}{S} = \frac{\Phi_E}{S}, \quad (1)$$

где P – мощность излучения, Вт;

S – площадь подверженной излучению, м²;

Φ_E – поток излучения, испускаемый единичным источником, Вт.

Количественно воздействие ЭМИ оценивается плотностью дозы D [1], представляющей собой интенсивность излучения, которой подвержена поверхность биологического объекта в течении некоторого времени T . Этот параметр является основным, когда речь идет о биологических эффектах вызываемых ЭМИ. В общем случае плотность дозы в фототерапии имеет размерность Дж/см² и рассчитывается, исходя из формул (1) по выражению:

$$D = I \cdot T = \frac{P \cdot T}{S}. \quad (2)$$

Осуществление регулирования основных параметров воздействия, для достижения наилучшего

терапевтического эффекта, позволяет осуществить подбор оптимальных интенсивностей и плотности доз в очень широком диапазоне. Наиболее распространенными методами регулирования плотности дозы воздействия является изменение значений мощности излучения и продолжительность облучения. Площадь подверженная облучению является квазипостоянной, так как она определяется выбранной методикой процедуры фототерапии и конструктивными особенностями излучателей, применяемых для ее проведения. Поэтому в литературе практически всегда речь идет не о плотности дозы воздействия, а лишь о дозе воздействия.

Влияние параметров СИД на характер воздействия ЭМИ ВД

При проведении процедур ЭМИ ВД формируемое светодиодным источником направлено на кожные покровы зрительный анализатор. Дозирование при этом определяется значениями энергетических величин излучения, однако основные технические данные СИД являются световыми, так как они предназначены для выполнения, в большей степени, индикаторных функций. Поэтому для исследования влияния параметров СИД на характер воздействия ЭМИ необходимо получить уравнения их преобразования с приведенных технических данных в нужные величины. При этом связь между световыми и энергетическими величинами устанавливается через зрительное восприятие человека и определяется функцией видности $V_\lambda(\lambda)$. Таким образом, имея значение световых величин, которые обычно предоставляются фирмами производителя искусственных источников света, можно рассчитать энергетические по выражению:

$$\Phi_V = K_M \cdot \int_{\lambda=380\text{нм}}^{\lambda=780\text{нм}} \Phi_E(\lambda) \cdot V_\lambda(\lambda) \cdot d\lambda, \quad (3)$$

где K_M – фотометрический эквивалент излучения, равный 683 лм/Вт.

Технические данные, приводимые фирмами производителями СИД, можно разделить на несколько основных параметров:

– сила света I_V в милликанделах (мкд) или световой поток Φ_V в люменах (лм);

– длина волны λ в нанометрах (нм), являющаяся пиковой или доминирующей в спектре излучения;

– угол половинной яркости α в радианах (рад);

– диаграмма пространственного распределения силы света $I_V(\varphi)$, приводимая производителями в виде графического представления угла свечения СИД, (см. рис. 1, а).

Главной характеристикой СИД является сила света, однако в мощных светодиодах акцент делается

на величину светового потока. Поэтому световой поток является более подходящей мерой оценки испускаемого ЭМИ при сравнении между различными источниками излучения и при выполнении расчётов.

Самая распространенная конструкция светодиода, применяемая в фототерапии, является 5-ти мм цилиндрическая колба с линзой, предназначенной для обеспечения минимальных потерь излучения при выходе во внешнюю среду и фокусирование пучка света в заданном телесном угле (см. рис. 1,б).

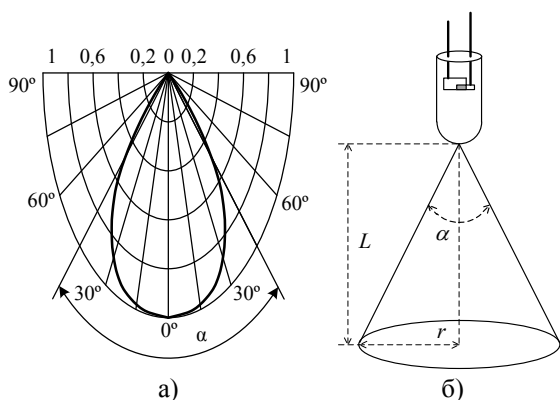


Рис. 1 – Геометрические параметры распространения излучения, формируемого СИД

Значение светового потока, при имеющихся параметрах силы света и угле половинной яркости, может быть рассчитано по выражению:

$$\Phi_V = I_V \cdot \Theta = I_V \cdot 2 \cdot \pi \cdot (1 - \cos(\alpha/2)). \quad (4)$$

Для определения значение потока излучения, испускаемого светодиодом с определенной длиной волны решив уравнения (3) и (4) относительно переменной Φ_E , получим:

$$\Phi_E = \frac{I_V \cdot 2 \cdot \pi \cdot (1 - \cos(\alpha/2))}{K_M \cdot V_\lambda}. \quad (5)$$

На основании выражений для определения светового и энергетического потоков определим значение основных параметров воздействия на расстоянии L от источника излучения, будут рассчитываться в соответствии с выражениями:

$$I = \frac{I_V \cdot 2 \cdot \pi \cdot (1 - \cos(\alpha/2))}{K_M \cdot V_\lambda \cdot \pi \cdot L^2 \cdot \text{tg}^2(\alpha/2)}; \quad (6)$$

Из полученных выражений (6) следует, что с увеличением расстояния от источника излучения до облучаемой поверхности значение основных параметров воздействия уменьшается пропорционально второй степени, а изменение силы

света источника ведет к прямо пропорционально их изменению.

Математическая модель распределения излучения в биологическом объекте при использовании СИД

При локальной фототерапии воздействие излучением направлено на кожные покровы. Обеспечение достоверной оценки дозирования процедур возможно лишь при определении количества поглощенного излучения биологическим объектом. Эти данные необходимы в первую очередь при изготовлении фототерапевтических аппаратов, так как позволяют учесть ряд технических параметров источников излучения на этапе разработки конструкции излучателя.

Для определения влияния таких параметров СИД на распределение излучения в биологическом объекте была разработана математическая модель. В качестве биологического объекта, в котором распространяется ЭМИ ВД, использована упрощенная трехслойная модель кожных покровов, представленная на рис. 2 [2, 3]. Оптические и структурно-морфологическими свойствами кожи, используемые в математической модели, приведены в табл. 1.

Таблица 1 – Основные параметры слоев кожи

Слой кожи	Показатель преломления	Толщина слоя, см	W^i , %	B , %	M , %	μ_s^0 , cm^{-1}
1 – роговой слой и эпидермис	1,45	0,01	60	0	9	300
2 – дерма	1,36	0,2	75	1,5	0	120
3 – подкожная жировая клетчатка	1,44	0,3	5	0	0	130

Излучение, формируемое СИД, на поверхности кожных покровов создает интенсивность, значение которой, определяется выражением:

$$I_0 = \int_{S=0}^{S=2\pi \text{tg}(\alpha/2)} \int_{\varphi=0}^{\varphi=\alpha/2} \int_{\lambda=400}^{\lambda=700} \left(\frac{I_V(\varphi, \lambda) \cdot d\varphi \cdot d\lambda}{K_M \cdot V_\lambda(\lambda) \cdot dS} \right). \quad (7)$$

При достижении излучения поверхности кожных покровов часть излучения отражается I'_0 и уходит во внешнюю среду, а часть проходит вглубь. Количество отраженного излучения определяется коэффициентом отражения r_0 .

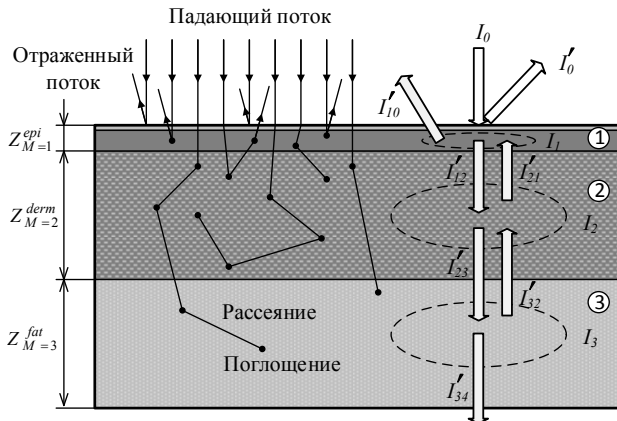


Рис. 2 – Упрощенная модель кожи и взаимодействие фотонов в ней

В соответствии с закон Бугера-Ламберта-Бера для мутной среды при прохождении излучения через биологическую ткань происходит его ослабления в соответствии с выражением:

$$I' = I_0 \cdot e^{-\mu_i \cdot z}; \quad (8)$$

где μ_i – коэффициент ослабления, равный сумме коэффициентов μ_a и μ_s ;

z – толщина слоя, через которое проходит излучение.

Величина потока излучения, на которую он ослабляется, поглощается текущим слоем, а оставшая его часть рассеивается в последующий и предыдущий слои. Значение поглощенного излучения может быть рассчитано в соответствии с выражением:

$$I = I_0 - I' = I_0 \cdot (1 - e^{-\mu_i \cdot z}). \quad (9)$$

Для слоя эпидермиса, который является первым на пути распространении потока излучения, выражения определяющие количество поглощенного I_1 и рассеянного излучения I'_{10} и I'_{12} (во внешнюю среду и в слой дермы соответственно) будут иметь вид:

$$I_1 = [I_0 \cdot (1 - r_0) + I'_{21}] \cdot (1 - e^{-\mu_{i1} \cdot z_1}); \quad (10)$$

$$I'_{10} = (I_0 \cdot (1 - r_0) + I'_{21} - I_1) \cdot \left(1 - \frac{r_0}{r_0 + r_1}\right); \quad (11)$$

$$I'_{12} = (I_0 \cdot (1 - r_0) + I'_{21} - I_1) \cdot \left(1 - \frac{r_1}{r_0 - r_1}\right); \quad (12)$$

где μ_{i1} – коэффициент ослабления слоя эпидермиса;

z_1 – толщина слоя эпидермиса;

I'_{21} – величина излучения рассеянного из слоя дермы в эпидермис;

r_1 – коэффициент отражения перехода между слоями эпидермиса и дермы.

Часть излучения прошедшего через эпидермис I'_{12} частично поглощается дермой I_2 (вторым слоем) и рассеивается в слой эпидермиса I'_{21} и подкожной жировой клетчатки I'_{23} , а выражения для их расчета будут иметь вид:

$$I_2 = (I'_{12} + I'_{32}) \cdot (1 - e^{-\mu_{i2} \cdot z_2}); \quad (13)$$

$$I'_{21} = (I'_{12} + I'_{32} - I_2) \cdot \left(1 - \frac{r_1}{r_1 + r_2}\right); \quad (14)$$

$$I'_{23} = (I'_{12} + I'_{32} - I_2) \cdot \left(1 - \frac{r_2}{r_1 + r_2}\right); \quad (15)$$

где μ_{i2} – коэффициент ослабления слоя дермы;

z_2 – толщина слоя дермы;

I'_{32} – величина излучения рассеянного из слоя подкожной жировой клетчатки в дерму;

r_2 – коэффициент отражения перехода между слоями дермы и подкожной жировой клетчатки.

Часть излучения прошедшего через дерму I'_{23} частично поглощается подкожной жировой клетчаткой I_3 (третьим слоем) и рассеивается в слой дермы I'_{32} и проходит в подкожные ткани I'_{34} , а выражения для их расчета будут иметь вид:

$$I_3 = I'_{23} \cdot (1 - e^{-\mu_{i3} \cdot z_3}); \quad (16)$$

$$I'_{32} = (I'_{23} - I_3) \cdot \left(1 - \frac{r_2}{r_2 + r_3}\right); \quad (17)$$

$$I'_{34} = (I'_{23} - I_3) \cdot \left(1 - \frac{r_3}{r_2 + r_3}\right); \quad (18)$$

где μ_{i3} – коэффициент ослабления слоя подкожной жировой клетчатки;

z_3 – толщина подкожной жировой клетчатки;

r_3 – коэффициент отражения перехода между слоем подкожной жировой клетчатки и подкожными тканями.

Величина излучения поглощенного биологическим объектом определяется как разность между достигнувшей поверхности кожи и отраженной во внешнюю среду. При этом, излучение, отраженное во внешнюю среду, имеет две составляющие, первая представляет собой часть, отраженную от поверхности кожи, а вторая – рассеянная слоем эпидермиса и представляет собой диффузно-отраженное излучение. Для определения последнего, необходимо решить все уравнения (10)-(18).

Решение уравнений распределения излучения предложенной модели, возможно только при

использовании численных методов решения. Наиболее распространенным методом, позволяющим описать взаимодействие ЭМИ ВД с мутными средами, является метод Монте-Карло [4,5]. С точки зрения решения уравнения распределения излучения, метод Монте-Карло заключается в компьютерном моделировании случайного прохождения N числа фотонов.

Математическая модель реализована в виде компьютерной программы, которая обеспечивает учет событий поглощения и рассеяния на всем пути следования фотона через непрозрачную среду. Работа программы может быть разделена на пять основных этапов: генерация пучка фотонов, генерация траектории движения фотона, поглощение, ликвидация и регистрация [6,7]. Расстояние, преодолеваемое фотоном, на пути между двумя взаимодействиями выбирается из логарифмического распределения путем генерации случайного числа компьютером. Для учета поглощения каждый фотон имеет вес вероятности рассеяния, значение которого уменьшается при прохождении через среду до тех пор, пока не будет поглощен или величина его станет минимальной. Если при взаимодействии фотона имеет место рассеяние, определяется новое направление движения в соответствии с фазовой функцией и случайно сгенерированным числом. Эту процедуру выполняют до тех пор, пока фотон не выйдет из рассматриваемого слоя или не будет поглощен.

Для получения достоверных значений результатов с наименьшей флуктуацией необходимо начальное значение количества фотонов в пакете выбирать максимально возможное. Однако это приводит к увеличению времени обработки результатов.

Результаты исследования распределения излучения в кожных покровах

Исследования распределения излучения проводились в два этапа: на первом рассматривалось влияние длины волны излучения и диаграммы направленности СИД, на втором – распределение излучения в кожных покровах при определенном спектральном составе ЭМИ ВД с учетом диаграммы направленности.

При исследовании отражающих способностей кожи в диапазоне длин волн от 400 до 700 нм, предполагаемый светодиодный источник располагается на расстоянии 100 мм от поверхности кожи и имеет косинусоидальную диаграмму направленности. Количество фотонов в пакете N_{max} при $\alpha = 0$ составляет 100000 шт. Результаты проведенного моделирования приведены на рис. 3.

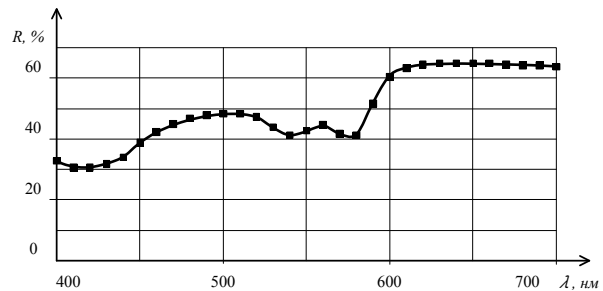


Рис. 3 – Зависимость количества отраженных фотонов от поверхности кожи

Значение коэффициента отражения уменьшается от желтого до фиолетового участка спектра, что обусловлено увеличением коэффициента поглощения меланина в этом диапазоне длин волн. Провалы в кривой (рис. 3) в точках длин волн 420 и 575 нм соответствуют максимуму поглощения гемоглобина крови.

Увеличенное значение коэффициента отражения, по сравнению с представленными в работах [7-9], обусловлено спецификой конструкции светоизлучающего диода, излучение от которого попадает на поверхность кожи под различными углами. Увеличение угла α между вектором направления луча и нормалью к поверхности кожи ведет к росту фотонов зеркально отраженных от границы воздух-кожа, и с достижением критического угла практически полностью отражаются от поверхности кожи, см. рис. 4.

Таким образом, на основании распределения интенсивности излучения светодиода (диаграммы направленности) и графика изменения коэффициента отражения излучения от поверхности кожных покровов рассчитывается количество поглощенной энергии биологическим объектом по выражению [10]:

$$A^* = \int_{\alpha=0}^{\alpha_{max}} I^*(\alpha) \cdot (1 - R(\alpha)) \cdot (\pi \cdot L^2 \cdot \text{tg}^2(\alpha)) \quad (19)$$

где, α_{max} – максимальный угол выхода луча излучения формируемого оптической призмой светодиода.

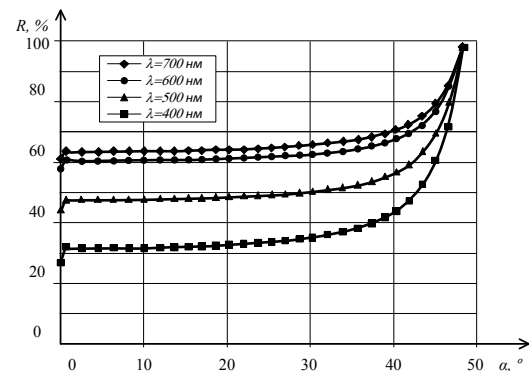


Рис. 4 – Коэффициент отражения на различной длине волны

Излучение, поглощаемое кожей, распределяется в различной степени по слоям, что в первую очередь определяется фотоакцепторами расположенными в них. Для участка кожи с параметрами, приведенными в табл. 1, распределение количества поглощенного излучения по слоям имеет вид, представленный на рис. 5 [11].

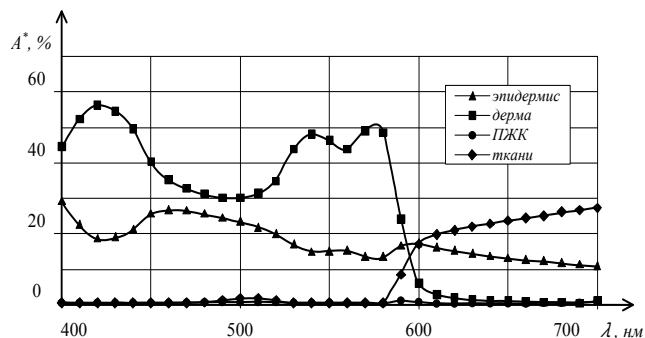


Рис. 5 – Коэффициент поглощения фотонов различными слоями кожи и подкожной ткани

Из зависимости, приведенной на рис. 5, следует, что основным поглотителем фотонов, в диапазоне длин волн от 400 до 590 нм, является слой дермы. В дерме основными поглотителями ЭМИ являются ферментные элементы крови, вода и коллагеновые волокна, обеспечивающие гибкость и прочность кожи. В зависимости от физического и эмоционального состояния человека кровь распределяется по различным его органам в зависимости от текущей их потребности в питательных веществах, кислороде и тепловом регулировании. В состоянии покоя и при нейтральной температуре внешней среды кожные покровы получают от 5 до 10 % сердечного выброса, при этом суммарное количество крови прошедшее через них достигает 200-500 мл/мин. Максимальная величина кожного потока крови, при тепловом стрессе, достигает 2,5-3 л/мин, составляя 30-50 % от сердечного выброса. Такой диапазон изменения кровотока приводит к вариации объемной доли крови B в слое дермы в пределах от 2 до 5 % и как следствие к изменению коэффициента поглощения фотонов (см. рис. 6) [10, 12].

Изменение количества крови в кожных покровах, а, следовательно, и коэффициента поглощения приведет к отклонению в рассчитываемых дозах воздействия, что может привести к ослаблению терапевтического воздействия или к усугублению физиологического состояния пациента.

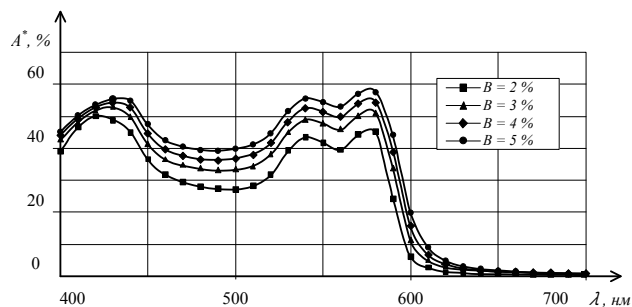


Рис. 6 – Изменение коэффициента поглощения фотонов слоем дермы при различных объемных долях крови

Главным фактором в регуляции кожного кровотока является температура, повышение которой, главным образом, сказывается на раскрытии артериовенозных анастомозов, что ведет в свою очередь к увеличению кровотока в 3 – 3,5 раза. При взаимодействии с кожными покровами фотон может запустить фотохимическую реакцию или спровоцировать локальный перегрев в клетке поглотителя. Суммационный эффект вызванный последним приводит к тепловому нагреву слоев кожи и к запуску терморегуляционных процессов в организме. Величина температуры слоев кожи определяется многими показателями [13]: температурами каждого из слоев и окружающей среды, физиологическими состояниями кожи, параметрами воздействия формируемого источником ЭМИ и др.

Одним из основных параметров воздействия указывающим на температуру слоев кожи является распределение плотности поглощенной мощности. Так как различные слои кожи имеют в своем составе специфические акцепторы, поглощающие ЭМИ только в определенном диапазоне длин волн, и различную толщину карта распределения плотности поглощенной мощности от светоизлучающего диода будет иметь различный характер [11].

Светоизлучающий диод с параметрами (основная длина волны $\lambda = 430$ нм, угол половинной яркости $\alpha = 30^\circ$, косинусоидальная диаграмма распределения) расположенный на расстоянии $l = 100$ мм от поверхности кожи вызывает формирование карты распределения плотности поглощенной мощности показанной на рис. 7.

Карта показывает, что основное распределение плотности поглощенной мощности находится в слое эпидермиса (толщина слоя составляет 0,1 мм) и верхней части дермы (толщина слоя составляет 2 мм) при этом максимальное значение достигает 0,067 % на 1 мм² от мощности испускаемой источником. Такие значения плотности поглощенной мощности вызывают сильный нагрев слоев эпидермиса и дермы и могут приводить к разрушению белковых соединений и повреждению клеток при длительном времени облучения.

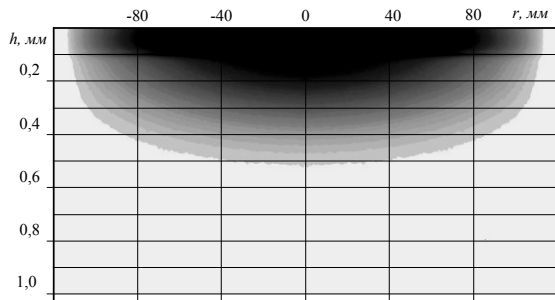


Рис. 7 – Карта распределения плотности поглощенной мощности при $\lambda = 430$ нм

Карта при основной длине волны излучения $\lambda = 525$ нм, приведенная на рис. 8, отображает равномерное распределение плотности поглощенной мощности во всем слое дермы, однако максимум значения $0,036$ % на 1мм^2 в слое эпидермиса достигает.

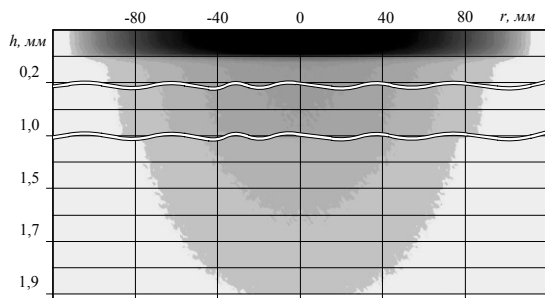


Рис. 8 – Карта распределения плотности поглощенной мощности при $\lambda = 525$ нм

При длине волны источника $\lambda = 595$ нм моделирование показало, что максимальная плотность мощности на карте составляет $0,015$ % на мм^2 , а карта имеет вид приведенный на рис. 9.

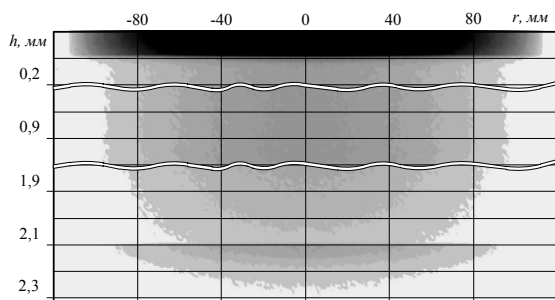


Рис. 9 – Карта распределения плотности поглощенной мощности при $\lambda = 595$ нм

Снижение плотности мощности обусловлено высоким значением коэффициента отражения на этом участке спектра и большой глубиной проникновения ЭМИ в подкожные ткани. Наблюдается равномерное распределение плотности поглощенной мощности в слое дермы и формирования участка поглощения в слое подкожной жировой клетчатки. Нагреву при таком распределении будут подвергаться подкожные

ткани и жидкости, формируя свойственные их взаимодействию ЭМИ физиологические реакции.

Карта распределения плотности поглощенной мощности, при длине волны излучения $\lambda = 660$ нм, показывает малое взаимодействие ЭМИ с кожными покровами, а максимум значения составляет лишь $0,002$ % на мм^2 от излучения формируемого источником а карта имеет вид приведенный на рис. 10. В диапазоне длин волн ЭМИ от 600 до 700 нм кожа является практически прозрачной, позволяя проникать ему глубоко в подкожные ткани.

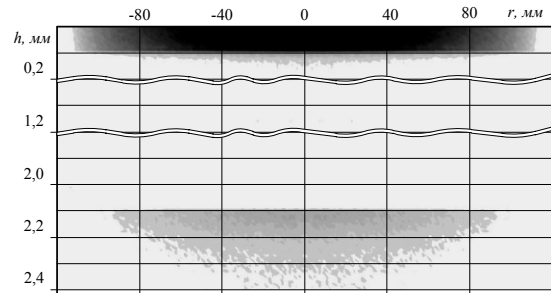


Рис. 10 – Карта распределения плотности поглощенной мощности при $\lambda = 660$ нм

Моделирование процессов взаимодействия ЭМИ испускаемого полупроводниковым светодиодом с кожными покровами позволило получить ряд функциональных зависимостей [9]. Одной из наиболее важных из них является влияния длины волны излучения λ на коэффициент отражения R кожных покровов. Значение которого, так же зависит от величины угла наклона между испускаемым лучом и нормалью между источником и поверхностью кожи. Коэффициент отражения позволяет определить количество энергии поглощенной биологическим объектом при проведении процедуры и оценить степень реакции организма на излучение различных участков спектра. Коэффициент поглощения позволяет оценить в процентном соотношении распределение поглощенной дозы излучения различными слоями кожных покровов человека [14].

Выводы

На основании приводимых технических данных СИД и уравнений для определения основных величин дозирования процедур фототерапии получены выражения для их количественной оценки с учетом технологических параметров светоизлучающих диодов, позволяющие определять взаимосвязь между световыми и энергетическими характеристиками источников ЭМИ ВД применяемых в излучателях.

Созданная математическая модель позволяет оценить распределение поглощенной энергии кожными покровами человека, представленные в виде трехслойной структуры, генерируемой светоизлучающими диодами с учетом всех

технических характеристик. Разработанная компьютерная программа для реализации предложенной математической модели на основе метода Монте-Карло, позволяет рассчитать трехмерное распределение поглощения энергии в кожных покровах человека.

Полученные результаты исследований с использованием математической модели позволили определить зависимости коэффициента отражения при изменении длины волны и угла наклона падающего пучка фотонов, а также коэффициента поглощения различными слоями кожи и карту распределения плотности поглощенной мощности излучения в пределах каждого слоя на различных длинах волн ЭМИ.

Кроме этого было установлена зависимость изменения поглощения мощности излучения от кровенаполнения слоя дермы, что указывает на целесообразность применения методов биосинхронизации, изменения параметров воздействия синхронного с различными биологическими ритмами (пульс, дыхание и др.). При этом следует увеличивать мощность излучения на этапе распространения пульсовой волны по кожным покровам и уменьшать мощность на этапе диастолы, что в свою очередь снизит избыточное нагревание рогового слоя и эпидермиса.

Список литературы

1. **Москвин, С. В.** Эффективность лазерной терапии / **С. В. Москвин**. – Москва: ИПЛЦ «Техника», 2003. – 256 с.
2. **Karu, T. I.** Effects of Monochromatic Low-Intensity Light and Laser Irradiation on Adhesion of HeLa Cells in vitro / **T. I. Karu, L. V. Pyatibrat, G. S. Kalendo** [et al.] // *Lasers in Surgery and Medicine*. – 1996. – Vol. 18. – P. 171-177.
3. **Srinivasan, V.** Melatonin, biological rhythm disorders and phototherapy / **V. Srinivasan** // *Indian J Physiol Pharmacol*. – 1997. – Vol. 41. – № 4. – P. 309-328.
4. **Башкатов, А. Н.** Управление оптическими свойствами биотканей при воздействии на них осмотически активными иммерсионными жидкостями: дисс. на соискание учен. степени кандидата физ.-мат. наук: 03.00.02 / **Башкатов Алексей Николаевич**. – Саратов, 2002. – 198 с.
5. **Павлов, С. В.** Аналіз методів розповсюдження випромінювання в біологічних середовищах на основі застосування методу Монте-Карло / **С. В. Павлов, Т. І. Козловська, В. П. Думенко** // *Оптико-електронні інформаційноенергетичні технології*. – 2008 – №2(16) – С. 139-144.
6. **Пушкарева, А. Е.** Методы математического моделирования в оптике биоткани: Учебное пособие / **А. Е. Пушкарева**. – СПб: СПбГУ ИТМО, 2008. – 103 с.
7. **Niemz, M. H.** Laser–Tissue Interactions: Fundamentals and Applications / **M. H. Niemz**. – Berlin, 1996. – 305 p.
8. **Karu, T. I.** Exact action spectra for cellular responses relevant to phototherapy / **T. I. Karu, S. F. Kolyakov** // *Photomed. Laser Surg.* – 2005. – Vol. 23, № 4. – P. 355-361.
9. **Douven, L. F.** Retrieval of Optical Properties of Skin from Measurement and Modelling the Diffuse Reflectance/ **L. F.**

- A. Douven, G. W. Lucassen** // *Proc. SPIE*. – 2000. – V. 3914. – P. 312-323.
10. **Генина, Э. А.** Исследование возможности повышения эффективности лазерного удаления татуировок с помощью оптического просветления кожи / **Э. А. Генина, А. Н. Башкатов, В. В. Тучин** [и др.] // *Квантовая электроника*. – 2008. – № 6. – С. 580-587.
11. **Сокол, Е. И.** Распределение излучения, генерируемого светоизлучающими диодами, в кожных покровах человека / **Е. И. Сокол, А. В. Кипенский, В. В. Куличенко** // *Прикладная радиоэлектроника*. Состояние и перспективы развития. Сб. науч. тр. – Харьков: АНПРЭ, ХНУРЭ, 2011. – Т.3. – С.100-103.
12. **Барун, В. В.** Особенности спектральной поглощательной способности эритроцитов крови / **В. В. Барун, А. П. Иванов** // *Альманах клинической медицины: III Троицкая конференция «Медицинская физика и инновации в медицине»* – Москва, 2008. – Т. XVII, Ч.1. – С. 28-31.
13. **Кипенский, А. В.** Моделирование распределения электромагнитного излучения видимого диапазона в биологических тканях / **А. В. Кипенский, В. В. Куличенко** // *Математические методы в технике и технологиях*. – ММТТ-25: сб. труд. XXV Междунар. научн. конф.: Под общ. ред. А.А. Большакова. Волгоград: Волгогр. гос. техн. ун-т, 2012; Харьков: Национ. техн. ун-т «ХПИ», 2012. – С. 41-45.
14. **Корндорф, С. Ф.** Метод контроля поглощенной внутренними тканями дозы с учетом поглощаемой в эпидермисе мощности излучения при низкоинтенсивной лазерной терапии / **С. Ф. Корндорф, К. В. Подмастерьев, А. В. Дунаев** // *Лазерная медицина*. – 2003. – Т.7. – №2. – С. 7-11.

Bibliography (transliterated)

1. **Moskvin, S. V.** Effektivnost lazernoy terapii, Moskwa, NPLTs «Tehnika», 2003, 256.
2. **Karu, T. I., Pyatibrat, L. V., Kalendo, G. S.** Effects of Monochromatic Low-Intensity Light and Laser Irradiation on Adhesion of HeLa Cells in vitro. *Lasers in Surgery and Medicine*, 1996, **18**, 171-177.
3. **Srinivasan, V.** Melatonin, biological rhythm disorders and phototherapy. *Indian J Physiol Pharmacol*, 1997, **41**, **4**, 309-328.
4. **Bashkatov, A. N.** Upravlenie opticheskimi svoystvami biotkaney pri vozdeystvii na nih osmoticheskimi aktivnyimi immersionnyimi zhidkostyami: diss. na soiskanie uchen. stepeni kandidata fiz.-mat. nauk: 03.00.02, Saratov, 2002, 198.
5. **Pavlov, S. V., Kozlovskaya, T. I. Dumenko, V. P.** Analiz metodiv rozpovsyudzhennya vi-promlnyuvannya v biologichnih seredovishchah na osnovi za-stosuvannya metodu Monte-Karlo. *Optiko-elektronni Informatsiynoenenergetichni tehnologiyi*, 2008, **2**(16), 139-144.
6. **Pushkareva, A. E.** Metodyi matematicheskogo modelirovaniya v optike biotkani: Uchebnoe posobie, SPb: SPbGU ITMO, 2008, 103.
7. **Niemz, M. H.** Laser–Tissue Interactions: Fundamentals and Applications, Berlin, 1996, 305.
8. **Karu, T. I., Kolyakov, S. F.** Exact action spectra for cellular responses relevant to phototherapy. *Photomed. Laser Surg.*, 2005, **23**, **4**, 355-361.
9. **Douven, L. F., Lucassen, G. W.** Retrieval of Optical Properties of Skin from Measurement and Modelling the Diffuse Reflectance. *Proc. SPIE*, 2000, **3914**, 312-323.

10. **Genina, E. A., Bashkatov, A. N., Tuchin, V. V.** Issledovanie vozmozhnosti povyishe-niya effektivnosti lazernogo udaleniya tatuirovok s pomo-schyu opticheskogo prosvetleniya kozhi. *Kvantovaya elektronika*, 2008, **6**, 580-587.
11. **Sokol, E. I., Kipenskiy, A. V., Kulichenko, V. V.** Raspredelenie izlucheniya, generirue-mogo svetoizluchayuschimi diodami, v kozhnyih pokrovah cheloveka. *Prikladnaya radioelektronika*, Harkov, ANPRE, HNURE, 2011, **3**, 100-103.
12. **Barun, V. V., Ivanov, A. P.** Osobennosti spektralnoy pogloscha-telnoy sposobnosti eritrotsitov krovi. *Almanah klinicheskoy meditsiny: III Troitskaya konferentsiya «Meditsinskaya fizika i innovatsii v meditsine»*, Moskwa, MONIKI, 2008, **XVII**, 1, 28-31.
13. **Kipenskiy, A. V., Kulichenko, V. V.** Modelirovanie raspredeleniya elektromagnitnoy izlucheniya vidimogo diapazona v biolo-gicheskikh tkanyah. *Matematicheskoe metody v tehnikе i tehnologiyah*. – MMTT-25: sb. trud. XXV Mezhdunar. nauchn. konf.: Pod obsch. red. A.A. Bolshakova. Volgograd: Volgogr. gos. tehn. un-t, 2012; Harkov: Natsion. tehn. un-t «HPI», 2012, 41-45.
14. **Korndorf, S. F., Podmasterev, K. V., Dunaev, A. V.** Metod kontrolya pogloschennoy vnutrennimi tkanyami dozyi s uchetom pogloschaemoy v epi-dermise moschnosti izlucheniya pri nizkointensivnoy lazer-noy terapii. *Lazernaya meditsina*, 2003, **7**, 2, 7-11.

Сведения об авторах (About authors)

Томашевский Роман Сергеевич – кандидат технических наук, доцент, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», доцент кафедры промышленной и биомедицинской электроники г. Харьков, Украина; e-mail: romiocat.khpi@gmail.com.

Roman Tomashevsky – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, National Technical University "Kharkov Polytechnic Institute", Associate Professor of the Department of Industrial and Biomedical Electronics, Kharkov, Ukraine; e-mail: romiocat.khpi@gmail.com.

Куличенко Вячеслав Викторович – кандидат технических наук, доцент, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», доцент кафедры промышленной и биомедицинской электроники г. Харьков, Украина; e-mail: Kulichenko.Viacheslav@gmail.com.

Viacheslav Kulichenko – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, National Technical University "Kharkov Polytechnic Institute", Associate Professor of the Department of Industrial and Biomedical Electronics, Kharkov, Ukraine; e-mail: Kulichenko.Viacheslav@gmail.com.

Пожалуйста, ссылаетесь на эту статью следующим образом:

Куличенко, В. В. Метод количественной оценки поглощенной энергии низкоинтенсивного электромагнитного излучения применяемого в фототерапии / **В. В. Куличенко, Р. С. Томашевский** // *Вестник НТУ «ХПИ», Серия: Новые решения в современных технологиях*. – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 103-111. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.15.

Please cite this article as:

Kulichenko, V. V., Tomashevsky, R. S. Method of quantitative estimation of the absorbed energy of low-intensity electromagnetic ra-diation used in phototherapy. *Bulletin of NTU "KhPI". Series: New solutions in modern technologies*. – Kharkiv: NTU "KhPI", 2018, **26** (1302), 1, 103-111, doi:10.20998/2413-4295.2018.26.15.

Будь ласка, посилайте на цю статтю наступним чином:

Куліченко, В. В. Дослідження інформаційної значущості параметрів плану медико-біологічного експерименту / **В.В. Куліченко, Р. С. Томашевський** // *Вісник НТУ «ХПІ», Серія: Нові рішення в сучасних технологіях*. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 103-111. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.15.

АНОТАЦІЯ У роботі проведено дослідження розподілу низькоінтенсивного електромагнітного випромінювання видимого діапазону-на в шкірних покриттях людини, для задач кількісної оцінки і прогнозу очікуваного ефекту процедури фото-терапії. Проведено аналіз джерел видимого електромагнітного випромінювання, що використовується в фототерапевтичній апаратурі, що враховує їх світлотехнічні та енергетичні характеристики. На підставі біофізичних моделей епідермісу, дерми і шару підшкірної жирової клітковини синтезована оптична модель шкірного покриття людини, яка враховує фізичні особливості кожного шару. На основі методу Монте-Карло розроблено та реалізовано імовірнісну модель поведінки потоку фотонів в шарах шкірного покриття, що залежить від довжини хвилі випромінювання. Розроблена модель дозволяє враховувати індивідуальні особливості шкірного покриття: товщину кожного з шарів, кількість меланіну, інтенсивності шкірного кровотоку. Дослідження даної моделі дозволили отримати діаграми поглинання / проходження випромінювання в залежності від довжини хвилі для кожного шару і всього шкірного покриття. Отримані дані досліджень дозволили визначити залежності коефіцієнта поглинання при зміні довжини хвилі і кута нахилу падаючого пучка фотонів, а також коефіцієнта поглинання різними верствами шкіри і карту розподілу щільності поглиненої потужності випромінювання в межах кожного шару на різних довжинах хвиль електромагнітного випромінювання.

Ключові слова: епідерміс; низькоінтенсивне випромінювання; видимий діапазон; фототерапія; метод Монте-Карло; закон Бугера-Ламберта-Бера.

Поступила (received) 26.06.2018

УДК 621.3.049.77

doi:10.20998/2413-4295.2018.26.16

АПАРАТНО-ПРОГРАМНИЙ КОМПЛЕКС КОНТРОЛЮ ФІЗІОЛОГІЧНИХ ПАРАМЕТРІВ ДЛЯ ПОЛІГРАФІЧНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ

С. К. МЕЩАНИНОВ*, А. Т. НЕЛЬГА

кафедра електроніки Дніпровського державного технічного університету, Кам'янське, УКРАЇНА
*email: sergey.meshaninov@gmail.com

АННОТАЦІЯ Проаналізовані існуючі апаратно-програмні комплекси детекції брехні людини, що обстежується. Розглянуті технології знімання і обробки фізіологічних сигналів для відстежування фізіологічних реакцій людини в умовах сприйняття емоційно значущої інформації. Запропонований варіант використання безконтактного методу на основі мікроелектронного магнітного датчика реєстрації параметрів кровотока з метою контролю змінювання психоемоційного стану людини, що обстежується на поліграфі. Запропонований алгоритм виявлення порушення контакту «шкіра пацієнта – електрод», що дало змогу значно поліпшити надійність дії відповідного каналу контактного знімання біосигналів.

Ключові слова: апаратно-програмні комплекси детекції брехні; контакт «шкіра пацієнта – електрод»; кровоток; алгоритм; психофізіологічний стан; поліграф; електрокардіографія

EQUIPMENT-SOFTWARE COMPLEX FOR CONTROL THE PHYSIOLOGICAL PARAMETERS FOR POLYGRAPHIC STUDIES

S. K. MESHANINOV, A. T. NELHA

Department of Electronics of the Dnipro State Technical University, Kamenskoye, UKRAINE

ABSTRACT The existing hardware and software complexes of detecting lies of an explored person are analyzed. Technologies of removal and processing of physiological signals for tracking physiological reactions of a person in the conditions of perception of emotionally significant information are considered. It should be noted that the procedure for detecting lies is probabilistic. It uses a multivariate analysis of statistical data and according to specified criteria regarding the specific tasks facing the polygraph examiner, appropriate decisions are made. It is concluded that the decision making based on the results of the interpretation of the polygons received during the testing on the polygraph is invariably carried out according to the following principal scheme:

1. Analysis of graphs of physiological reactions recorded on the polygraph of each questionnaire. 2. Assigning the significance of the stimuli to each request, based on the analysis of graphs of physiological reactions. 3. Establishment of the causal link of the significance of the incentives of a particular test with the presence / absence of information in the memory of the investigated person about the past event, in accordance with the organizational and logical structure of each request. The offered variant of use of contactless method on the basis of microelectronic magnetic sensor of registration of blood flow parameters in order to control change of psychoemotional state of the person being examined on polygraph. The proposed algorithm for detecting a violation of contact "patient skin - electrode", which has made it possible to significantly improvement.

Keywords: hardware-software complexes of lie detection; contact "patient's skin - electrode"; blood flow; algorithm; psychophysiological state; polygraph; electrocardiography

Постановка проблеми

Застосування апаратно - програмних комплексів, таких як поліграф, особливо стало актуальним останніми роками. У світовій і вітчизняній практиці поліграф застосовують для вирішення завдань як при роботі з кадрами в цілях профілактики правопорушень і розслідуваннях або службових розглядах, так і у якості послуг домашнього персоналу (няні, кухарки, прибиральниці та ін.) для виявлення чинників ризику запрошуваних в будинок людей [1].

Незалежно від мети застосування, ефективна робота поліграфа у значній мірі визначається достовірністю отриманої фізіологічної інформації

про рівень змінювання психофізіологічного стану (ПФС) особи, що проходить обстеження. Але, як витікає з літературних джерел [2, 3], результати прийнятих рішень багатьох спеціалістів – поліграфологів, при існуючому інформаційному забезпеченні поліграфів, в чи малій кількості випадків є не цілком адекватними реальному стану [3].

На рис. 1 зображено структурну схему комплексу поліграф – пацієнт, що обстежується на поліграфі.

Важливим аспектом отримання адекватних результатів оцінки ПФС є підбір відповідної методики проведення вимірювання фізіологічних параметрів у залежності від вибраного критерія [4].

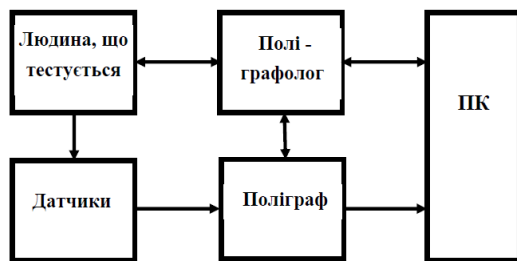


Рис. 1 – Структурна схема комплексу “поліграф – пацієнт”

Аналіз останніх досліджень і публікацій

По суті поліграфічний комплекс, у подальшому поліграф, складається із 3 – х обов'язкових компонентів: це апаратна частина (сенсорний блок з комплектом датчиків), операційна частина, що складається з спеціальних комп'ютерних програм, які забезпечують оператору поліграфа представлення та збереження психофізіологічних даних і система оцінки даних. Поліграф забезпечує зняття сигналів з датчиків, що несуть фізіологічну інформацію, підсилення і фільтрацію цих сигналів, перетворення їх в цифровий код і передачу його в пристрій прийому, обробки і відображення сигналів [2]. Він має 5 - 12 незалежних каналів, по яких реєструє фотоплетизмограму, шкірно-гальванічну реакцію, верхнє та нижнє дихання, зміни кров'яного тиску, мовний сигнал, автоматично оцінює загальну напруженість обстежуваного, її психологічну складову в реальному масштабі часу та ін. [3].

Сучасний поліграф фіксує сигнали, що поступають з датчиків, які прикріплені до різних ділянок тіла. Що дає одночасна реєстрація фізіологічних вимірів, розглянемо детальніше.

Електричні показники шкіри. Датчики шкірно-гальванічної реакції (далі - КГР) призначені для реєстрації змін опору шкіри людини на основі двох електродів, забезпечених застілками. За допомогою застібок датчики закріплюються на вказівному і безіменному пальцях людини.

Встановлено наступні закономірності: перший - зміни опору шкіри при пропусканні через неї слабого струму; другий - різниця потенціалів між різними ділянками шкіри. Ці відкриття лягли в основу двох методик реєстрації КГР: екзосоматичного (вимір опору шкіри) і ендосоматичного (вимір електричних потенціалів різних ділянок шкіри).

При візуальному аналізі ШГР, враховують наступні параметри:

1. Час запізнювання реакції після пред'явлення стимулу. У нормі воно складає 1,2 - 3 с.;

2. Площа під кривою ШГР (S) - інтегральний показник, що характеризує силу відповіді нервової системи на подразник (саме цей показник

розраховується практично в усіх сучасних комп'ютерних поліграфах при автоматичній обробці).

Серцево-судинна система людини і зміни в ній при емоційній нарузі.

У людини серцевий м'яз і кровоносні судини діють погоджено, щоб задовольняти потреби різних органів, що постійно міняються, і служити їм мережею для постачання і зв'язку, оскільки з кровотоком переносяться поживні речовини, газу, продукти розпаду, гормони. У численних дослідженнях показано, що емоційна напруга викликає істотні зміни частоти серцевих скорочень (ЧСС) і артеріального тиску (АТ) при одночасній зміні локального кровотоку і кровонаповнення судин периферичних органів.

Індикаторами активності серцево-судинної системи зазвичай служать:

- ритм серця - частоту серцевих скорочень (ЧСС);
- сила скорочень серця - сила, з якою серце накачує кров;
- артеріальний тиск (АТ) - об'єм крові, що проштовхується серцем в хвилину;
- регіональний кровотік - показники локального розподілу крові.
- середня частота пульсу і її дисперсія.

Електрокардіографія (ЕКГ) - це запис електричних процесів, пов'язаних із скороченням серцевого м'яза. Уперше була здійснена Ейнтховеном в 1903 році. Сьогодні за допомогою діагностичних установок можна реєструвати ЕКГ, використовуючи до 12 різних пар відведень, причому половина їх пов'язана з грудною кліткою, а інша половина - з кінцівками. Кожна пара електродів реєструє різницю потенціалів між двома сторонами серця, причому різні пари дають різну інформацію про положення серця в грудній клітці і про механізми його скорочення.

Електроенцефалографія - метод реєстрації і аналізу електроенцефалограм (ЕЕГ), тобто сумарній біоелектричній активності, що відводиться як із скальпа, так і з глибоких структур мозку. Останнє у людини можливо лише в клінічних умовах. Історія виникнення цього методу така, що в 1929 р. австрійський психіатр Х. Бергер виявив, що з поверхні черепа можна реєструвати "мозкові хвилі". Він встановив, що електричні характеристики цих сигналів залежать від психічного стану випробовуваного.

Поява повністю цифрових електроенцефалографів стала можлива завдяки розробці аналого - цифрових перетворювачів з динамічним діапазоном більше 120 дБ (20 - 28 двійкових розрядів). Мінімальна ціна одного розряду в таких приладах досягає 0.05 мкВ, максимальна вхідна напруга - до 20 мВ, що дозволяє подати сигнал з електродів відразу на вхід аналого - цифровий перетворювач і використовувати для фільтрації цифрові методи обробки сигналів.

Вибір електродів для запису ЕЕГ є принциповим. Річ у тому, що сигнал, що реєструється на поверхні голови, має амплітуду близько 100 - 150 мікрвольт і основні частотні компоненти спектру лежать в діапазоні від 0.5 до 70 Гц. При наявності великого контактного потенціалу завжди з'явиться повільнохвильовий дрейф, що має амплітуду, порівнянну з ЕЕГ і частотний діапазон 0.1 - 0.8 Гц. Крім того, різні величини контактної опору неминуче приведуть до погіршення пригнічення перешкоди з частотою мережі (50 Гц). Усі ці чинники можуть зробити настільки сильний вплив, що реєстрації ЕЕГ виявиться неможливою. Тому для дослідження власної електричної активності головного мозку застосовуються спеціальні електроди.

Аналіз ЕЕГ проводиться шляхом оцінки частоти і амплітуди сигналу в чотирьох основних частотних діапазонах:

1) альфа - діапазон, 8 - 13 Гц, в нормі амплітуда до 100 мкВ, виражений в потиличних і тім'яних областях;

2) бета - діапазон, 14 - 25 (40) Гц, в нормі амплітуда до 15 мкВ, виражений в лобових і центральних областях;

3) тета - діапазон, 4 - 6 Гц, в нормі відсутній або має величину менше 40 мкВ;

4) дельта - діапазон, 0.5 - 3 Гц, в нормі відсутній або має величину менше 40 мкВ.

Для реєстрації викликаних потенціалів необхідно вимірювати різницю потенціалів від 5 мкВ до 50 мВ у смузі частот від 0.1 до 5000 Гц при рівні шуму підсилювача і аналого - цифрового перетворювача не більше 2 мкВ. Динамічний діапазон становить не менше 90 дБ.

Амплітуда спонтанної ЕЕГ зазвичай складає близько 50 мкВ, тому відношення сигнал - шум для ВП дуже мале, оскільки величина викликаних потенціалів на поверхневих електродах також дуже мала і не перевищує декількох мікрвольт. Окрім спонтанної ритмічної активності головного мозку, істотні перешкоди реєстрації ВП створює власний шум біопідсилювача. Ще одна проблема полягає в тому, що спектр ВП зазвичай перебивається із спектром ЕЕГ, тому методи частотної фільтрації в даному випадку неефективні. Найбільш поширеними способами виділення викликаних потенціалів є усереднювання і синхронне накопичення.

Оптимальна фільтрація стохастичного сигналу. Нехай S^k - сумарний сигнал одного k - го каналу ЕЕГ, отриманий під час стимуляції;

- i - номер цифрового звіту; - T_j - номер звіту, синхронно з яким подавався стимул;

- j - номер стимулу; - N - кількість стимулів;

- l - відлік викликаного потенціалу; - m - тривалість епохи усереднювання ВП.

Тоді сигнал викликаного потенціалу в k - му каналі визначиться вираженням:

$$i = T_j;$$

$$ВП_l = \sum_{j=1}^N S_{i+l}^k;$$

для метода синхронного накопичення і

$$i = T_j;$$

$$ВП_l = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N S_{i+l}^k;$$

для методу усереднення.

Нехай σ_i - середньоквадратичне відхилення, яке характеризує рівень шуму в i - й епосі аналізу.

Тоді загальний рівень шуму, в припущенні нормальності розподілу перешкод, рівний:

$$\sigma_N^2 = \sigma_i^2 + \sigma_i^2 + \sigma_i^2 + \sigma_i^2 + \sigma_i^2 + \sigma_i^2 + \sigma_i^2 + \sigma_i^2 + \dots + \sigma_n^2.$$

Якщо шум є стаціонарним, то усі величини σ_i рівні між собою і вираження можна записати у виді:

$$\sigma_N^2 = N * \sigma^2,$$

$$\sigma_N^2 = \sigma * N^{0.5}.$$

У припущенні нормальності розподілу перешкод, величина відношення С/Ш збільшується пропорційно кореню квадратному з кількості усереднювань - $N^{0.5}$. Таким чином, для збільшення відношення С/Ш як мінімум вдесятеро, необхідно провести сто усереднювань.

Розглянемо алгоритм оптимальної фільтрації стохастичного сигналу [5]. Згідно алгоритму потрібне виконання ряду припущень відносно статистичних властивостей викликаного потенціалу (корисного сигналу) і перешкоди (спонтанною ЕЕГ). Позитивною якістю подібних алгоритмів є можливість виділення ВП при невеликій кількості усереднювань, а також висока достовірність отримуваних результатів.

Нехай відомо, що сигнал викликаного потенціалу $S(x, t) = x_i$, він є реалізацією марківського процесу гауса з дискретним часом і описується перехідною щільністю вірогідності:

Початкова щільність вірогідності:

$$\pi(x_{k+1}, \Delta t | x_k) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}.$$

Тут R - коефіцієнт кореляції, γ - час кореляції, t - період дискретизації, σ - середньоквадратичне відхилення.

Поточне середнє значення сигналу m_k рівне:

$$\pi(x_{k+1}, \Delta t | x_k) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi(1-R^2)}} e^{-\frac{(x_{k+1}-x_k R)^2}{2\sigma^2(1-R^2)}}.$$

$$R = e^{-\frac{\gamma}{\Delta t}}; \Delta t = t_{k+1} - t_k; k = 1, 2, \dots;$$

$$m_{k+1} = y_{k+1} C_{1k} + m_k C_{2k};$$

$$C_{1k} = \frac{h_k \sigma^2 (1-R^2) + R^2}{h_k \sigma^2 (1-R^2) + R^2 + h_k \sigma_0^2};$$

$$C_{2k} = \frac{h_k \sigma^2 R}{h_k \sigma^2 (1-R^2) + R^2};$$

$$h_{k+1} = \frac{h_k}{h_k \sigma^2 (1-R^2) + R^2} + \frac{1}{\sigma_0^2};$$

$$m_1 = \frac{y_{11}}{\sigma_0^2 + 1};$$

$$h_1 = \frac{1}{\sigma^2} + \frac{1}{\sigma_0^2}$$

Тут C_{1k} , C_{2k} - коефіцієнти, що обчислюються зале

жно від статистичних параметрів сигналу, m_1 , h_1 - початкові значення, σ^2 - апостеріорна дисперсія сигналу, σ_0^2 - апіорна дисперсія сигналу, y_k - поточний відлік сигналу. Це одна з можливих реалізацій оптимального фільтру для некорельованих перешкоди і корисного сигналу.

Розробка каналу контролю параметрів кровотоку на основі мікроелектронного магнітного датчика.

Канал контролю параметрів кровотоку на основі мікроелектронного магнітного датчика забезпечує отримання інформації артеріального тиску і частоти серцевих скорочень пацієнта. Дія датчика полягає у вимірі фізичної величини - напруженості імпульсного магнітного поля, що створюється кровотоком навколо артерії і перетворенні її в електричний сигнал [4]. Електричний сигнал передається в цифровому виді на вхід ЕОМ для подальшої обробки.

Статистичний аналіз змінювання серцевого ритму, проведений цим способом, дозволяє дати кількісно-якісну оцінку зміни психофізіологічного стану організму. Схема мікроелектронного магнітного датчика зображена на рис. 2.

Вузол вимірювальної інформації встановлений безпосередньо в ЕОМ і виконаний у вигляді окремої плати з розміщеним на ній приймачем.

У датчику виміру параметрів кровотоку, що містить магніточутливі елементи у вигляді пластин, сполучені з перетворювачами, як чутливі елементи використовують тонкоплівкові магніторезистивні перетворювачі різної просторової структури для реєстрації напруженості магнітного поля по осі X і по осі Y. У складі одного датчика знаходяться дві однакові групи магніторезистивних перетворювачів, розділених магнітним екраном. Тонкоплівкові магніторезистивні елементи, з відносно лінійною передавальною характеристикою, сполучені за мостовою схемою Уітстона. Значення опору магніторезистивного елемента змінюється відповідно до діючого на нього зовнішнього магнітного поля.

Схема містить: А – артерію; 1 - схему вузла виміру параметрів кровотока; 2, 2а - тонкоплівкові магніторезистивні перетворювачі різної просторової структури.

3, 3а - підкладки з розміщеними в їх прошарках нагрівальними елементами, планарними провідниками, що управляють, і котушками, необхідними для початкової орієнтації намагніченості магніторезисторів, що дозволяють знижувати вплив гістерезису і початкового розбалансу, датчиками температури.

4 - мікроЕОМ. 5 - магнітний екран. 6 - приймач пацієнта. 7 - блок живлення мікроелектронного магнітного датчика.

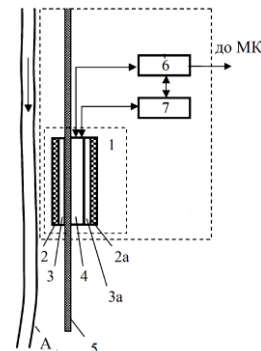


Рис.2 – Схема мікроелектронного магнітного датчика

Чутливі елементи разом з магніторезистивними перетворювачами - виготовляються за технологією молекулярно-променевої епітаксії, з феритовими концентраторами і польовими елементами Хола.

Датчик додатково містить магніторезистивні перетворювачі схеми балансування, налаштування і корекції характеристик магніточутливих елементів, схеми реєстрації сигналів з магніточутливих елементів, датчики температури, схеми реєстрації температури, схеми температурної компенсації, малозумливі широкопasmові підсилювачі струму з активною компенсацією власних шумів.

Як перетворювач вимірювальної інформації в цифровий код використовується мікроЕОМ, що містить сигнальний процесор і схему компенсації напруженості магнітного поля Землі і зовнішніх магнітних полів. Усі елементи датчика розміщені на еластичній стрічці, що закріплюється на тілі пацієнта над досліджуваною артерією, наприклад, в районі плечової артерії.

Функціональна схема багатоканального поліграфічного комплексу. Виходячи із аналізу вимог, що виставляються до знімання біосигналів пацієнтів поліграфічних досліджень, їх первинної обробки, фільтрації і передачі в ПК, розроблена функціональна схема багатоканального поліграфічного комплексу, яка може бути прийнятою за основу при його побудові. На рис. 3 надана його функціональна схема.

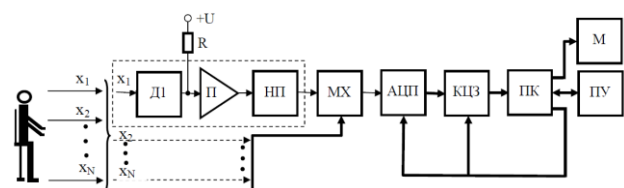


Рис. 3 – Функціональна схема комплексу "поліграф – пацієнт"

$X_1 \dots X_N$ – фізіологічні показники; N – кількість каналів; Д1 – датчик 1-го каналу; П – підсилювач диференційний; НП – нормуючий перетворювач; МХ – мультиплексор; АЦП – аналого-цифровий перетворювач; КЦЗ – канал цифрового зв'язку (порти вводу); ПК – персональний комп'ютер; ПУ – пульт управління; М – монітор.

Алгоритм контролю стану контакту електродів.

Основна вимога до електродів - малий контактний опір і висока надійність кріплення. Алгоритм контролю стану контакту електродів фіксує факт поганого контакту "електрод - шкіра" у відповідному каналі контактного знімання фізіологічного сигналу. У разі виявлення поганого електродного контакту мікроконтроллер передає по послідовному інтерфейсу повідомлення ПК про неполадки в системі відведень. Одно відведення – це різниця потенціалів між двома електродами, розташованими на поверхні голови чи шкіри.

Схемно, до вхідного ланцюга диференціального підсилювача П (див. рис. 3) підключений резистор R , іншим кінцем який приєднаний до джерела напруги (+5В). Опір цього резистора разом з опором контакту "електрод - шкіра" утворює ділянку, напруга з якого подається на вхід диференціального підсилювача (П).

При поганому контакті електроду збільшується опір у ланцюзі пацієнта, а, отже, і зростає постійна напруга на виході диференціального підсилювача, яка через нормувач і комутатор каналів МХ поступає на АЦП і далі, в оцифрованому виді, на КЦЗ і ПК. У разі ненадійного контакту "електрод - шкіра", ПК видає на індикатор відповідне повідомлення.

Після пред'явлення запитань, фахівець аналізує його поліграми. По вираженості і стійкості фізіологічних реакцій, їх співвідношенню усередині тесту, що свідчить про суб'єктивну значущість кожного стимулу для досліджуваного, поліграфолог приходить до судження про те, що зареєстровані реакції пов'язані з тим, що у людини є/відсутня в пам'яті інформація про подію, що цікавить, у минулому.

Обговорення результатів

Таким чином, ухвалення рішення за результатами інтерпретації поліграм, отриманих в ході тестування на поліграфі, незмінно здійснюються за наступною принциповою схемою:

1. Аналіз графіків фізіологічних реакцій, зафіксованих на поліграми кожного запитальника.
2. Привласнення значущості стимулам кожного запиту, на підставі аналізу графіків фізіологічних реакцій.
3. Встановлення причинно-наслідкового зв'язку значущості стимулів конкретного тесту з наявністю/відсутністю інформації в пам'яті

досліджуваної особи про подію минулого, відповідно до організаційно-логічної структури кожного запиту.

На рис. 4 зображено вид поліграми людини, що обстежувалася за 6 – ти психофізіологічними показниками.

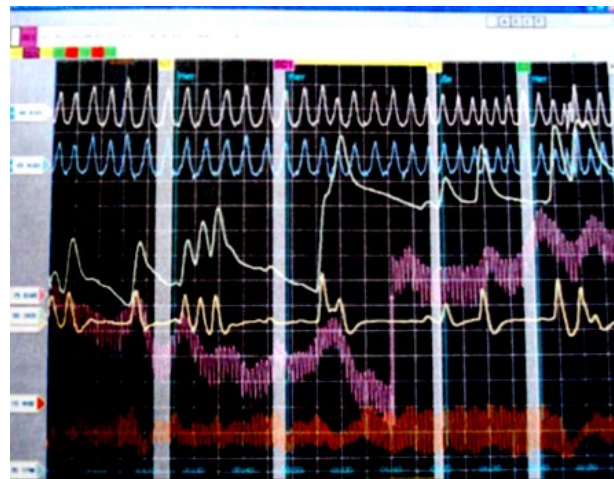


Рис. 4 – Вид поліграми людини, що обстежувалася за 6 – ти психофізіологічними показниками

4. Зіставлення виявленої в пам'яті людини інформації з інформацією, що повідомляється їм раніше.

5. Ухвалення рішення про достовірність відомостей, що повідомляються досліджуваною особою.

Слід зауважити, що процедура детекції брехні має імовірнісний характер. Вона використовує багатовимірний аналіз статистичних даних і по заданих критеріях відносно конкретних завдань, що стоять перед поліграфологом, ухвалюються відповідні рішення [4].

Висновки

У роботі проаналізовано існуючі апаратно-програмні комплекси детекції брехні людини, що обстежується. Розглянуті технології знімання і обробки фізіологічних сигналів для відстежування фізіологічних реакцій людини.

Запропонований варіант використання безконтактного методу на основі мікроелектронного магнітного датчика реєстрації параметрів кровотока з метою контролю змінювання психоемоційного стану людини, що обстежується на поліграфі. Аналітично обгрунтовано і здійснено оптимальну фільтрацію стохастичного сигналу ЕЕГ.

Запропоновано алгоритм виявлення порушення контакту «шкіра пацієнта – електрод», що дало змогу значно поліпшити надійність дії відповідного каналу контактного знімання біосигналів.

Список літератури

1. **Ефремов, И.** Полиграф как средство доказывания / **И. Ефремов** // *ЭЖ-Юрист*. – 2008. – №30. – С. 33-36.
2. **Журин, С. И.** Практика и теория использования детекторов лжи. – 2-е изд. Стереотип / **С. И. Журин**. – М.: Горячая линия – Телеком, 2011. – 144 с.
3. Применение цифровой обработки сигналов / Под ред. Э. Оппенгейма (Пер. с англ.) – М.: Мир, 1980. – 552 с.
4. **Поздняков, В. М.** Специальные психофизиологические исследования с использованием полиграфа в интересах обеспечения безопасности организации и бизнеса / **В.М. Поздняков**. – М.: РУДН, 2016. – 132 с.

Bibliography (transliterated)

1. **Efremov, I.** Poligraf kak sredstvo dokazivaniya. *EZH-Urist*, 2008, №30, 33-36.
2. **Ghurin, S. I.** Praktika i teoriya ispolzovaniya detektorov lzi. – 2-e izd. stereotip. M.: Goryachaya liniya, Telekom, 2011, 144.
3. Primenenie tsifrovoy obrabotki sygnalov / Pod red. E. Oppengaymama (Per. s angl.) M.: Mir, 1980, 552.
4. **Pozdnyakov, V. M.** Spetsialnie psihofiziologicheskie issledovaniya s ispolzovaniem poligrafa v interesah obespecheniya bezopasnosti organizatsiyi i biznesa. M.: RUDN, 2016, 132.

Сведения об авторах (About authors)

Мещанинов Сергей Карминович – доктор технічних наук, професор, Дніпровський державний технічний університет, завідувач кафедри електроніки; м. Кам'янське, Україна; e-mail: sergey.meshaninov@gmail.com.

Sergiy Meshchaninov – Doctor of Technical Sciences, Professor, Dniprovsky State Technical University, Head of the Department of Electronics; m. Kam'yansk, Ukraine; e-mail: sergey.meshaninov@gmail.com.

Нельга Анатолій Тимофійович – старший викладач кафедри електроніки дніпровського державного технічного університету, м. Кам'янське, Україна; e-mail: anelga0@gmail.com.

Anatoliy Nelha – senior lecturer at the Department of Electronics of the Dneprovsk State Power Engineering University, Kam'yansk, Ukraine; e-mail: anelga0@gmail.com.

Будь ласка, посилайтесь на цю статтю наступним чином:

Мещанинов, С. К. Апаратно-програмний комплекс контролю фізіологічних параметрів для поліграфічних досліджень / **С. К. Мещанинов, А. Т. Нельга** // *Вісник НТУ «ХПІ»*, Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 112-117. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.16.

Please cite this article as:

Meshaninov, S. K., Nelha, A. T. Equipment-software complex for control the physiological parameters for polygraphic studies. *Bulletin of NTU "KhPI". Series: New solutions in modern technologies*. – Kharkiv: NTU "KhPI", 2018, **26** (1302), 1, 112-117, doi:10.20998/2413-4295.2018.26.16.

Пожалуйста, ссылайтесь на эту статью следующим образом:

Мещанинов, С. К. Апаратно-програмный комплекс контроля физиологических параметров для полиграфических исследований / **С. К. Мещанинов, А. Т. Нельга** // *Вестник НТУ «ХПИ»*, Серія: Новые решения в современных технологиях. – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 112-117. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.16.

АННОТАЦИЯ Проанализированы существующие аппаратно-програмные комплексы детекции исследуемой лжи человека. Рассмотрены технологии съемки и обработки физиологических сигналов для отслеживания физиологических реакций человека в условиях восприятия эмоционально значимой информации. Предложенный вариант использования бесконтактного метода на основе микроэлектронного магнитного датчика регистрации параметров кровотока с целью контроля изменения психоэмоционального состояния человека, который обследуется на полиграфе. Предложен алгоритм выявления нарушения контакта «кожа пациента - электрод», что позволило значительно улучшить надежность действия соответствующего канала контактного съема биосигналов.

Ключевые слова: аппаратно-програмные комплексы детекции лжи; контакт «кожа пациента - электрод»; кровоток; алгоритм; психофизиологическое состояние; полиграф; электрокардиография

Поступила (received) 03.07.2018

УДК 621.314.58

doi:10.20998/2413-4295.2018.26.17

НЕЛІНІЙНЕ КЕРУВАННЯ ВИХІДНОЮ НАПРУГОЮ АЛЬТЕРНАТИВНОГО ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ В ОДНОФАЗНІЙ НЕАВТОНОМНІЙ МЕРЕЖІ

Т. В. МИСАК*

відділ перетворювання та стабілізації електромагнітних процесів, Інститут електродинаміки Національної академії наук України, Київ, УКРАЇНА

**e-mail: taras@igbt.com.ua*

АНОТАЦІЯ Об'єктом дослідження є джерело синусоїдальної напруги, яке має в своєму складі сонячну панель, перетворювач частоти з ШІМ та вихідним LC-фільтром і нелінійний однофазний вихідний трансформатор з додатковим фільтром на виході, підключений до однофазної неавтономної мережі споживача. Проведено пониження порядку афінної нелінійної сингулярно-збуреної системи диференціальних рівнянь, яка описує це джерело. Градієнтний метод отримання функції Ляпунова дав можливість застосувати нелінійну стратегію скалярного керування. Наводяться результати моделювання з урахуванням обмежень, які впливають на можливість реалізації отриманої стратегії нелінійного керування. **Ключові слова:** альтернативне джерело живлення; вихідний LC-фільтр; нелінійний однофазний трансформатор; сингулярно-збурена система; нелінійне керування; градієнтний метод; функція Ляпунова.

NONLINEAR CONTROL OF THE OUTPUT VOLTAGE OF A GRID-CONNECTED ALTERNATIVE POWER SOURCE IN A SINGLE-PHASE NON-AUTONOMOUS SUPPLY NETWORK

T. V. MYSAK

Department of transformation and stabilization of electromagnetic processes, Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, Kiev, Ukraine, UKRAINE

ABSTRACT The object of the study is an autonomous source of sinusoidal voltage, which consists of photovoltaic panel, a bridge frequency converter with PWM, equipped with an output LC filter and a single-phase nonlinear output transformer with an additional output filter, which is connected to the non-autonomous grid. The nonlinearity of the magnetic system of the transformer is approximated by an odd function of the arc type. The substitution of variables made possible to develop a mathematical description of the circuit in the form of a nonlinear singularly perturbed system of differential equations. It is assumed that there is an attractive invariant surface, which makes it possible to reduce the order of the original system of equations. An analytical form of the equations of this surface in the form of a series in powers of a small parameter is obtained. A system of lower-order differential equations is obtained that is equivalent in some region to the original nonlinear singularly perturbed system. The non-linear reduced system is transformed to a form that has made it possible to apply the nonlinear feedback control strategies. The gradient method for obtaining the Lyapunov function allowed us to apply a nonlinear strategy of scalar control. A condition is set out in which the use of this function guaranteed the local asymptotic stability of this nonlinear system. The results of digital simulation are presented. The simulation was performed taking into account the limitations inherent in the real object of power electronics and affecting the possibility of technical implementation of the obtained control strategy. Local equivalency and isomorphism in the control strategies of full-length and reduced systems avoids the need to measure all variables in the space of states, which facilitates practical implementation. The possibility of reducing the impact of load jumps on the form of the output voltage has been checked, taking into account the constraints specific to real systems, has been verified using digital simulation.

Keywords: alternative power supply; output LC-filter; one phase nonlinear transformer; singularly perturbed system; nonlinear control; gradient method; Lyapunov function.

Вступ

Фотовольтаїчне джерело живлення, яке в широких колах називають просто – «Сонячна батарея», насправді є доволі складним об'єктом перетворювальної техніки. Навіть найпростіші (Stand-alone PV Systems), розраховані на автономне забезпечення електроенергією приватних домогосподарств, мають в своєму складі сонячний генератор (Solar Generator), зібраний зазвичай з декількох панелей фотоелементів (Solar Panels), побудованих з сонячних комірок (Solar Cells),

зібраних в модулі (Solar Modules), накопичувач енергії (Energy Storage) з контролером заряду та напівпровідниковий перетворювач [1]. Більш складними є пристрої, розраховані на під'єднання до існуючих мереж живлення (Grid-connected PV Systems). Якщо для виконання вимог електромагнітної сумісності з навантаженням в простіших (в основному – безтрансформаторних) пристроях використовується LCL-фільтр, то щодо складніших вимоги є більш серйозними. В Grid-connected PV Systems сонячний генератор мусить мати гальванічну розв'язку з зовнішньою мережею, а

напівпровідниковий перетворювач частоти (ПЧ) – задовольняти стандартним вимогам щодо електромагнітної сумісності з цією мережею [2]. Традиційно, ізолюючий (розв’язуючий) трансформатор може бути як високочастотним (ВЧ), що потребує додаткового ВЧ перетворювача та випрямляча [3], так і низькочастотним (НЧ). Застосування НЧ трансформатора, який безпосередньо підключається до мережі споживача, дещо спрощує схемотехніку та зменшує кількість ступенів перетворення енергії [4]. Позаяк вихідна потужність Solar Generator досить сильно залежить від умов навколишнього середовища, а саме, рівня сонячного освітлення та зовнішньої температури, то для підтримання бажаного рівня напруги постійного струму на накопичувачі необхідним є застосування DC-DC перетворювача, який може одночасно виконувати функції контролю заряду та стабілізації цієї напруги [5, 6]. В такому випадку вихідний ШІМ-інвертор має виконувати задачу узгодження параметрів вихідної напруги Grid-connected PV Systems з мережею споживача з урахуванням вимог до якості електроенергії, яка генерується [3, 7].

Постановка задачі

Далі розглядатимемо один з розповсюджених варіантів Grid-connected PV Systems, яка складається з Solar Generator, DC-DC перетворювача, накопичувача, мостового однофазного інвертора, LC-фільтра, вихідного трансформатора [8], доповненого LCL-фільтром, та навантаження. За загальноприйнятого припущення, що заступна схема мережі може бути представлена послідовно з’єднаними лінійним комплексним опором $Z_g=R_g+jL_g$ та джерелом ЕРС $E_2=E(t)$ (в загальному випадку – не синусоїдальним), структурну схему можна представити у вигляді рис. 1.

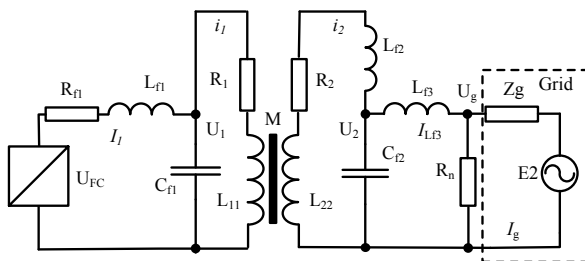


Рис. 1 – структурна схема

У чистому вигляді LCL-фільтри використовуються лише в безтрансформаторних схемах [8]. В інших випадках при побудові заступних схем трансформаторних Grid-connected PV Systems в разі використання найпростішої заступної схеми трансформатора у вигляді комплексного опору $Z_k=R_k+jL_k$ [9], роль L_{f2} грає індуктивність L_k трансформатора. Тому не будемо використовувати додаткову зовнішню індуктивність і вважатимемо в подальших викладках $L_{f2}=0$.

Амплітуди і форма струмів обмоток трансформатора істотним чином змінюються, якщо враховувати можливість входу у стан насичення магнітопровода, оскільки проявляється нелінійна залежність індукції від напруженості магнітного поля. Аналітична апроксимація кривої намагнічування трансформатора і перехід до магнітної проникності дозволяє вивести з рівнянь трансформатора [9] диференціальні рівняння відносно незалежних струмів обмоток [10]:

$$\begin{aligned} U_1 &= R_1 i_1 + L_{11} \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt}; \\ U_2 &= R_2 i_2 + L_{22} \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt}; \end{aligned} \quad (1)$$

де R_1, R_2 – опори першої та другої обмоток трансформатора, U_1, U_2 – напруги на обвитках, L_{11}, L_{22}, M є в загальному випадку нелінійними функціями, які залежать від i_1, i_2 , геометричних параметрів обмоток та їх взаєморозташування на магнітному осерді.

Залежно від потреби досліджень для аналітичного опису кривої намагнічування застосовуються різноманітні типи апроксимаційних кривих. Для того, щоб отримати в аналітичному вигляді вирази для величин L_{11}, L_{22}, M , скористаємось одним із способів апроксимування, який запропоновано в [11]. В цій роботі зазначається, що поряд з іншими, для аналітичного описання безгістерезисної кривої намагнічування (обмежена ділянка загальної кривої, в межах якої лежить режим роботи більшості електромагнітних пристроїв) може бути використана також апроксимація виду:

$$B = B_m \arctg(\alpha H) + \rho H; \quad (2)$$

де $\alpha, B_m, \rho > 0$ – сталі, які мають визначитись по реальній кривій намагнічування;
 B – індукція; H – напруженість магнітного поля.

Оскільки перший доданок у виразі (2) з ростом H асимптотично наближається до прямих, паралельних осі абсцис і розташованих від неї на відстані $\pm B_m$, то зміна магнітної індукції в області значних величин H характеризується другим доданком. Дана апроксимація являється непарною і може бути використана для розрахунку магнітних полів як в схемах з постійним, так і з змінним полем. При малих значеннях H розрахункова крива проходить дещо вище, а при великих – дещо нижче реальної кривої намагнічування [11]. Коефіцієнти α, B_m та ρ можна визначити, вибравши три точки на кривій намагнічування. При цьому для того, щоб визначити коефіцієнт α , необхідно розв’язати рівняння:

$$\frac{B_1 H_2 - B_2 H_1}{B_3 H_2 - B_2 H_3} = \frac{H_2 \arctg(\alpha H_1) - H_1 \arctg(\alpha H_2)}{H_2 \arctg(\alpha H_3) - H_3 \arctg(\alpha H_2)}; \quad (3)$$

а коефіцієнти B_m та ρ можна визначити згідно виразам:

$$B_m = \frac{B_1 H_2 - B_2 H_1}{H_2 \arctg(\alpha H_1) - H_1 \arctg(\alpha H_2)}; \quad (4)$$

$$\rho = \frac{B_1 - B_m \arctg(\alpha H_1)}{H_1};$$

Така апроксимація добре збігається з реальними кривими, вимагає знаходження лише трьох сталих і поправки $\rho < 1$ для конкретного матеріалу осердя та не є справедливою для високих значень напруженості.

Вважаючи всі індуктивності нелінійними, маємо можливість перейти до запису нелінійних величин L_{11} , L_{22} , M з урахуванням апроксимації (3) та виразивши напруженість магнітного поля через струм намагнічування:

$$L_{11} = L_{10} v(i_{mg}), L_{22} = L_{20} v(i_{mg}), M = M_0 v(i_{mg}),$$

$$v(i_{mg}) = V_m \left(\rho + B_m (1 + \alpha^2 H_{am}^2 i_{mg}^2)^{-1} \right); \quad (5)$$

де $i_{mg} = i_1 + i_2$ - струм намагнічування, L_{10} , L_{20} , M_0 - максимальні значення індуктивностей, $V_m = (B_m + \rho)^{-1}$, H_{am} - стала, величина якої обумовлена параметрами магнітного осердя.

Отже диференціальні рівняння (1) можна з урахуванням (5) звести до вигляду:

$$\varepsilon \frac{di_1}{dt} = v(i_{mg})^{-1} \left(-R_1 \frac{L_{20}}{M_0} i_1 + R_2 i_2 + \frac{L_{20}}{M_0} U_1 - U_2 \right);$$

$$\varepsilon \frac{di_2}{dt} = v(i_{mg})^{-1} \left(R_1 i_1 - R_2 \frac{L_{10}}{M_0} i_2 + \frac{L_{10}}{M_0} U_2 - U_1 \right); \quad (6)$$

де $\varepsilon = (L_{10} L_{20} / M_0^2 - 1) M_0$ є достатньо малою величиною у порівнянні з іншими коефіцієнтами.

Вважатимемо також, що R_n на рис.1 є резистором підсистеми вимірювання, а напруга U_g використовується суто для підсистеми синхронізації з мережею [3], звідки можна припустити $R_n \gg R_g$ та $|I_n| < |i_{mag}|$. З урахуванням наведених вище перетворень та припущень одержимо неавтономну афінну сингулярно-збурену нелінійну систему ДР:

$$L_{f1} \frac{dI_1}{dt} = U_{FC} - U_1 - R_f I_1;$$

$$\frac{dU_1}{dt} = \frac{1}{C_{f1}} (I_1 - i_1); \quad \frac{dU_2}{dt} = \frac{1}{C_{f2}} (i_2 - I_g);$$

$$\varepsilon \frac{di_1}{dt} = \frac{1}{v(i_{mg})} \left(-R_1 \frac{L_{20}}{M_0} i_1 + R_2 i_2 + \frac{L_{20}}{M_0} U_1 - U_2 \right); \quad (7)$$

$$\varepsilon \frac{di_2}{dt} = \frac{1}{v(i_{mg})} \left(R_1 i_1 - R_2 \frac{L_{10}}{M_0} i_2 + \frac{L_{10}}{M_0} U_2 - U_1 \right);$$

$$(L_{f3} + L_g) \frac{dI_g}{dt} = -R_g I_g - U_2 + E_2(t),$$

де I_1 - струм в індуктивності першого фільтра, I_g - струм в мережі живлення, U_{FC} - вихідна напруга ПЧ, R , L , C - активні опори, індуктивності та ємності відповідно до схеми рис.1.

Отже, для стабільного функціонування Grid-connected PV Systems, приєднаної до мережі споживача, необхідно вирішувати задачу формування напруги U_2 в неавтономній системі живлення.

Розв'язок задачі

Сигнал завдання вихідної напруги $U_{ref}(t)$ може формуватися декількома методами в залежності від загальної стратегії керування Grid-connected PV Systems [8], тому далі розглядатимемо тільки контур стабілізації напруги U_2 .

В узагальненому вигляді рівнянням (7), які описують схему згідно рис.1, відповідає система $m+n$ ДР, яка може бути представлена у вигляді:

$$\frac{dx}{dt} = f(x, z, u, t); \quad \varepsilon \frac{dz}{dt} = F(x, z, t), \quad (8)$$

де x - m -вимірний, z - n -вимірний вектор-стовпці змінних стану; f - m -вимірний, F - n -вимірний вектор-функції, неперервні по всіх своїх аргументах; ε - малий параметр, $\varepsilon > 0$; u - m -вимірний вектор керування.

Для сингулярно-збурених систем такого виду існує деяке співвідношення $z = W(x, t, \varepsilon)$, яке дозволяє замінити систему рівнянь (8) системою більш низького порядку, аналогічно тому, як зроблено в [12].

Пошук стабілізуючої модуляційної функції для нелінійної афінної сингулярно-збуреної динамічної системою високого порядку є достатньо складною задачею [13]. Якщо привести систему ДР (7) до спеціального вигляду, то можна впевнитись, що для неї виконуються умови теореми існування [12], тобто система ДР (7) має інтегральний многовид. Наявність такого многовида дозволяє перейти від (7) до редукованої системи ДР.

Загальні методи пошуку многовида в аналітичному вигляді, на жаль, невідомі, проте для системи (7) можна одержати його наближене значення з потрібним ступенем точності у вигляді ряду, який збігається, за ступенями ε [14]. Для спрощення алгебраїчних перетворень перейдемо до нових безрозмірних змінних:

$$x_1 = I_1 R_{f1} U_{dm}^{-1}, x_2 = U_1 U_{dm}^{-1}, x_3 = U_2 E_{2m}^{-1},$$

$$x_4 = I_g R_g E_{2m}^{-1}, y_1 = i_1 R_1 U_{dm}^{-1}, y_2 = i_2 R_2 E_{2m}^{-1}, \quad (9)$$

$$u = U_{FC} U_{dm}^{-1},$$

де U_{dm} , E_{2m} - деякі константи.

Якщо зважити на те, що опори R_1 , R_2 відомі, а максимальну величину амплітуди напруги мережі

можна оцінити, то виберемо масштабуючий параметр U_{dm} таким, щоб виконувалась рівність $U_{dm}/R_1 = E_{2m}/R_2$. Тоді система ДР (7) матиме вигляд:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + Bu; \dot{x}_2 = a_{21}x_1 + a_{22}y_1; \\ \dot{x}_3 &= a_{31}y_2 + a_{32}x_4; \dot{x}_4 = a_{41}x_4 + a_{42}x_3 + a_{44}E_2(t); \quad (10) \\ \varepsilon \frac{dy_1}{dt} &= v(y)A_1(x, y); \varepsilon \frac{dy_2}{dt} = v(y)A_2(x, y); \end{aligned}$$

де

$$\begin{aligned} a_{11} &= -R_{f1}L_{f1}^{-1}, a_{12} = -R_{f1}L_{f1}^{-1}, a_{21} = R_{f1}^{-1}C_{f1}^{-1}, \\ a_{22} &= -R_1^{-1}C_{f1}^{-1}, a_{31} = -C_{f2}^{-1}R_2^{-1}, a_{32} = C_{f2}^{-1}R_g^{-1}, \\ a_{41} &= -R_g(L_{f3} + L_g)^{-1}, a_{42} = a_{41}, a_{44} = a_{41}E_{2m}^{-1}, \\ a_{51} &= -R_1L_{20}M_0^{-1}, a_{52} = R_2, a_{53} = -a_{51}, a_{54} = R_2, \\ a_{61} &= R_1, a_{62} = -R_2L_{10}M_0^{-1}, a_{63} = -R_1, a_{64} = -a_{52}, \\ A_1(x, y) &= a_{51}y_1 + a_{52}y_2 + a_{53}x_2 + a_{54}x_3, y_{12} = y_1 + y_2, \\ A_2(x, y) &= a_{61}y_1 + a_{62}y_2 + a_{63}x_2 + a_{64}x_3, \\ \alpha_1 &= R_1^2(\alpha^2 H_{am}^2 U_{dm}^2)^{-1}, \alpha_2 = (B_m + \rho)R_2^2(\alpha^2 H_{am}^2 E_{dm}^2)^{-1} \\ v(y) &= (\alpha_1 + y_{12}^2)/(\alpha_2 + \rho y_{12}^2), B = U_{dm} / L_{f1}. \end{aligned}$$

Для того, щоб впевнитись, що для ДР (10) виконуються умови теореми існування [11], приведемо (10) до спеціального вигляду. Для цього перепишемо рівняння з малим параметром з (10) у вигляді:

$$\begin{aligned} \varepsilon \frac{dy_1}{dt} &= A_1(x, y) + \zeta(\alpha, y)A_1(x, y); \\ \varepsilon \frac{dy_2}{dt} &= A_2(x, y) + \zeta(\alpha, y)A_2(x, y); \\ \zeta(\alpha, y) &= (\alpha_1 - \alpha_2 + (1 - \rho)y_{12}^2)/(\alpha_2 + \rho y_{12}^2), \end{aligned}$$

що дасть можливість застосувати перетворення дробово-раціональної функції нелінійності $v(x)$ в деякій обмеженій області D_x у ступеневий ряд. Врахувавши, що $\alpha_1/\alpha_2 = 1/(B_m + \rho)$ та відкинувши члени ряду порядків 4 і вище, матимемо:

$$\begin{aligned} \varepsilon \frac{dy_1}{dt} &= A_1(x, y) \left(1 + \alpha_2^{-1} (1 - \rho (B_m + \rho)^{-1}) y_{12}^2 \right); \\ \varepsilon \frac{dy_2}{dt} &= A_2(x, y) \left(1 + \alpha_2^{-1} (1 - \rho (B_m + \rho)^{-1}) y_{12}^2 \right) \quad (11) \end{aligned}$$

Поклавши в (11) $\varepsilon=0$ та розв'язавши утворені алгебраїчні рівняння відносно y , можна отримати нульове наближення інтегрального многовиду: $\Phi_0 = |y_1, y_2|^T = |x_2, x_3|^T$. За його допомогою перше наближення $\Phi_1(y_1, y_2)$ можна визначити наступним чином [17]:

$$\Phi_1(y_1, y_2) = -B^{-1}(x, t)G(x, t), \quad (12)$$

де $G(x, t) = Li_\phi(f(x, t))$ – похідна Лі від вектор-функції $f(x, t)$ за нульовим наближенням Φ_0 ;

$$\begin{aligned} f(x, t) &= \frac{d}{dt} |x_1, x_2, x_3, x_4|^T, B(x, t) \Big|_{\Phi_0} = \left| \frac{\partial g_i}{\partial y_k} \Big|_{i,k=1,2}, \\ g_i(x, y) &= \alpha_2^{-1} (1 - \rho (B_m + \rho)^{-1}) (y_1 + y_2)^2 \begin{vmatrix} A_1(x, y) \\ A_2(x, y) \end{vmatrix} \end{aligned}$$

Оскільки ε є достатньо малою величиною у порівнянні з іншими коефіцієнтами системи ДР (10), можна знехтувати степенями 2 і вище ряду за степенями ε , обмежившись першим наближенням (12) і записати інтегральний многовид у такій формі:

$$\begin{aligned} \Phi(y_1, y_2) &= \Phi_0(y_1, y_2) + \varepsilon \Phi_1(y_1, y_2) = \begin{vmatrix} x_2 \\ x_3 \end{vmatrix} - \\ & \frac{M_0}{\beta R_1 R_2} \left(2 - \frac{1 + \beta(x_2 + x_3)^2}{\beta} \right) \left| \sum_{i=1}^4 b_{1i} x_i, \sum_{j=1}^4 b_{2j} x_j \right|^T, \quad (13) \end{aligned}$$

Де

$$\begin{aligned} b_{11} &= a_{21}a_{62}, b_{12} = a_{22}a_{62}, b_{13} = -a_{31}a_{52}, b_{14} = a_{32}a_{52}, \\ b_{21} &= -a_{21}a_{61}, b_{22} = -a_{22}a_{61}, b_{23} = a_{31}a_{51}, b_{24} = -a_{32}a_{51}, \\ \beta &= \alpha_2^{-1} (1 - \rho (B_m + \rho)^{-1}) \end{aligned}$$

Після чого, підставивши (13) у (10), маємо формальне право відкинути два рівняння з малим параметром при похідних, в результаті чого отримуємо нелінійну афінну систему ДР пониженого порядку:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + Bu, \\ \dot{x}_4 &= a_{41}x_4 + a_{42}x_3 + a_{44}E_2(t); \\ \dot{x}_2 &= \sum_{k=1}^4 d_{2k}x_k + a_{22}\varsigma_1(x_1, \dots, x_4), \\ \dot{x}_3 &= \sum_{k=1}^4 d_{3k}x_k + a_{31}\varsigma_2(x_1, \dots, x_4) \quad (14) \end{aligned}$$

де

$$\begin{aligned} a_{01} &= \frac{M_0}{\beta R_1 R_2}, a_0 = a_{01} (2 - \beta^{-1})^2, d_{21} = a_{21} - a_0 b_{11}, \\ d_{22} &= a_{22} - a_0 b_{12}, d_{23} = -a_0 b_{13}, d_{24} = -a_0 b_{14}, \\ d_{31} &= -a_0 b_{21}, d_{32} = -a_0 b_{22}, d_{33} = a_{31} - a_0 b_{23}, \\ d_{34} &= a_{32} - a_0 b_{24}, \end{aligned}$$

$$\varsigma_{1,2}(x_1, \dots, x_4) = -a_{01} (x_2 + x_3)^2 \left| \sum_{i=1}^4 b_{1i} x_i, \sum_{j=1}^4 b_{2j} x_j \right|^T.$$

Системи ДР (10) та (14) не можуть бути дифеоморфними, проте є локально еквівалентними та ізоморфними по керуванню [15]. Еквівалентність систем (10) та (14) означає, що немає необхідності проводити синтез керування u для повновимірної системи (10). За умови рівномірності розкладення нелінійності в степеневий ряд в деякій обмеженій області D_x можливо перейти до синтезу керування за допомогою метода функцій Ляпунова [16]. Хоча загального методу побудови функцій Ляпунова для нелінійних систем не існує, проте для деяких класів нелінійних систем ДР вдається отримати таку функцію в аналітичному вигляді та побудувати на її базі стабілізуюче керування. Згідно методу градієнта [17] виберемо деяку вектор-функцію $g(x)$, $x: \{x_1, \dots, x_4\}$ яка є градієнтом скалярної функції $V(x)$, так, що якобіан $[\partial g(x)/\partial x]$ є симетричним, а її $(g(x))$ елементи є лінійними комбінаціями змінних x з невідомими коефіцієнтами c_{ij} :

$$g(x_1, \dots, x_4) = \left[\sum_{j=1}^4 c_{1j} x_j, \sum_{j=1}^4 c_{2j} x_j, \sum_{j=1}^4 c_{3j} x_j, \sum_{j=1}^4 c_{4j} x_j \right]^T.$$

В такому випадку, якщо вдається підібрати коефіцієнти c_{ij} вектор-функції $g(x)$ та модулюючу функцію u так, що:

$$\dot{V}(x) = g(x_1, \dots, x_4) h(x_1, \dots, x_4, u, t) < 0, \quad (15)$$

$x \in D_x, x \neq 0$

де вектор-функція $h(x, u, t)$ записується на підставі системи (14) у вигляді

$$h(x_1, \dots, x_4, u, t) = \begin{cases} a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + Bu \\ a_{21}x_1 + a_{22}x_2 + a_{22}\zeta_1(x_1, \dots, x_4) \\ b_{32}x_4 - a_{31}x_3 + a_{31}\zeta_2(x_1, \dots, x_4) \\ a_{42}x_4 + a_{41}x_3; \end{cases}$$

додатньо-визначену скалярну функцію $V(x)$ можна знайти за допомогою інтегрування по параметру

$$V(x) = \int_0^1 \sum_{k=1}^4 g_k(\eta x) x_k d\eta.$$

Виберемо модулюючу функцію u у формі, яка враховує наявність нелінійних функцій $\zeta_{1,2}(x)$:

$$u_n = (x_2 + x_3)^2 \sum_{k=1}^4 K_{1k} x_k + \sum_{k=1}^4 K_k x_k. \quad (16)$$

З урахуванням (16) вираз (15) можна переписати у вигляді:

$$\dot{V}(x, t) = \sum_{i,j=1}^4 c_{ij} x_i x_j + B(u_n) \sum_{k=1}^4 c_{1k} x_k + a_{22}\zeta_1(x) \sum_{k=1}^4 c_{2k} x_k + a_{31}\zeta_2(x) \sum_{k=1}^4 c_{k3} x_k. \quad (17)$$

Враховуючи умову симетричності якобіану, зменшимо кількість невідомих коефіцієнтів, ввівши позначення:

$$c_{12} = c_{21} = M_2, c_{13} = c_{31} = M_3, c_{14} = c_{41} = M_4, \\ c_{23} = c_{32} = M_5, c_{24} = c_{42} = M_6, c_{34} = c_{43} = M_7.$$

Це дозволить записати функцію $V(x)$ після інтегрування (33) у вигляді:

$$V(x) = \left(\sum_{k=1}^4 c_{kk} x_k^2 + 2 \sum_{k=1}^3 M_{k+1} x_1 x_{k+1} \right) / 2 + \\ + M_5 x_2 x_3 + M_6 x_2 x_4 + M_7 x_3 x_4.$$

Оскільки $V(x)$ є квадратичною формою, то для виконання умови $V(x) > 0 (x \neq 0)$ необхідно, щоб її коефіцієнти задовольняли критерію Сильвестра.

Для визначення невідомих K_1, \dots, K_4 потрібно розв'язати відносно них нелінійну систему алгебраїчних рівнянь (САР) шостого порядку, яка утворюється шляхом прирівнювання до нуля коефіцієнтів в (17) при всіх добутках виду $x_j x_k, j \neq k$. Для визначення невідомих K_{11}, \dots, K_{14} також потрібно розв'язати відносно них нелінійну САР шостого порядку, яка утворюється шляхом прирівнювання до нуля коефіцієнтів в (17) при всіх добутках виду $\zeta_{1,2}(x) x_j x_k, j \neq k$. Об'єднавши дві САР отримуємо результуючу САР 12-го порядку. Оскільки розмірність вектора невідомих $|K| = |K_1, K_2, K_3, K_4, K_{11}, K_{12}, K_{13}, K_{14}|^T$ є меншою за розмірність САР, яка утворилась, доповнимо його штучно чотирьма змінними M_4, \dots, M_7 так, щоб $rank |K| = 12, |K| = |K_b, K_{1b}, M_4, M_5, M_6, M_7|^T, i=1,4$.

Вибір констант $C_M = \{c_{11}, c_{22}, c_{33}, c_{44}, M_2, M_3\}$ не є абсолютно довільним, оскільки мають виконуватись умови, які впливають з (15), що при $x_j x_k, j=k$ коефіцієнти є від'ємними (або меншими наперед заданої константи $\tau < 0$, якщо ввести умову обмеження на поверхні рівня виду $\max_{V=V_0} (dV/dt \cdot V^{-1}) = 2\tau$ та $V(x) > 0 (x \neq 0)$.

Ізоморфність по керуванню дозволяє досить просто повернутись до системи ДР (9) і отримати для неї нелінійну модуляційну функцію, виконавши зворотню підстановку (9) в (16). З огляду на рівень швидкодії сучасної мікропроцесорної техніки та обчислювальні можливості вбудовуваних цифрових сигнальних процесорів (Embedded DSP), програмна реалізація нелінійної функції (16) не є складною задачею.

Дослідження ефективності застосування нелінійної модуляційної функції проводились за допомогою цифрової моделі. Для цифрового моделювання використовувались такі параметри автономної системи живлення:

- напруга U_d сонячної батареї на вході однофазного інвертора (ШИМ 18,8 кГц) стандартна 600В;
- напруга $E_2 = 220$ В (RMS) з частотою $f_2 = 50$ Гц;
- перший фільтр з дроселем індуктивністю $L_f = 1,2$ мГн,

активним опором $R_f=0,068$ Ом та ємностями $C_{f1}=47,0$ мкФ, $C_{f2}=94$ мкФ;
- однофазний трансформатор (осердя – сталь 3408, $\alpha=0,05704$, $B_m=1,2317$ Тл, $\rho=9,014e-5$) типу ОСВМ 4,0-0,05 з $L_k \approx 65$ мкГн, $R_{l,2} \approx 0,15$ Ом;
- параметри номінального RC-навантаження – $R=14,16$ Ом, $C=0,18$ мкФ,
- параметри мережі $\cos\phi_g=0,92$, $I_{к.з.}=390$ А.

На рис. 2 наведено результати, отримані при цифровому експерименті при стабілізації вихідної напруги. На діаграмі перший відрізок часу відповідає роботі системи при номінальному, а другий - при мінімальному струмі навантаження (відмітка часу 0,06 с, стрибок навантаження $R_{ном} \rightarrow R_{min}$ за 1,9 мкс).

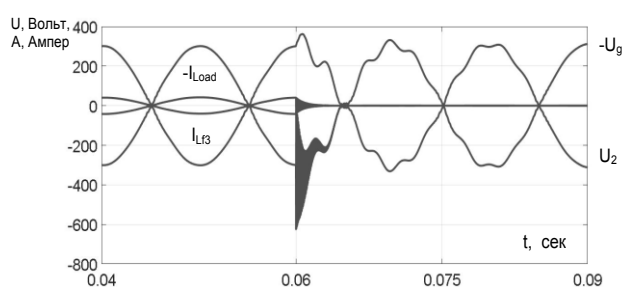


Рис. 2 – Діаграми напруг та струмів

Моделювання показало, що хоча відхилення напруги U_2 на виході системи при стрибку навантаження і має місце, проте максимальна амплітуда цього відхилення не перевищує +20% (в точці підключення навантаження напруга U_g в цей момент +250%). Наявність нелінійної складової в керування здатне підвищити швидкодію системи, проте одночасно може призвести до деякого (кілька %) погіршення спектрального складу вихідної напруги в режимі мінімального навантаження. Тому підбір констант C_M та початкових значень $|K|$ розв'язків нелінійної САР є доволі складною задачею, оскільки формальних методів не існує. Моделювання показало, що найліпші показники з точки зору якості керування можуть бути забезпечені збалансованістю коефіцієнтів K лінійної та нелінійної складових керування в (16).

Висновки

Показано можливість формування вихідної напруги фотовольтаїчного джерела живлення, яке описано нелінійною сингулярно-збуреною афінною системою диференціальних рівнянь, в неавтономній мережі з достатнім рівнем точності. Встановлено, що задачу стабілізації наведеної системи вирішує нелінійна модуляційна функція, отримана за допомогою методу функцій Ляпунова, застосованих до системи диференціальних рівнянь пониженого порядку, яку отримано шляхом редукції початкової нелінійної сингулярно-збуреної системи. Локальна

еквівалентність та ізоморфність по керуванню повної та редукованої систем дозволяють уникнути необхідності вимірювання усіх змінних простору станів, що полегшує практичну реалізацію. Перевірено можливість зниження впливу стрибків навантаження на форму вихідної напруги з урахуванням обмежень, характерних для реальних систем.

Список літератури

1. **Heinrich, Häberlin.** Photovoltaics System Design And Practice / **Häberlin Heinrich** / John Wiley & Sons Ltd, 2012. – 732 p.
2. **Nayar, C. V.** Power Electronics for Renewable Energy Sources / **C. V. Nayar, S. M. Islam, H. Dehbonei, K. Tan, H. Sharma** // *Power Electronics Handbook Devices, Circuits, And Applications. Third Edition.* Butterworth-Heinemann is an imprint of Elsevier. – 2011. – p. 723-764.
3. **Teodorescu, R.** Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems / **R. Teodorescu, M. Liserre, P. Rodriguez** / Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons Ltd, 2011. – 407p.
4. **Sundaram, S.** Grid Connected Photovoltaic Systems: Challenges and Control Solutions – A Potential Review / **S. Sundaram, K. N. Sheeba, Jakka Sarat, Chandra Babu** // *International Journal of Electronics and Electrical Engineering.* – 2016. – Vol. 4, No. 6. – p. 463-473. – doi: 10.18178/ijeee.4.6.
5. **Bourguiba, I.** Control of Single-Phase Grid Connected Photovoltaic Inverter / **Ines Bourguiba, Azeddine Houari, Hamed Belloumi, Ferid Kourda** // *Proceedings of 2016 4th International Conference on Control Engineering & Information Technology (CEIT-2016).* – 2016. – p. 1-6.
6. **Jianwei, Zhang** A Novel Sliding Mode Controller for DC-DC Boost Converters under Input/Load Variations / **Jianwei Zhang, David G. Dorrell Li Li, Ahmadreza Argha** // *Proc. of IECON2015.* – 2015. - p. 1698-1703.
7. **Михальський, В. М.** Засоби підвищення якості електроенергії на вході та виході перетворювачів частоти та напруги з широтно-імпульсною модуляцією / **В. М. Михальський.** – Київ, Інститут електродинаміки НАН України, 2013. – 340 с.
8. **Yang, Y.** Overview of Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Systems / **Y. Yang, F. Blaabjerg** // *Electric Power Components and Systems.* – 2015. – p. 1-10. – doi: 10.1080/15325008.2015.1031296.
9. **Вольдек, А. И.** Электрические машины / **А.И. Вольдек** – Изд. 3, перераб. и доп. Ленинград: Энергия, 1978. – 832 с.
10. **Пономарев, К. К.** Составление и решение дифференциальных уравнений инженерно-технических задач / **К. К. Пономарев.** – М.: Учпедгиз, 1962. – 184 с.
11. **Матюк, В. Ф.** Математические модели кривой намагничивания и петель магнитного гистерезиса. Ч. I. Анализ моделей / **В. Ф. Матюк, А. А. Осипов** // *Неразрушающий контроль и диагностика.* – 2011. – № 2. – С. 1-33.
12. **Мисак, Т. В.** Побудова контуру модуляції вихідної напруги джерела живлення з нелінійним вихідним трансформатором за допомогою математичної моделі пониженого порядку / **Т. В. Мисак** // *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України.* – 2017. – №47. – С. 57-67.

13. **Фетисов, Д. А.** Достаточное условие управляемости многомерных аффинных систем / **Д. А. Фетисов** // *Наука и Образование. МГТУ им. Баумана. Электрон. журн.* – 2014. – № 11. – С. 281-293. – doi: 10.7463/1114.0737321.
14. **Воропаева, Н. В.** Геометрическая декомпозиция сингулярно-возмущенных систем / **Н. В. Воропаева, В. А. Соболев.** – Москва: Физматлит, 2009. – 256 с.
15. **Ёлкин, В. И.** Редукция нелинейных управляемых систем: Дифференциально-геометрический подход / **В. И. Ёлкин.** – Москва: Наука, 1997. – 317 с.
16. **Мисак, Т. В.** Синтез контуру керування вихідною напругою нелінійного твердотільного трансформатора **Т. В. Мисак** // *Електроніка та зв'язок.* – 2017. – Т. 22, № 3. – С. 27-33. – doi: 10.20535/2312-1807.2017.22.3.102267.
17. **Wassim, M.** Nonlinear Dynamical Systems and Control. A Lyapunov-Based Approach / **Wassim, M. Haddad, Vijay Sekhar Chellaboina** / *Princeton University Press.* – 2008. – 974 p.
8. **Yang, Y., Blaabjerg, F.** Overview of Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Systems. *Electric Power Components and Systems*, 2015, 1-10, doi: 10.1080/15325008.2015.1031296.
9. **Vol'dek, A. I.** Elektricheskiye mashiny [Electrical machines]. Izd. 3, pererab. i dop. L.: Energiya, 1978, 832.
10. **Ponomarev, K. K.** Sostavleniye i resheniye differentsial'nykh uravneniy inzhenerno-tekhnicheskikh zadach. M.: Uchpedgiz, 1962, 184.
11. **Matyuk, V. F., Osipov, A. A.** Matematicheskiye modeli krivoy namagnichivaniya i petel' magnitnogo gisterezisa. Chast' I. Analiz modeley. [Mathematical models of the magnetization curve and magnetic hysteresis loops. Part I Analysis of models.] *Nerazrushayushchiy kontrol' i diagnostika*, 2011, 2, 1-33.
12. **Mysak, T. V.** Pobudova konturu modulyatsiyi vykhidnoy napruhy dzherela zhyvlennya z nelineynym vykhidnym transformatorom za dopomohoyu matematychnoyi modeli ponyzhenoho poryadku. [Construction of the circuit of modulation of the output voltage of the power source with a nonlinear output transformer using a mathematical model of reduced order] *Pr. In-tu elektrodynamiky NAN Ukrainy*, 2017, 47, 57-67.
13. **Fetisov, D. A.** Dostatochnoye usloviye upravlyayemosti mnogomernykh affinykh sistem [A sufficient condition for controllability of multidimensional affine systems]. *Nauka i Obrazovaniye.MGTU im.Baumana. Elektron..zhurn.*, 2014, №11, 281-293, doi: 10.7463/1114.0737321.
14. **Voropayeva, N. V., Sobolev, V. A.** Geometricheskaya dekompozitsiya singulyarno-vozmushchennykh sistem [Geometric decomposition of singularly perturbed systems]. M.:Fizmatlit, 2009, 256.
15. **Yolkin, V. I.** Reduktsiya nelineynykh upravlyayemykh sistem: Differentsial'no-geometricheskiiy podkhod. [Reduction of nonlinear control systems: Differential-geometric approach]. M.: Nauka, 1997, 317.
16. **Mysak, T. V.** Syntez konturu keruvannya vykhidnoy napruhooyu nelineynoho tverdotal'noho transformatora [ynthesis of the control circuit of the output voltage of a nonlinear solid state transformer]. *Elektronika ta zv'yazok*, 2017, 22, 3, 27-33, doi: https://doi.org/10.20535/2312-1807.2017.22.3.102267.
17. **Wassim, M. Haddad, VijaySekhar, Chellaboina,** Nonlinear Dynamical Systems and Control. A Lyapunov-Based Approach. Princeton University Press, 2008, 974.

Bibliography (transliterated)

1. **Heinrich, Häberlin.** Photovoltaics System Design And Practice. John Wiley & Sons Ltd, 2012, 732.
2. **Nayar, C. V., Islam, S. M., Dehbonei, H., Tan, K., Sharma, H.** Power Electronics for Renewable Energy Sources. *Power Electronics Handbook Devices, Circuits, And Applications. Third Edition.* Butterworth-Heinemann is an imprint of Elsevier, 2011, 723-764.
3. **Teodorescu, R., Liserre, M., Rodriguez, P.** Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons Ltd, 2011, 407.
4. **Sivasankari, Sundaram, Sheeba, K. N., Sarat, Jakka, Babu, Chandra.** Grid Connected Photovoltaic Systems: Challenges and Control Solutions - A Potential Review. *International Journal of Electronics and Electrical Engineering*, 2016, 4, 6, 463-473, doi: 10.18178/ijeee.4.6.
5. **Ines, Bourguiba, Azeddine, Houari, Hamed, Belloumi, Ferid, Kourda.** Control of Single-Phase Grid Connected Photovoltaic Inverter. *Proc. of 2016 4th Int. Conf. on Control Engineering & Information Technology (CEIT-2016)*, 2016, 1-6.
6. **Jianwei, Zhang, David, G. Dorrell Li Li, Ahmadreza Argha.** A Novel Sliding Mode Controller for DC-DC Boost Converters under Input/Load Variations. *Proc. of IECON2015*, 2015, 1698-1703.
7. **Mykhalskiy, V. M.** Zasoby pidvyshchennya yakosti elektroenerhiyi na vkhodi ta vykhodi peretvoryuvachiv chastoty ta napruhy z shyrotno-impul'snoyu modulyatsiyeyu. [Means for improving the quality of electricity at inputs and outputs of frequency and voltage converters with PWM]. Kyiv, Instytut elektrodynamiky NAN Ukrainy, 2013, 340.

Інформація про авторів (About authors)

Мисак Тарас Володимирович – кандидат технічних наук, Інститут електродинаміки НАН України, старший науковий співробітник відділу перетворювання та стабілізації електромагнітних процесів, м. Київ, Україна; e-mail: taras@igbt.com.ua.

Мисак Тарас – Ph.D, Institute of electrodynamic NAS Ukraine, senior scientist, Department of transformation and stabilization of electromagnetic processes, Kyiv, Ukraine; e-mail: taras@igbt.com.ua.

Будь ласка, посилайтесь на цю статтю наступним чином:

Мисак, Т. В. Нелінійне керування вихідною напругою альтернативного джерела живлення в однофазній неавтономній мережі / **Т. В. Мисак** // *Вісник НТУ «ХПІ», Серія: Нові рішення в сучасних технологіях.* – Харків: НТУ «ХПІ». – 2018 – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 118-125. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.17.

Please cite this article as:

Mysak, T. V. Nonlinear control of the output voltage of a grid-connected alternative power source in a single-phase non-autonomous supply network. *Bulletin of NTU "KhPI". Series: New solutions in modern technologies.* – Kharkiv: NTU "KhPI", 2018, 26 (1302), 1, 118-125, doi:10.20998/2413-4295.2018.26.17.

Пожалуйста, ссылайтесь на эту статью следующим образом:

Мысак, Т. В. Нелинейное управление выходным напряжением альтернативного источника питания в однофазной неавтономной питающей сети / **Т. В. Мысак** // *Вестник НТУ «ХПИ», Серия: Новые решения в современных технологиях.* – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 118-125. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.17.

АННОТАЦИЯ Объектом исследования является источник питания с синусоидальным выходным напряжением, имеющий в своем составе солнечную панель, преобразователь частоты с ШИМ с выходным LC-фильтром и однофазный нелинейный трансформатор с дополнительным фильтром на выходе, подключенный к однофазной неавтономной питающей сети потребителя. Проведено понижение порядка аффинной нелинейной сингулярно-возмущенной системы дифференциальных уравнений, описывающих этот источник. Градиентный метод получения функции Ляпунова дает возможность использовать нелинейную стратегию скалярного управления. Приводятся результаты моделирования с учетом ограничений, которые влияют на возможность реализации полученной стратегии нелинейного управления.

Ключевые слова: альтернативный источник питания; выходной LC-фильтр; нелинейный однофазный трансформатор; сингулярно-возмущенная система; нелинейное управление; градиентный метод; функция Ляпунова.

Надійшла (received) 18.06.2018

УДК 621.316.1

doi:10.20998/2413-4295.2018.26.18

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ВЫСШИХ ГАРМОНИК НА ПОТЕРИ МОЩНОСТИ В СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

А. А. ПЛАХТИЙ

инженер-электроник конструкторского бюро компании «ВО ОВЕН», по совместительству старший преподаватель кафедры электротехники, электроэнергетики и электромеханики Украинского государственного университета железнодорожного транспорта, Харьков, УКРАИНА
email: a.plakhtiy1989@gmail.com

АННОТАЦИЯ В статье представлены результаты исследований влияния высших гармоник тока на сопротивление сети, потери мощности, а также КПД системы электроснабжения. На основании уравнений Бесселя первого рода представлены зависимости активного сопротивления сети от частоты высшей гармоники при влиянии скин эффекта. Установлено, что кроме влияния скин эффекта, высшие гармоники обуславливают дополнительные потери, обусловленные увеличением среднеквадратического значения тока, представлена зависимость дополнительных потерь мощности в сети от коэффициента гармонических искажений тока. Установлено, что высшие гармоники тока сети, вызванные импульсной нагрузкой, вызывают большие потери в сети, нежели высшие гармоники от источника питания.

Ключевые слова: высшие гармоники; скин-эффект; коэффициент гармонических искажений; потери в сети от высших гармоник

ANALYSIS OF POWER LOSS CAUSED BY HIGHER HARMONICS IN ELECTRICAL SUPPLY SYSTEMS

A. PLAKHTIY

engineer-electronics of the design office of the company "VO OWEN" / part-time senior lecturer of the Department of Electrical Engineering, Electricity and Electromechanics of the Ukrainian State University of Railway Transport, Kharkov, UKRAINE

ABSTRACT Increasing energy efficiency is a priority for the energy sector. To realize maximum energy efficiency, a clear understanding of the significance of the component losses and methods of their elimination is necessary. This is also necessary to determine the power losses caused by higher harmonics, as well as to determine the energy-saving effect of the power active filter. The article presents the results of studies of the influence of higher current harmonics on the network resistance, network losses, as well as the efficiency of the power supply system. On the basis of the solution of differential and algebraic equations, it is established that the existing approximating expressions that determine the dependence of the network resistance on frequency, caused by the skin effect, are not accurate. For a certain frequency range, the network resistance is below the nominal. In addition, they do not take into account the effect of the cross-sectional area. Based on the solution of the Bessel functions of the first kind, a method is developed for calculating the dependence of the active resistance of the network on the frequency, which takes into account the geometric parameters of the conductor. It is established that the skin effect makes the resistance of the network a frequency-dependent parameter. Thus, the electrical network can be represented as a filter. Additional losses of energy arise in the electric network from higher harmonics due to an increase in the rms current. The dependence of additional losses in the network on the higher harmonics as a function of the resulting coefficient of current harmonic distortion is established. It is established that the higher harmonics of the current caused by the power source and the load in different ways affect the efficiency of the network.

Keywords: higher harmonics; skin effect; total harmonic distortion; power loss by higher harmonics

Введение. Постановка проблемы

Повышение энергоэффективности является приоритетным направлением энергетики и систем электроснабжения. Для реализации максимальной энергоэффективности необходимо четкое численное понимание составляющих потерь и методов их устранения. В том числе и понимание вклада высших гармоник тока в величину общих потерь.

Проблеме негативного влияния высших гармоник на системы электроснабжения уделено значительное внимание в научной литературе. Недостатком многих публикаций является общность формулировок о вреде высших гармоник. Например, «при прохождении высших гармоник возникают

дополнительные потери активной мощности и электроэнергии» [1]). При этом отсутствуют численные либо относительные данные о количестве дополнительных потерь в сети от высших гармоник, либо численное определение интенсивности старения изоляции.

В ряде публикаций [2-5] приведены выражения для расчета дополнительных потерь в сети от высших гармоник и различные эмпирические зависимости сопротивления сети от частоты обусловленные влиянием скин-эффекта, однако они достаточно сильно отличаются и дают различные значения.

Цели работы

- определение аналитических зависимостей активного сопротивления сети от частоты высшей гармоники с учетом скин-эффекта;
- определение зависимости дополнительной потерь мощности в сопротивлении сети от высших гармоник в функции от коэффициента гармонических искажений (THD) тока;
- анализ влияния высших гармоник источника питания и нагрузки на КПД сети.

Влияние высших гармоник на дополнительные потери в сети. Анализ публикаций

В ряде публикаций [2,3] указано что, дополнительные потери активной мощности В линии электропередач вызваны протеканием токов высших гармоник, вызванные скин эффектом.

$$P_{harm} = 3 \sum_{v=2}^{v=2} I_v^2 R_l k_{rv} \quad (1)$$

где v – номер гармоники; n – число учитываемых гармоник; I_v – среднеквадратической значений v -ой гармоники; R_l – активное сопротивление линии на основной частоте; k_{rv} – коэффициент, учитывающий влияния поверхностного эффекта

Для коэффициента k_{rv} дается определение его зависимости от частоты

$$k_{rv} = 0.47 \sqrt{v} \quad (2)$$

В диссертации (5) приводятся аппроксимирующие выражения для зависимостей k_{rv} от частоты при использовании которых получают несколько большее значения потерь. В соответствии с этим исследованием удельное активное сопротивление проводника на частоте v -ой гармоники равно

$$r_{0v} = r_0 (k_{pv} + k_{0v}) \quad (3)$$

где r_0 – удельное сопротивление проводника постоянному току; k_{pv} – коэффициент, учитывающий влияние поверхностного эффекта на v -ой гармоники; k_{0v} – коэффициент, учитывающий влияние эффекта близости для v -ой гармоники.

Коэффициент k_{pv} определяющий активное сопротивление проводника на высших частотах для медных проводов равен

$$k_{pv} = 0.021 \sqrt{f} \quad (4)$$

Для алюминиевых проводов k_{pv} равен

$$k_{pv} = 0.01635 \sqrt{f} \quad (5)$$

Коэффициент k_{0v} , учитывающий эффект близости определяется согласно выражения

$$k_{0v} = \frac{1.18 + k_{pv}}{k_{pv} \cdot 0.27} \cdot \left(\frac{d}{a}\right)^2 \quad (6)$$

где d – диаметр проводника, мм; a – расстояние между центрами жил, мм.

В публикации [4], на основании экспериментальных исследований приведены эмпирические зависимости активного сопротивления от частоты для различных типов проводов, приведенные в таблице 1.

Таблица 1 – Аппроксимирующие зависимости коэффициента k_{rv2} , учитывающего влияние скин эффекта для различных типов кабелей

Тип проводника	k_{rv2}
АС-400	0,3v
А-400	0,15v
Медный кабель	0,06v
Алюминиевый кабель	0,06v

Зависимости коэффициентов k_{rv} , k_{rv2} и k_{pv} для медного провода от частоты приведены на рис.1

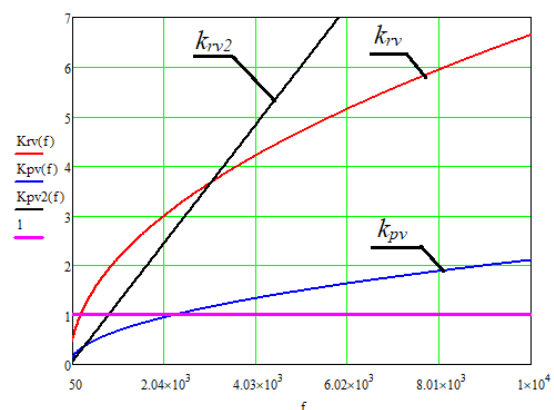


Рис. 1 – Зависимости сопротивления провода частоты на основании влияния скин-эффекта: 1 - k_{rv} ; 2 - k_{rv2} ; 3- k_{pv}

Вывод: существующие зависимости сопротивления проводников сети от частоты являются достаточно различными и неточными, так как они не учитывают геометрические свойства провода, которые влияют на скин-эффект. Кроме этого согласно выражений (2) и (4) и таблицы 1, до

определенной частоты, коэффициенты k_{rv} , k_{rv2} и k_{pv} принимают значения меньше единицы, что свидетельствует о снижении сопротивления, т.е. определенной «сверхпроводимости» проводника на частоте 150Гц, что противоречит здравому смыслу.

Определение влияния скин-эффекта на сопротивление сети исходя из уравнений Бесселя

Протекание переменного тока сопровождается электромагнитным полем вокруг проводника, которое приводит к вытеснению электрических зарядов (собственно этого же тока) от центра проводника на его поверхность. Этот эффект называется поверхностным эффектом, или скин-эффектом. В результате этого эффекта плотность тока по площади сечения провода становится неоднородной. Объемная плотность тока максимальна у поверхности проводника. При удалении от поверхности она убывает экспоненциально и на глубине Δ становится меньше в e раз. Эта глубина Δ называется толщиной скин-слоя, которая определяется согласно выражению:

$$\Delta = \sqrt{\frac{2}{\gamma \cdot \mu \cdot 2\pi f}} \tag{7}$$

где Δ – глубина проникновения тока (м);
 μ – абсолютная магнитная проницаемость, $\mu = \mu_0 \mu_r$;
 μ_0 – магнитная проницаемость вакуума, $1,25663706 \cdot 10^{-6}$ Н/А;
 μ_r – относительная магнитная проницаемость материала (μ/μ_0 безразмерная величина), для меди 0,999992; для алюминия 1,000022;
 f – частота переменного тока, Гц;
 γ – удельная электрическая проводимость, $\gamma = 1/\rho$
 ρ – удельное сопротивление проводника ($\text{Ом} \cdot \text{м}^{-1}$), меди $1,72 \cdot 10^{-8}$; для алюминия $2,7 \cdot 10^{-8}$;

Зависимость толщины скин слоя медного и алюминиевого кабеля от частоты f приведена на рис.2.

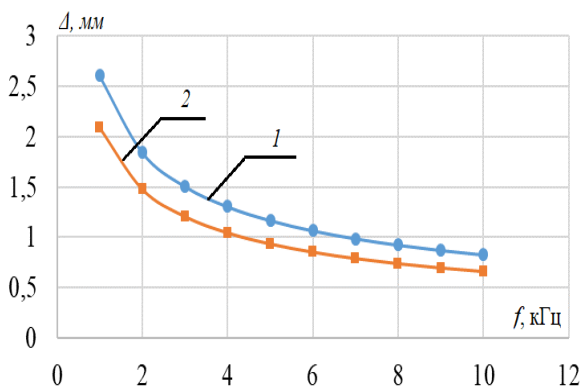


Рис. 2 – Зависимость толщины скин-слоя (мм) от частоты тока (кГц): 1 - для алюминия; 2 – для меди

Таким образом, что при достаточно большой частоте $f=10\text{кГц}$ толщина скин-слоя становится мизерно малой 0,6мм.

Для переменного напряжения плотность тока от поверхности к центру цилиндрического проводника является экспоненциально убывающей функцией, которая описывается выражением

$$J = J_s e^{-\frac{r_k}{\Delta}} \tag{8}$$

где J_s – проводимость проводника, соответствующая постоянному току; r_k – расстояние от поверхности провода к центру

По причине экспоненциального убывания плотности тока следует, что практически весь ток сосредоточен в слое толщиной в несколько Δ . В качестве примера приведём график распределения относительной плотности тока в проводнике с радиусом равным 3Δ .

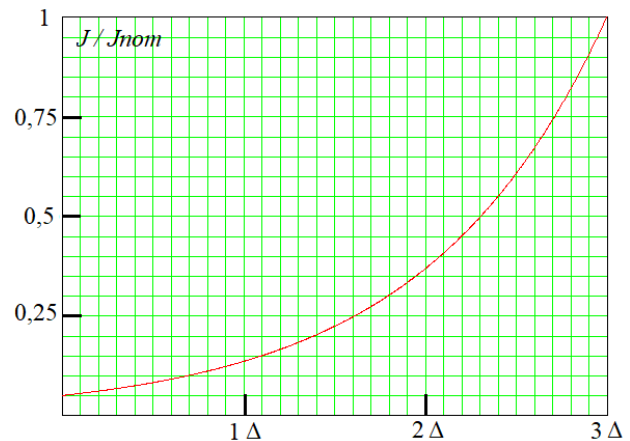


Рис. 3 – Зависимость распределения относительной плотности тока в проводе толщиной 3Δ

Так, уменьшение плотности тока в 100 раз происходит на глубине $\approx 4,6\Delta$. Таким образом, влияние скин эффекта на вытеснение тока определяется количеством скин-слоев в радиусе провода r_0/Δ . Данная неоднородность плотности тока ведет к увеличению его удельного сопротивления.

В случае, когда радиус провода больше толщины скин-слоя зависимость комплексного сопротивления провода Z от частоты тока может быть описано с помощью функции Бесселя, которая определяет распространение поля в цилиндрической системе координат [6, 7].

$$Z(f) = R + i \cdot X = \frac{q}{2 \cdot \pi \cdot r_0 \cdot \gamma} \cdot \frac{J_0(q \cdot r_0)}{J_1(q \cdot r_0)} \tag{9}$$

где R — активное сопротивление проводника;
 X — реактивное сопротивление проводника;
 i – комплексная составляющая;

r_0 — радиус провода;
 l — длина провода;
 $J_0(Z)$ — функция Бесселя первого рода, нулевого порядка;
 $J_1(Z)$ — функция Бесселя первого рода, первого порядка;
 q — волновое число.

Волновое число провода является комплексной переменной и определяется исходя из значения толщины скин-слоя.

$$q = k - i \cdot k ; k = \frac{l}{\Delta} \quad (10)$$

Функции Бесселя первого рода, являются частными каноническими решениями дифференциального уравнения Бесселя

$$x^2 \frac{d^2 y}{dx^2} + x \frac{dy}{dx} + (x^2 - \alpha^2) y = 0 \quad (11)$$

Функции Бесселя первого порядка, обозначаемые $J_\alpha(z)$, являются частными решениями дифференциального уравнения Бесселя для конечных точек $x=0$ при целых и не отрицательных α

$$J_\alpha(z) = \frac{z}{2} \sum_{n=0}^{n=\infty} \frac{(-1)^n}{n!(n+\alpha)!} \cdot \left(\frac{z}{2}\right)^{2n+\alpha} \quad (12)$$

Функции Бесселя первого рода нулевого и первого порядка определяются как

$$J_0(z) = \sum_{n=0}^{n=\infty} \frac{(-1)^n}{n!(n+1)!} \left(\frac{z}{2}\right)^{2n} \quad (13)$$

$$J_1(z) = \sum_{n=0}^{n=\infty} \frac{(-1)^n}{n!(n+2)!} \left(\frac{z}{2}\right)^{2n+1} \quad (14)$$

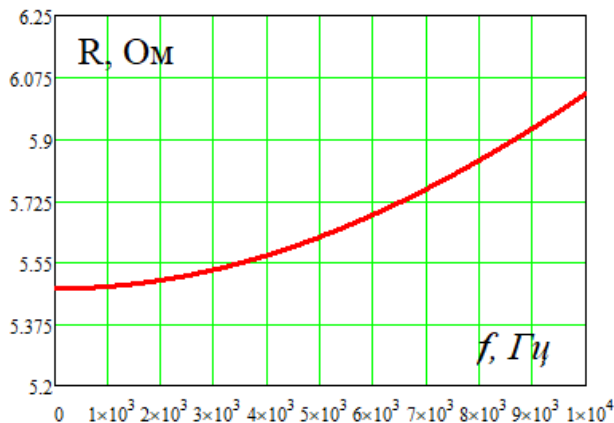
Примечание: решения функций Бесселя в комплексной плоскости упрощается возможностью их решения в программе MathCad с помощью встроженных функции «J0(z)» и «J1(z)».

Активное сопротивление провода R является вещественной частью комплексного сопротивления Z .

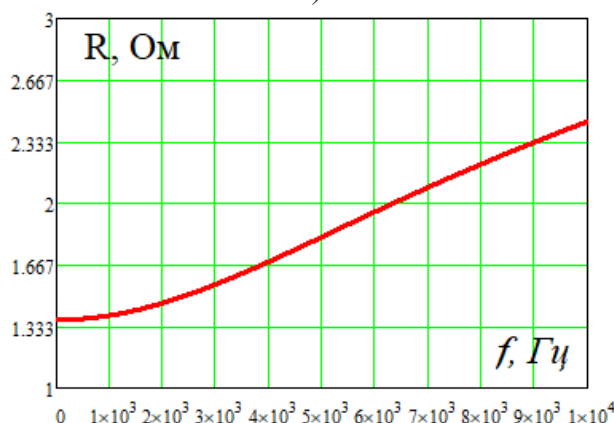
Полученные зависимости активного сопротивления медного провода длиной 10 км с различными диаметрами от частоты рассчитанных согласно выражению (9) приведены на рис.4.

Достоинство данного метода расчета сопротивления является сходимостью значения сопротивления при частоте близкой нулю сопротивлению постоянному току

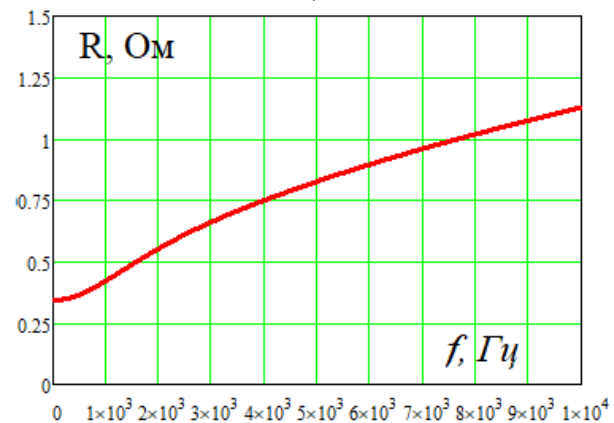
$$Z(f=0) = R_{DC} = \frac{L}{\gamma \cdot S} \quad (15)$$



a)



b)



c)

Рис. 4 – Зависимость активных сопротивлений медных проводов длиной 10 км с радиусами 1, 2, 4 мм от частоты: а - 1мм; б - 2мм; с - 4мм

Приводя полученные на рис.4 зависимости сопротивлений от частоты в относительные величины получены графики зависимости сопротивлений в относительных величинах (рис.5).

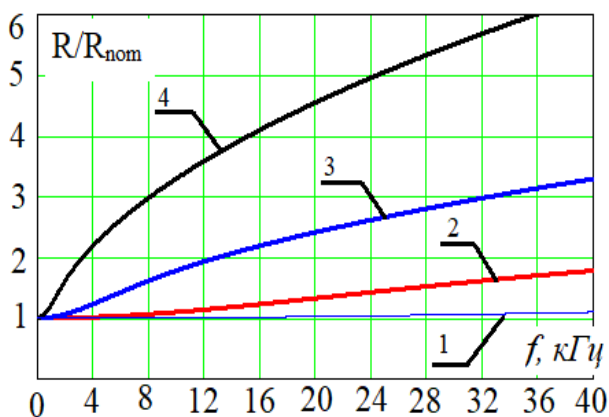


Рис. 5 – Зависимость относительных активных сопротивлений медных проводов с радиусами 1, 2, 4 мм от частоты: 1 – 0,5мм; 2 – 1мм; 3 – 2мм; 4 – 4мм

Как видно из рисунка 5, диаметр жилы провода в значительной степени влияет на эффект вытеснения тока и как результат на значение активного сопротивления на заданной частоте.

Вывод: скин-эффект делает активное сопротивление сети частотно-зависимым, т.е. по сути сопротивление сети растет с ростом частоты, предавая сопротивлению сети фильтрующие свойства для высших гармоник. В тоже время при грамотном проектировании линии электропередач с применением многожильного кабеля негативное влияние скин-эффекта можно полностью нивелировать в ограниченном диапазоне частот можно полностью подавить.

Определение дополнительных потерь в сети от высших гармоник исходя из значения коэффициента гармонических искажений тока

Предложен метод определения дополнительных тепловых потерь в электрических сетях постоянного и переменного тока от высших гармоник, которые однозначно определяются исходя из результирующего значения коэффициента гармонических искажений (англ. Total Harmonic Distortion - THD) тока сети. Данный метод справедлив в случае, когда влияние скин-эффекта на сопротивление сети с ограниченным спектром высших гармоник незначительно. В Этом случае дополнительные потери в электрической сети от высших гармоник можно рассчитать исходя из увеличения среднеквадратического значения (RMS) тока, а, следовательно, и увеличения потерь в квадратической зависимости от величины RMS значения тока.

Как известно, коэффициенты гармонических искажений по постоянному THD_{DC} и переменному току THD_{AC} определяются как

$$THD_{DC} = \frac{\sqrt{\sum_{m=1}^{m=\infty} I_m^2}}{I_{DC}} \tag{16}$$

$$THD_{AC} = \frac{\sqrt{\sum_{m=2}^{m=\infty} I_m^2}}{I_1} \tag{17}$$

где I_m – среднеквадратическое значение m -ой гармоники; I_{DC} – значение постоянной составляющей
Примечание: для дальнейших формул THD приведено в относительных величинах [от 0 до 1].

Как известно, действующее (оно же среднеквадратическое значение - RMS) значение переменного (либо постоянного пульсирующего) тока равно величине такого постоянного тока, который за время, равное одному периоду переменного тока, произведёт такую же работу (тепловой или электродинамический эффект), что и рассматриваемый переменный ток.

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) \cdot dt} \tag{18}$$

Среднеквадратическое значение постоянного тока можно также выразить через спектр высших гармоник

$$I_{RMS_DC} = \sqrt{I_{DC}^2 + \sum_{m=2}^{m=\infty} I_m^2} \tag{19}$$

где i_k – среднеквадратическое значение k -ой гармоники.

Из выражения (16) можно выразить сумму квадратов высших гармоник

$$\sum_{m=2}^{m=\infty} I_m^2 = (THD_{DC} \cdot I_{DC})^2 \tag{20}$$

Тогда среднеквадратическое значение постоянного и переменного тока можно представить в виде

$$\begin{aligned} I_{RMS_AC} &= \sqrt{I_{DC}^2 + (THD_{DC} \cdot I_{DC})^2} = \tag{21} \\ &= \sqrt{I_{DC}^2 \cdot (1 + THD_{DC}^2)} \\ I_{RMS_DC} &= I_{DC} \cdot \sqrt{(1 + THD_{DC}^2)} \end{aligned}$$

Зависимость среднеквадратического значения тока от значения THD приведена на рис.6, на котором за 100% принято RMS значение первой гармоники.

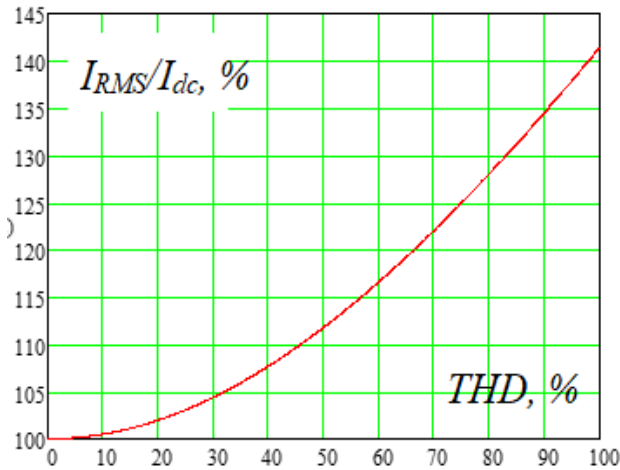


Рис. 6 – Зависимость относительного значения RMS тока от коэффициента гармонических искажений

Относительное увеличение мощности потерь, вызванное высшими гармониками можно выразить

$$\Delta P = \frac{I_{RMS}^2 \cdot R}{I_{DC}^2 \cdot R} = \frac{I_{DC}^2 \cdot R \cdot (1 + THD_{DC}^2)}{I_{DC}^2 \cdot R} \equiv 1 + THD_{DC}^2 \quad (22)$$

Таким образом, установлена однозначная зависимость между коэффициентом гармонических искажений потребляемого тока и процентом дополнительных потерь мощности.

Зависимость относительного значения дополнительных потерь от значения коэффициента гармонических искажений приведено на рис.7, на котором за 100% приняты потери, вызванные основной гармоникой, либо для DC сети постоянной составляющей ток.

На основании приведенных выражений можно определить энергосберегающий эффект в сети от применения силового активного фильтра. Типичное значение THD входного тока трехфазного выпрямителя равно от 30% до 80%. Таким образом, САФ позволяет снизить значение потерь в сети вызванное высшими гармониками до 10% до 48%.

Примечание! В программе Matlab 2017b существует блок PowerGui, который способен проводить спектральный анализ сигнала на основании быстрых преобразований Фурье (FFT), а также автоматически рассчитывать гармонический спектр сигнала и значения коэффициента гармонических искажений по постоянному току. В программе найдена ошибка! Коэффициент гармонический искажений по постоянному току в PowerGui рассчитывается согласно выражению ($\sqrt{2}$ лишний)

$$THD_{DC} = \frac{\sqrt{\sum_{m=2}^{m=\infty} I_m^2}}{I_{DC} \sqrt{2}} \quad (23)$$

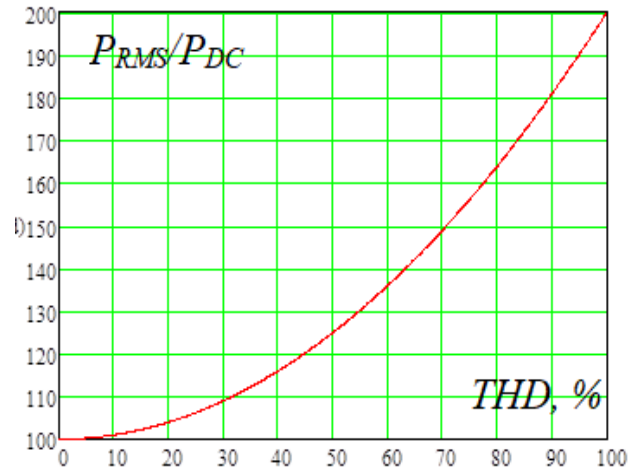


Рис. 7 – Зависимость процентного значения дополнительных от коэффициента гармонических искажений

Анализ влияния высших гармоник, генерируемых источником питания, на КПД сети

Высшие гармоники тока в системе электроснабжения могут возникать в следствие работы источника питания (например, высшие гармоники выходного напряжения трехфазного выпрямителя в линии электроснабжения постоянного тока), либо в следствие импульсного потребления тока нагрузкой.

Анализ влияния на КПД сети высших гармоник, генерируемых источником питания

В случае, когда источником высших гармоник является источник питания, например, гармоники выходного напряжения выпрямителя тяговой подстанции, который генерирует постоянную составляющую U_{DC} и сумму высших гармоник. Наличие высших гармоник ведет к увеличению среднеквадратического значения питающего напряжения U_{RMS} , тока в сети I_{RMS} , потерь в сети. При этом увеличение значения потерь в сети, сопровождается увеличением значения переданной источником мощности.

$$U_{RMS} = I_{DC} \cdot \sqrt{(1 + THD_U^2)} \quad (24)$$

$$I_{RMS} = I_{DC} \cdot \sqrt{(1 + THD_I^2)} \quad (25)$$

Чаще всего, коэффициент гармонических искажений тока и коэффициент гармонических искажений напряжения в линии электроснабжения из-за активного-индуктивного характера нагрузки не равны: $THD_U > THD_I$. При этом мощность, генерируемая источником может быть выражена

$$P_{RMS} = U_{RMS} I_{RMS} = \quad (26)$$

$$= U_{DC} I_{DC} \sqrt{(1+THD_U)^2} \sqrt{(1+THD_I)^2}$$

Данная мощность P_{RMS} , генерируемая источником расходуется на потери в активном сопротивлении сети R_c , а также на нагрузку. Потери в сети ΔP_c с учетом высших гармоник определяются

$$\Delta P_c = I_{DC}^2 \cdot R_c \cdot (1+THD_I^2) \quad (27)$$

С ростом содержания высших гармоник и роста THD происходит пропорциональное увеличение генерируемой источником и переданной в нагрузку мощности и увеличение мощности потерь в системе электроснабжения, т.е. рост потерь от гармоник пропорционален увеличению переданной мощности.

$$КПД = \frac{P_{нагрузки}}{P_{источника}} = \frac{P_{RMS} - \Delta P_{сети}}{P_{RMS}} = \quad (28)$$

$$= \frac{U_{DC} I_{DC} \sqrt{(1+THD_U)^2} \sqrt{(1+THD_I)^2} - I_{DC}^2 R_c (1+THD_I^2)}{U_{DC} I_{DC} \sqrt{(1+THD_U)^2} \sqrt{(1+THD_I)^2}}$$

Вывод: высшие гармоники напряжения источника питания не вызывают снижение КПД системы электроснабжения.

Анализ влияния высших гармоник, генерируемых импульсной нагрузкой, на КПД сети

Рассмотрим случай, когда источником высших гармоник тока является нагрузка, которая запитана постоянным напряжением U_{DC} и потребляет пульсирующий ток, который содержит постоянную составляющую I_{DC} и ряд высшую гармоник.

$$i_n(t) = I_{DC} + \sum_{m=2}^{m=\infty} i_m \sin(\omega_m t + \gamma_m) \quad (29)$$

Добавление в постоянную составляющую тока высших гармоник ведет к увеличению RMS тока, а, следовательно, и увеличению потерь в сети, но в тоже время не увеличивает суммарную потребленную на периоде энергию. Докажем, что энергия, потребляемая нагрузкой с пульсирующим током, E_{cp} будет такая же, как и в случае, если бы нагрузка потребляла только постоянную составляющую тока I_{DC} (при условии кратности периода интегрирования T периоду высшей гармоники)

$$E_{cp} = \int_0^T [i_n(t) \cdot u_n(t)] \cdot dt = \int_0^T [I_{DC} \cdot u_n(t)] \cdot dt \quad (30)$$

Для упрощения расчета приведем доказательство для одной высшей гармоники тока

$$i_n(t) = I_{DC} + i_n \cdot \sin(\omega n \cdot t) \quad (31)$$

При условии, что напряжение на нагрузке и амплитуда гармоники тока является константами справедливо выражение

$$E_{cp} = \int_0^T U_{DC} [I_{DC} + I_n \sin(\omega n \cdot t)] dt = \quad (32)$$

$$= \int_0^T [U_{DC} I_{DC}] dt + \int_0^T [U_{DC} I_n \sin(\omega n \cdot t)] dt =$$

В связи с тем, что определенный интеграл от синуса на периоде равен нулю, то энергия, потребляемая нагрузкой за период T будет равна

$$E_{cp} = U_{DC} \cdot I_{DC} \cdot T + U_{DC} \cdot I_n \cdot T \cdot 0 = U_{DC} \cdot I_{DC} \quad (33)$$

Увеличение содержания высших гармоник тока нагрузки, ведет к увеличению среднеквадратического значения тока, что вызывает дополнительный рост потерь, при этом потребляемая энергия нагрузкой остается та же. В этом случае КПД системы электроснабжения будет определяться

$$КПД = \frac{P_{нагрузки}}{P_{источника}} = \frac{U_{DC} I_{DC}}{U_{DC} I_{DC} + I_{RMS}^2 R_{сети}} =$$

$$= \frac{U_{DC} I_{DC}}{U_{DC} I_{DC} + I_{DC}^2 \cdot R_{сети} \cdot (1+THD_I^2)} \quad (34)$$

Вывод: высшие гармоники тока нагрузки вызывают снижение КПД системы электроснабжения.

Выводы проведенных исследований

1) Существующие аппроксимирующие выражения, определяющие зависимость сопротивления сети от частоты, обусловленную скин-эффектом, являются не точными т.к. они не учитывают влияние соотношения диаметра провода к толщине скин слоя. Также неточность заключается в том, что для определенного диапазона частот сопротивление сети получается ниже номинального.

2) На основании уравнений Бесселя представлен метод расчета зависимости активного сопротивления сети от частоты учитывающий геометрические параметры проводника.

3) Скин-эффект делает сопротивление сети частотно-зависимым параметром. Таким образом, электрическую сеть можно представить в виде фильтра.

4) Установлена зависимость дополнительных потерь в сети от высших гармоник в функции от результирующего коэффициента гармонических

искажений тока. Зависимость справедлива при условии отсутствия частотной зависимости сопротивления сети от частоты.

5) Установлено, что высшие гармоники, вызванные напряжением источника питания и импульсным током нагрузки, по-разному влияют на КПД сети. Высшие гармоники источника питания повышают RMS значение питающего напряжения в сети. Это ведет к одновременному увеличению потерь в сети и увеличению передаваемой мощности, как следствие при условии $THD_U > THD_I$ высшие гармоники источника питания не вызывают снижения КПД системы электроснабжения. В тоже время высшие гармоники тока нелинейной нагрузки вызывают снижение КПД линии электропередачи.

Список литературы

1. **Степанов, В. М.** Влияние высших гармоник в системах электроснабжения предприятий на потери электрической энергии / **В. М. Степанов, И. М. Базыль** // *Известия ТулГУ. Технические науки Вып.12 Ч2.* – 2013. – № 12. – с. 27-31.
2. **Жежеленко, И. В.** Электрические потери от высших гармоник в системах электроснабжения / **И. В. Жежеленко** // *Электрика.* – 2010. – № 4. – с. 3-6.
3. **Жежеленко, И. В.** Высшие гармоники в системах электроснабжения промышленных предприятий / **И. В. Жежеленко.** М.: Энергоатомиздат, 2004.
4. **Лютаревич, А. Г.** Оценка дополнительных потерь мощности от высших гармоник в элементах систем электроснабжения / **А. Г. Лютаревич, А. А. Вырва, С. Ю. Долингер, Д. С. Осипов, И. Н. Четверик** // *Омский научный вестник.* – 2009. – №1. – С.109-113.
5. **Акимжанов, Т. Б.** Разработка методики расчета добавочных потерь в воздушных линиях электроснабжения и оценка их уровня в электрических сетях. Дисс. Кат.наук. Специальность 05.14.02 – Электрические станции и электроэнергетические системы. 2015, Томск.
6. **Beaty, H. Wayne,** Standard Handbook for Electrical Engineers (14th ed.). McGraw-Hill, 2000. – p. 34–50.
7. **Hayt, W. H.** Engineering Electromagnetics, Sixth edition / **W. H. Hayt, J.A. Buck.** 2006, p.561.
8. **Ben, C. Johnson.** The Practical Issues involved in Designing, Specifying and Installing Skin Effect Current Tracing Systems / **C. Johnson Ben** // *IEEE Petroleum and Chemical Industry Conference Europe Conference Proceedings (PCIC EUROPE).* – 2012. – pp.1-13.
9. **Zaikin, D. I.** Round and tubular wire skin effect modeling and usage SPICE as Maxwell's equations solver / **D. I. Zaikin** // *23rd Telecommunications Forum Telfor (TELFOR).* – 2015. – P. 650 – 653. – doi: 10.1109/TELFOR.2015.7377551.
10. **Dias, R. A.** Skin effect comparative analysis in electric cables using computational simulations / **R. A. Dias, G. R. S. Lira, E. G. Costa, R. S. Ferreira, A. F. Andrade** // *2018 Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE).* – 2018. – pp. 1 – 6. – doi: 10.1109/SBSE.2018.8395687.
11. **Tsuchiya, A.** Effect of Anomalous Skin Effect on Transmission-Line Loss [J] / **A. Tsuchiya, H. Onodera** // *leice Technical Report Microwaves.* – 2011. – 111(351). – 77-81.

12. **Arcega, F. J.** Study of Harmonics Thermal Effect in Conductors Produced by Skin Effect / **F. J. Arcega, A. Pardina** // *IEEE latin america transactions.* – 2014. – 12(8). – p. 1488-1495. – doi: 10.1109/TLA.2014.7014518.

Bibliography (transliterated)

1. **Stepanov, V. M., Bazyl', I. M.** Vliyaniye vysshikh garmonik v sistemakh elektrosnabzheniya predpriyatiy na poteri elektricheskoy energii [Influence of higher harmonics in power supply systems of enterprises on losses of electric energy]. *Izvestiya TulGU. Tekhnicheskiye nauki [Proceedings of Tula State University. Technical science]*, 2013, **12** (2), p. 27-31.
2. **Zhelezko, I. V.** Elektricheskkiye poteri ot vysshikh garmonik v sistemakh elektrosnabzheniya [Electrical losses from higher harmonics in power supply systems]. *Elektrika [Electrics]*, 2010, **4**, p. 3-6.
3. **Zhezhelenko, I. V.** Vysshkiye garmoniki v sistemakh elektrosnabzheniya promyshlennykh predpriyatiy [Higher harmonics in industrial power supply systems], Moscow, *Energoatomizdat [Energoatomizdat]*, 2004.
4. **Lyutarevich, A. G., Vyryva, A. A., Dolinger, S. Yu., Osipov, D. S., Chetverik, I. N.,** Otsenka dopolnitel'nykh poter' moshchnosti ot vysshikh garmonik v elementakh sistem elektrosnabzheniya [Estimation of additional power losses from higher harmonics in elements of power supply systems]. *Omskiy nauchnyy vestnik [Omsk Scientific Bulletin]*, 2009, **1**, p.109-113.
5. **Akimzhanov, T. B.** Razrabotka metodiki rascheta dobavochnykh poter' v vozdushnykh liniyakh elektrosnabzheniya i otsenka ikh urovnya v elektricheskikh setyakh [Development of a methodology for calculating additional losses in overhead power lines and assessing their level in electrical networks]. Diss. Kat.nauk. Spetsial'nost' 05.14.02 – Elektricheskkiye stantsii i elektroenergiticheskiye sistemy [Phd thesis, speciality 05.14.02 - Electric stations and electric power systems], Tomsk 2015.
6. **Beaty, H. Wayne.** Standard Handbook for Electrical Engineers (14th ed.). McGraw-Hill, 2000, p. 34–50.
7. **Hayt, W. H., Buck, J. A.** Engineering Electromagnetics, Sixth edition, 2006, p.561.
8. **Ben, C. Johnson.** The Practical Issues involved in Designing, Specifying and Installing Skin Effect Current Tracing Systems, *IEEE Petroleum and Chemical Industry Conference Europe Conference Proceedings (PCIC EUROPE)*, 2012, pp. 1-13.
9. **Zaikin, D. I.** Round and tubular wire skin effect modeling and usage SPICE as Maxwell's equations solver, *23rd Telecommunications Forum Telfor (TELFOR)*, 2015, 650 – 653, doi: 10.1109/TELFOR.2015.7377551.
10. **Dias, R. A., Lira, G. R. S., Costa, E. G., Ferreira, R. S., Andrade, A. F.** Skin effect comparative analysis in electric cables using computational simulations, *2018 Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE)*, 2018, 1 – 6, doi: 10.1109/SBSE.2018.8395687.
11. **Tsuchiya, A., Onodera, H.** Effect of Anomalous Skin Effect on Transmission-Line Loss [J]. *leice Technical Report Microwaves*, 2011, **111**(351), 77-81.
12. **Arcega, F. J., Pardina, A.** Study of Harmonics Thermal Effect in Conductors Produced by Skin Effect. *IEEE latin america transactions*, 2014, **12**(8), 1488-1495, doi: 10.1109/TLA.2014.7014518.

Сведения об авторах (About authors)

Плахтий Александр Андреевич – инженер-электронщик конструкторского бюро компании «ВО ОВЕН» / по совместительству старший преподаватель кафедры электротехники, электроэнергетики и электромеханики Украинского государственного университета железнодорожного транспорта, Харьков, Украина; email: a.plakhtiy1989@gmail.com.

Alexandr Plakhtiy – Electronics engineer of the design office of the company "VO OIEN" / part-time senior lecturer of the Department of Electrical Engineering, Electric Power Engineering and Electromechanics of the Ukrainian State University of Railway Transport, Kharkov, Ukraine; email: a.plakhtiy1989@gmail.com.

Пожалуйста, ссылайтесь на эту статью следующим образом:

Плахтий, А. А. Анализ влияния высших гармоник на потери мощности в системах электроснабжения / **А. А. Плахтий** // *Вестник НТУ «ХПИ», Серия: Новые решения в современных технологиях.* – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 126-134. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.18.

Please cite this article as:

Plakhtiy, A. Analysis of power loss caused by higher harmonics in electrical supply systems. *Bulletin of NTU "KhPI". Series: New solutions in modern technologies.* – Kharkiv: NTU "KhPI", 2018, **26** (1302), 1, 126–134, doi:10.20998/2413-4295.2018.26.18.

Будь ласка, посилайтесь на цю статтю наступним чином:

Плахтій, О. А. Аналіз впливу вищих гармонік на втрати потужності в системах електропостачання / **О. А. Плахтій** // *Вісник НТУ «ХПІ», Серія: Нові рішення в сучасних технологіях.* – Харків: НТУ «ХПІ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 126-134. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.18.

АНОТАЦІЯ Представлені результати досліджень впливу вищих гармонік струму на опір мережі, втрати потужності, а також ККД системи електропостачання. На підставі рівнянь Бесселя першого роду представлені залежності активного опору мережі від частоти вищої гармоніки при впливі скін ефекту. Представлена залежність додаткових втрат потужності в мережі від коефіцієнта гармонійних спотворень струму. Встановлено, що вищі гармоніки, викликані джерелом живлення і навантаженням, по-різному впливають на ККД мережі.

Ключові слова: вищі гармоніки; скін-ефект; коефіцієнт гармонійних спотворень; втрати в мережі від вищих гармонік

Поступила (received) 02.07.2018

УДК 681.5

doi:10.20998/2413-4295.2018.26.19

МОДАЛЬНИЙ РЕГУЛЯТОР ПРИВОДА ПЕРЕМІЩЕННЯ ЕЛЕКТРОДА ДУГОВОЇ СТАЛЕПЛАВИЛЬНОЇ ПЕЧІ

Р. М. ХРЕСТІН*

електротехнічне відділення, Нікопольський технікум Національної металургійної академії України, Нікополь, УКРАЇНА
* e-mail: uznalvas@ukr.net

АНОТАЦІЯ В роботі розглянуто питання керування дуговою сталеплавильною печі. Розрахунки проводяться на основі лінеаризованої математичної моделі системи печі. Складено матричну форму представленої моделі в змінних стану. Порівняння результатів матричних обчислень з біноміальним розподілом Ньютона дозволило розробити структуру керуючого модального регулятора. Проведено порівняне моделювання дій систем дугової сталеплавильної печі, що керуються класичним та модальним регуляторами. Порівняння показало, що використання розробленого модального регулятора дозволяє мінімізувати величину перерегулювання та тривалість перехідного процесу при випадкових зрушеннях режиму плавки.

Ключові слова: дугова сталеплавильна піч; об'єкт управління; математична модель; розподіл Ньютона; модальний регулятор.

MODAL REGULATOR OF DRIVE MOVING ELECTRODE OF THE ARC FURNACE

R. KHRESTIN*

Electrical department, Nikopol College of National Metallurgical Academy of Ukraine, Nikopol, UKRAINE

ABSTRACT In this article the questions of management of the arc-furnace (EAF) are considered. The aim is to construction of automatic furnace regulator. The basis for constructing such a regulator is the mathematical model of the control object – EAF. Experience shows that the use of classical automatic regulators does not provide sufficient quality control of the EAF modes. It is proposed to use a modal regulator. The procedure for calculating the parameters of a modal regulator for a particleboard system is given. The basis for the calculation is a linearized mathematical model of the EAF system. Basic calculations are performed using standard software. Based on the linearized model of the chipboard, a matrix form of the model is constructed in the state of the variables. Using the matrix calculations we obtain the characteristic equation of a closed system of EAF. Comparing the obtained expression with the standard binomial distribution of Newton we calculate the coefficients of the modal regulator for EAF. In steady state, the current of the arc should be equal to the given value, and all increments of variables should be equal to zero. From these conditions we calculate the last coefficient of the modal controller from the system of equations, which is represented in the matrix form. The proposed procedure for calculating the modal regulator for EAF system is relatively simple. It does not require significant computational resources, even in the case of such a complex control object as the EAF. A comparative modeling of the control system of the EAF with the synthesized modal and classical regulators was carried out. The simulation results indicate a shorter duration of transients and a low level of overregulation of the drive for moving the electrodes of the chipboard. The use of the developed modal regulator should provide an opportunity for better control of the main processes of chipboard. In addition, such a control system avoids the share of emergency situations that occur when the charge is melting.

Keywords: electric arc furnace; object of management; mathematical model; Newton's distribution; modal regulator.

Вступ

На даний час теорія автоматичного управління пропонує велику кількість підходів до побудови систем керування промисловим технологічним устаткуванням. При цьому в умовах реального виробництва найширше

продовжують використовуватись системи керування, засновані на класичних ПД-регуляторах. Цей підхід реалізований, зокрема, в системах управління дугових сталеплавильних печей (ДСП). При цьому, з огляду на особливості режимів плавки у ДСП, доводиться відзначати велику кількість аварійних та

попередніх аварійних ситуацій, в яких згадані системи керування неспроможні виключити аварійний стан ДСП або звести до мінімуму його наслідки. Ці недоліки є наслідком недостатньо швидкого, точного та стійкого реагування згаданих класичних регуляторів на відхилення від завданого режиму дії ДСП. З огляду на викладене, постає питання побудови автоматичних регуляторів, які забезпечують оптимізацію роботи приводів переміщення електродів ДСП.

Мета роботи

Таким чином, метою роботи є розробка якісного регулятора, об'єктом керування якого є ДСП. Основою для побудови такого регулятора є математична модель об'єкта керування – ДСП.

Виклад основного матеріалу

Розплавлення шихти в ході плавильного процесу відбувається поступово: починаючи від твердого стану всієї шихти і закінчуючи повним перетворенням її у рідкий розплав. Перш за все шихта розплавляється безпосередньо під електродом, при цьому остання шихта ще лишається твердою. В утворені «колодязі» електроди опускаються під дією системи керування привода переміщення електродів. Для регуляторів печі цей етап плавки є найбільш відповідальним: неоднорідність твердих ділянок шихти, наявність в них порожнин викликають різкі коливання довжини (а отже й струму) дуги або навіть її переривання. На цьому етапі регулятор повинен швидко реагувати на відхилення параметрів електричних, теплових та механічних процесів системи ДСП відновленням та стійким підтриманням цих параметрів.

Недоліком існуючих систем керування ДСП є те, що вони або не враховують деяких особливостей процесів, важливих з точки зору керування системою ДСП, або засновані на регуляторах, що за своєю структурою не можуть забезпечити достатню якість керування. У роботах [1-11] проведено порівняльний аналіз використання автоматичних регуляторів різних типів, методик їх розрахунків та побудови. Виходячи з цього аналізу найбільш прийнятним видається застосування в системі ДСП модального регулятора.

Використовуючи порівняно простий метод модального керування, отримуємо можливість побудови порівняно простого та ефективного регулятора. На відміну від класичного ПІД-регулятора, побудова модального регулятора

передбачає знання мод, тобто базується на знанні реального об'єкта керування, його математичної моделі. Лінійна модель системи ДСП, що представлена в попередній роботі [12], складається з 13 основних рівнянь.

На основі цієї моделі виявляється можливим скласти матричну форму моделі в змінних стану:

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \\ y = C \cdot x \end{cases} \quad (1)$$

У системі (1) матриця $[x]$ є матрицею похідних змінних стану, матриця $[A]$ включає до свого складу коефіцієнти при змінних стану, матриця $[x]$ є матрицею змінних стану, матриця $[B]$ складається з коефіцієнтів при змінних керування, матриця $[u]$ є матрицею змінних керування, матриця $[y]$ є матрицею вихідних змінних, матриця $[C]$ є матрицею коефіцієнтів при вхідних змінних.

За допомогою матричних обчислень отримуємо характеристичне рівняння замкнутої системи. Зважаючи на незначні величини коефіцієнтів при окремих складових рівняння має вигляд:

$$\begin{aligned} |s \cdot I - A| = & s^{13} + s^{12} \cdot (a_{12} + b_{12} \cdot kk_1) + s^{11} \cdot (a_{11} + b_{11} \cdot kk_1 + \\ & + c_{11} \cdot kk_2) + s^{10} \cdot (a_{10} + b_{10} \cdot kk_1 + c_{10} \cdot kk_2 + e_{10} \cdot kk_3) + \\ & s^9 \cdot (a_9 + b_9 \cdot kk_1 + c_9 \cdot kk_2 + e_9 \cdot kk_3 + g_9 \cdot kk_4) + \dots + s^1 \cdot (a_1 + \\ & + b_1 \cdot kk_1 + c_1 \cdot kk_2 + e_1 \cdot kk_3 + g_1 \cdot kk_4) + a_{13}, \end{aligned} \quad (2)$$

де I – одинична матриця; $a_1 \dots a_{13}$, $b_1 \dots b_{12}$, $c_1 \dots c_{11}$, $e_1 \dots e_{10}$, $g_1 \dots g_9$ – постійні коефіцієнти, які залежать від параметрів даної системи ДСП; $kk_1 \dots kk_4$ – коефіцієнти модального регулятора за обраними параметрами системи ДСП.

Біноміальний розподіл Ньютона наступний:

$$\begin{aligned} H(p) = & s^{13} + 13 \cdot \omega_0 \cdot s^{12} + 78 \cdot \omega_0^2 \cdot s^{11} + 286 \cdot \omega_0^3 \cdot s^{10} + 715 \cdot \omega_0^4 \cdot s^9 + \\ & + 1287 \cdot \omega_0^5 \cdot s^8 + 1716 \cdot \omega_0^6 \cdot s^7 + 1716 \cdot \omega_0^7 \cdot s^6 + 1287 \cdot \omega_0^8 \cdot s^5 + \\ & + 715 \cdot \omega_0^9 \cdot s^4 + 286 \cdot \omega_0^{10} \cdot s^3 + 78 \cdot \omega_0^{11} \cdot s^2 + 13 \cdot \omega_0^{12} \cdot s + \omega_0^{13} \end{aligned} \quad (3)$$

Порівнюючи отриманий вираз з стандартним біноміальним розподілом Ньютона та приймаючи $\omega_0 = 14,3/t_p$, розраховуємо числові значення коефіцієнтів модального регулятора:

$$13 \cdot \omega_0 = a_{12} + b_{12} \cdot kk_1 \quad (4)$$

$$78 \cdot \omega_0^2 = a_{11} + b_{11} \cdot kk_1 + c_{11} \cdot kk_2 \quad (5)$$

$$286 \cdot \omega_0^3 = a_{10} + b_{10} \cdot kk_1 + c_{10} \cdot kk_2 + e_{10} \cdot kk_3 \quad (6)$$

$$715 \cdot \omega_0^4 = a_9 + b_9 \cdot kk_1 + c_9 \cdot kk_2 + e_9 \cdot kk_3 + g_9 \cdot kk_4 \quad (7)$$

звідки отримуємо:

$$kk_1 = \frac{13 \cdot \omega_0 - a_{12}}{b_{12}} \quad (8)$$

$$kk_2 = \frac{78 \cdot \omega_0^2 - a_{11} - b_{11} \cdot kk_1}{c_{11}} \quad (9)$$

$$kk_3 = \frac{286 \cdot \omega_0^3 - a_{10} - b_{10} \cdot kk_1 - c_{10} \cdot kk_2}{e_{10}} \quad (10)$$

$$kk_4 = \frac{715 \cdot \omega_0^4 - a_9 - b_9 \cdot kk_1 - c_9 \cdot kk_2 - e_9 \cdot kk_3}{g_9} \quad (11)$$

Вважаючи, що у сталому режимі струм дуги дорівнює завданому значенню $i_d = i_{d3}$, а всі прирощення змінних дорівнюють нулю, розраховуємо останній коефіцієнт модального регулятора з математичної моделі системи ДСП, яка представлена у матричній формі виду:

$$[X] = [Y]^{-1} \cdot [Z] \quad (12)$$

де матриця $[Y]$ є матрицею коефіцієнтів при змінних стану, матриця $[X]$ складається з коефіцієнтів модального регулятора, матриця $[Z]$ є матрицею вихідних змінних у сталому режимі.

За результатами матричних розрахунків отримуємо останній коефіцієнт модального регулятора kk_0 .

Обговорення результатів

Результати порівняння дії моделей з стандартним та модальним регулятором показали, що при використанні запропонованого модального регулятора, за наявності випадкових зрушень встановленого режиму, система керування приводу переміщення електрода ДСП має вищу швидкодію. За наявності великих перепадів довжини дуги модель з стандартним регулятором переходить до аварійного режиму (коротке замикання між електродом та шихтою та зупинка процесу плавки ДСП). За тих же умов модель з модальним регулятором продовжує діяти в штатному режимі.

Висновки

Запропоновано лінеаризовану модель ДСП, яка є основою для побудови керуючого модального регулятора. Для складнопов'язаного процесу плавлення шихти у ДСП проведено синтез просторів станів модального регулятора. Проведене порівняльне моделювання дії системи керування ДСП з синтезованим модальним та класичним регуляторами. Результати моделювання вказують на меншу тривалість перехідних процесів та прийнятний рівень перерегулювання у системі керування приводу переміщення електродів ДСП при несистематичних зрушеннях режиму плавки. Використання розробленого модального регулятора має надати можливість більш якісного керування головними процесами ДСП, запобігання частки аварійних ситуацій, що відбуваються при плавленні шихти.

Список літератури

1. **Hildebrand, R.** Identification for control: Optimal input intended to identify a minimum variance controller / **R. Hildebrand, G. Solari** // *Automatica*. – 2007. – Vol. 43, Issue 5. – P. 758-767. – doi: 10.1016/j.automatica.2006.11.003.
2. **Kumar, R.** Design of input shapers using modal cost for multi-mode systems / **R. Kumar, T. Singh** // *Automatica*. – 2010. – Vol. 46, Issue 3. – P. 598-604. – doi: 10.1016/j.automatica.2010.01.016.
3. **Aguilar-Ibanez, C.** A nonlinear robust PI controller for an uncertain system / **C. Aguilar-Ibanez, Ju. A. Mendoza-Mendoza, M. S. Suarez-Castanon, J. Davila** // *International Journal of Control*. – 2013. – Vol. 87, Issue 5. – P. 1094-1102. – doi:10.1080/00207179.2013.868606.
4. **Лозинський, А. О.** Дослідження впливу каскадного нечіткого регулятора на характеристики системи автоматичного керування переміщення електрода дугової сталеплавильної печі / **А. О. Лозинський, Л. І. Демків** // *Науковий вісник Національного гірничого університету*. – 2014. – № 4. – С. 32-38.
5. **Чепкунов, Р. А.** Повышение качества регулирования электроприводов с косвенным измерением скорости / **Р. А. Чепкунов, Д. И. Левинзон** // *Науковий вісник Національного гірничого університету*. – 2014. – № 3. – С. 18-22.
6. **Weijtens, W.** Operational modal parameter estimation of MIMO systems using transmissibility functions / **W. Weijtens, G. De Sitter, Ch. Devriendt, P. Guillaume** // *Automatica*. – 2014. – Vol. 50, Issue 2. – P. 335-339. – doi: 10.1016/j.automatica.2013.11.021.
7. **Taleb, M.** Adaptive robust controller based on integral sliding mode concept / **M. Taleb, F. Plestan** // *International Journal of Control*. – 2015.

- Vol. 89, Issue 9. – P. 1788-1797. – doi:10.1080/00207179.2016.1147083.
8. **Безрядин, М. М.** Построение модальных регуляторов для объектов низкого порядка, заданных в общем виде / **М. М. Безрядин, В. Г. Ляликова, В. Г. Рудалев** // *Вестник ВГУ, Серия: системный анализ и информационные технологии*. – 2015. – № 2. – С. 27-30.
 9. **Michailidis, I.** Adaptive optimal control for large-scale nonlinear systems / **I. Michailidis, S. Baldi, E. B. Kosmatopoulos, P. A. Ioannou** // *IEEE Transactions on Automatic Control*. – 2017. – Vol. 62, Issue 11. – P. 5567-5577. – doi:10.1109/TAC.2017.2684458.
 10. **Миронов, Ю. М.** Анализ характеристик дуговых печей как объектов управления / **Ю. М. Миронов, А. Н. Миронова** // *Электротехника*. – 2017. – №7. С. 2-6.
 11. **Kersting, S.** The combinatorics of authentication and secrecy codes / **S. Kersting, M. Buss** // *IEEE Transactions on Automatic Control*. – 2017. – Vol. 62, Issue 11. – P. 5634-5649. – doi:10.1109/TAC.2017.2690060.
 12. **Хрестін, Р. М.** Визначення передаточної функції дугової сталеплавильної печі як об'єкта управління / **Р. М. Хрестін** // *Електротехніка і електромеханіка*. – 2016. – № 4(1). – С. 114-118.
- fuzzy controller on the characteristics of the system of automatic control of moving an electrode of an arc furnace]. *Naukovii visnyk Natsionalnogo girnychogo universytetu*[*Scientific Bulletin of National Mining University*], 2014, **4**, 32-38.
5. **Chepkunov, R. A., Levinzon, D. I.** Povyshenie kachestva regulirovaniya eliektroprivodov s kosvennym izmereniam skorosti [Improving the quality of regulation of electric drives with indirect measurement of speed]. *Naukovii visnyk Natsionalnogo girnychogo universytetu* [*Scientific Bulletin of National Mining University*], 2014, **3**, 18-22.
 6. **Weijtjens, W., De Sitter, G., Devriendt, Ch., Guillaume, P.** Operational modal parameter estimation of MIMO systems using transmissibility functions. *Automatica*, 2014, **50**, 335-339, doi: 10.1016/j.automatica.2013.11.021.
 7. **Taleb, M., Plestan, F.** Adaptive robust controller based on integral sliding mode concept. *International Journal of Control*, 2015, **89**, 1788-1797, doi:10.1080/00207179.2016.1147083.
 8. **Bezriadin, M. M., Lialikova, V. G., Rudaliyov, V. G.** Postroenie modal'nykh regulatorov dlia ob'iektov nizkogo poriadka, zadannykh v obshchiem vide [The construction of modal regulators for low-order objects given in general form]. *Vestnik VGU, Seria: sistemnyi analiz i informatsionnye tekhnologii*, 2015, **2**, 27-30.
 9. **Michailidis, I., Baldi, S., Kosmatopoulos, E. B., Ioannou, P. A.** Adaptive optimal control for large-scale nonlinear systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2017, **62**, 5567-5577, doi:10.1109/TAC.2017.2684458.
 10. **Mironov, Yu. M., Mironova, A. N.** Analiz kharakteristik dugovykh pechei kak ob'iektov upravleniia [Analysis of the characteristics of arc furnaces as control objects]. *Elektrotehnika* [*Electrical engineering*], 2017, **7**, 2-6.
 11. **Kersting, S., Buss, M.** Direct and indirect model reference adaptive control for multivariable piecewise affine systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2017, **62**, 5634-5649, doi:10.1109/TAC.2017.2690060.
 12. **Khrestin, R. N.** Vyznachennia peredatochnoi funktsii dugovoi staleplavil'noi pechi yak ob'iektu upravleniia [Determination of transfer function of arc furnace as a control object]. *Elektrotehnika i elektromehhanika* [*Electrical engineering & electromechanics*], 2016, **4(1)**, 114-118.

Bibliography (transliterated)

1. **Hildebrand, R.** Identification for control: Optimal input intended to identify a minimum variance controller. *Automatica*, 2007, **43**, 758-767, doi: 10.1016/j.automatica.2006.11.003.
2. **Kumar, R., Singh, T.** Design of input shapers using modal cost for multi-mode systems. *Automatica*, 2010, **46**, 598-604, doi: 10.1016/j.automatica.2010.01.016.
3. **Aguilar-Ibanez, C., Mendoza-Mendoza, Ju. A., Suarez-Castanon, M. S., Davila, J.** A nonlinear robust PI controller for an uncertain system. *International Journal of Control*, 2013, **87**, 1094-1102, doi:10.1080/00207179.2013.868606.
4. **Lozynskiy, A. O., Demkiv, L. I.** Doslidzhennia vplyvu kaskadnogo nechitkogo regulatora na kharakterystyky systemy avtomatichnogo keruvannia peremishchennia elektroda dugovoi staleplavil'noi pechi [Investigation of the influence of a cascade

Відомості про автора (About authors)

Хрестін Роман Миколайович – викладач вищої категорії, Нікопольський технікум Національної металургійної академії України, викладач електротехнічного відділення; м. Нікополь, Україна; e-mail: uznavas@ukr.net.

Roman Khrestin – lecturer of the highest category, Nikopol College of National Metallurgical Academy of Ukraine, lecturer of Electrical department; Nikopol, Ukraine; e-mail: uznavas@ukr.net.

Будь ласка, посилайтесь на цю статтю наступним чином:

Хрестін, Р. М. Модальний регулятор привода переміщення електрода дугової сталеплавильної печі / **Р. М. Хрестін** // *Вісник НТУ «ХПІ», Серія: Нові рішення в сучасних технологіях*. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 135-139. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.19.

Please cite this article as:

Khrestin, R. Modal regulator of drive moving electrode of the arc furnace. *Bulletin of NTU "KhPI". Series: New solutions in modern technologies.* – Kharkiv: NTU "KhPI", 2018, **26** (1302), 1, 135-139, doi:10.20998/2413-4295.2018.26.19.

Пожалуйста, ссылайтесь на эту статью следующим образом:

Хрестин, Р. Н. Модальный регулятор привода перемещения электрода дуговой сталеплавильной печи / **Р. Н. Хрестин** // *Вестник НТУ «ХПИ», Серия: Новые решения в современных технологиях.* – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 135-139. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.19.

АННОТАЦИЯ В работе рассмотрены вопросы управления дуговой сталеплавильной печи. Расчеты проводятся на основе линеаризованной математической модели системы печи. Составлена матричная форма представленной модели в переменных состояния. Сравнение результатов матричных вычислений с биномиальным распределением Ньютона позволило разработать структуру управляющего модального регулятора. Проведено сравнительное моделирование действий систем дуговой сталеплавильной печи, управляемых стандартным и модальным регуляторами. Сравнение показало, что использование разработанного модального регулятора позволяет минимизировать величину перерегулирования и продолжительность переходного процесса при случайных нарушениях режима плавки.

Ключевые слова: дуговая сталеплавильная печь; объект управления; математическая модель; распределение Ньютона; модальный регулятор.

Поступила (received) 14.06.2018

УДК 519.6: 612.172.4

doi:10.20998/2413-4295.2018.26.20

МАТЛАВ МОДЕЛЬ ГЕНЕРАТОРА ЭКГ СИГНАЛА НА ОСНОВЕ ЧАСТОТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

**М. А. ШИШКИН^{1*}, О. А. БУТОВА¹, Л. В. ФЕТЮХИНА¹, Е. Б. АХИЕЗЕР²,
О. И. ДУНАЕВСКАЯ²**

¹ кафедра промышленной и биомедицинской электроники

² кафедра компьютерной математики и анализа данных

Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», Харьков, УКРАИНА

*email: m.shishkin1966@gmail.com

АННОТАЦИЯ Предложен метод построения Matlab/Simulink модели генератора электрокардиографического сигнала на основе анализа частотного спектра и формирования соответствующих компонент, реализующих суперпозицию сигналов необходимых гармонических составляющих. Целью работы является синтез такого блока с изменяемыми параметрами, который бы мог использоваться в качестве источника сигнала при имитационном моделировании различных кардиологических систем. В ходе работы были получены решения, позволяющие генерировать кардиографический сигнал наиболее часто встречающихся патологий, моделировать вариабельность сердечного ритма и влияние наиболее распространенных помех.

Ключевые слова: имитационное моделирование; Matlab; электрокардиосигнал; дискретное преобразование Фурье; вариабельность сердечного ритма.

MATLAB ECG SIGNAL GENERATOR MODEL BASED ON FREQUENCY TRANSFORMATION

M. SHYSHKIN¹, O. BUTOVA¹, L. FETIUKHINA¹, O. AKHIEZER², O. DUNAIEVSKA²

¹ Department of Industrial and Biomedical Electronics

² Department of Computer Mathematics and Data Analysis

National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Kharkiv, UKRAINE

ABSTRACT Electrocardiographical analysis remains an important component of the cardiovascular pathologies diagnostics. There are a number of various methods cardio-signal processing and analysis. It is beneficial to use artificial cardio-signals in addition to traditional ones. It makes it possible to set time and level parameters to simulate a broad spectrum of the normal and pathological cardiovascular conditions. This article provides the review of the existing cardio-signal simulation models. It is demonstrated that is expedient to use dynamic models that allow generation of the artificial cardio-signals with certain features to prove the effectiveness of the cardio-signal processing methods. The imitacional electrocardiographical signal generator model that uses Fourier transform spectral component coefficients has been suggested. The described below model has been created using Matlab/Simulink. It was determined that for the most cases it is possible to shape the imitacional signal using the first fifty harmonics by utilizing a signal superposition of the mandatory harmonic components. The results of the simulation shown below proved the concept. Matlab model allows to obtain an artificial ECG signal as well as to simulate heart rate pathological conditions, heart rate variability and impact of the most common distortions. Further improvement of the imitacional model is possible in the area of extending functionality as a result of changing time and level parameters of certain ECG fragments as well as the most frequently observed pathological conditions.

Keywords: simulation modeling; Matlab; an electrocardiogram; discrete Fourier transform; heart rate variability.

Введение

Электрокардиограмма (ЭКГ) является самым распространенным методом диагностики патологий сердца. Сигналы ЭКГ нестационарны по своей природе, что обуславливает их недетерминированность, разнообразие, изменчивость, непредсказуемость и подверженность многочисленным видам помех. Известно множество алгоритмов для анализа, измерения, фильтрации и сжатия этих сигналов. Большинство методов трудно проверить, поскольку реальные сигналы ЭКГ искажаются разными типами шумов. Для проверки

этих методов целесообразно использовать как реальные, так и синтезированные ЭКГ. Использование синтетических сигналов ЭКГ позволяет имитировать параметры ЭКГ и широкий диапазон различных патологий, а также сравнить различные методы обработки сигналов. В сравнении с реальными сигналами ЭКГ это дает возможность применять и оценивать методы либо на реалистичном и бесшумном ЭКГ, или на искаженных сигналах. Это позволит врачам сравнивать и оценивать различные методы и выбрать те, которые наилучшим образом соответствуют их требованиям.

Цель работы

Целью данной работы является синтез генератора электрокардиографического сигнала средствами пакета имитационного моделирования Matlab/Simulink, в основе которого лежит преобразование Фурье идеальной кривой синусового ритма ЭКГ.

Способы моделирования искусственной ЭКГ

При построении электрокардиологических систем распознавания и анализа ЭКГ могут использоваться синтетические модели ЭКС, принадлежащие к разным классам патологий. Существует различные подходы к построению моделей генерации искусственных ЭКГ. Как правило, в основе математических моделей ЭКГ лежит описание временной или частотной области с использованием различных методов.

Условно математические модели генерирования искусственной ЭКГ можно разделить следующим образом:

1. Модели, созданные по известным типичным отклонениям морфологических признаков электрокардиограмм. Аппроксимация элементов ЭКГ осуществляется полиномиальными функциями [1, 2], линейными и квадратичными функциями [3-5]. Подобные модели описывают статистическую модель ЭКГ, которая разделена на участки и основные сегменты в любой момент времени. Чаще всего описывается каждый сегмент или зубец ЭКГ [6], но не всегда этого достаточно для описания всех особенностей ЭКГ-сигнала, что не позволяет моделировать проявления на ЭКГ некоторых патологических состояний сердечно-сосудистой системы.

Более реалистичную форму кардиосигнала обеспечивают модели, в которых отдельные элементы аппроксимируются гауссовскими функциями. В работах [7-9] рассмотрены варианты описания и аппроксимации ЭКГ-сигнала с применением гауссова импульса и кусочно-заданной функции. Однако, такое математическое моделирование имеет ограничения, в силу невозможности моделирования сердечных циклов в условиях действия внутренних и внешних возмущений. В [10] предложена модель с заданными амплитудно-временными характеристиками информативных фрагментов. Базовая модель формируется по эталону, который описывается суммой несимметричных гауссовых функций, моделируя последовательности искусственных кардиоциклов.

2. Модели, основанные на методах математического представления ЭКГ как нелинейной динамической системы. Подобная система описана в [11].

3. Модели на основе систем уравнений, моделирующих электрическую активность сердца, т.н. динамические модели.

Подобные системы позволяют моделировать сигнал ЭКГ в одномерных и двумерных плоскостях. Построение по одномерному сигналу его фазовой плоскости рассмотрено в [12]. Применение такого подхода позволяет анализировать как амплитудные, так и скоростные параметры любых элементов ЭКГ, и обнаружить в них отклонения по сравнению с традиционным анализом ЭКС во временной области.

В дальнейшем это получило развитие в интерполяционных моделях ЭКГ, описанных в работах [13, 14]. В основе этих работ лежит модель формирования морфологии *PQRST*-комплекса, описанная в работах [15, 16] и основанная на системе трех простых дифференциальных уравнений. Она генерирует траекторию в трехмерном пространстве. Такая математическая модель дает возможность генерировать сигналы реалистичной формы с равномерным изменением продолжительностей циклов ЭКГ, однако не учитывает, что при изменении частоты сердечных сокращений происходят неодинаковые изменения области определения отдельных фрагментов ЭКГ.

В [17] рассмотрена модель на основе Фурье-анализа фазовой плоскости, полученной из двух синхронизированных кардиосигналов. В работе [18] предложен метод описания динамической системы кардиосигнала путем построения трехмерного фазового пространства и уравнений, которые описывают траекторию движения точек в этом пространстве.

В дальнейшем другие авторы в качестве математической модели использовали динамические модели на основе различных математических методов [19, 20]. В этом случае кривая ЭКГ представляет собой траекторию, определяемую дифференциалом уравнения, связанного с соответствующей динамической системой.

В статье [21] используются диагностически значимые численные и геометрические параметры, достаточные для того, чтобы генерируемый ЭКГ сигнал был интерпретирован как биомедицинский сигнал с важными диагностическими интервалами (*QRS*, *QT*, *PR*).

Большинство рассмотренных моделей искусственных ЭКГ-сигналов представляет собой результат математического моделирования, в основе которого лежат разные подходы и представления кардиосигнала или его сегментов. В ряде случаев, для реализации таких многофакторных подходов используются различные среды программирования и пакеты прикладных программ.

Например, для синтеза кардиосигнала динамической модели в [18] был разработан программный комплекс с использованием профессиональной интегрированной среды разработки программного обеспечения *Microsoft*

Visual Studio 2010 и языка программирования *Microsoft C#*.

В [22] произведено сравнение моделирования ЭКГ-сигнала на основе базиса Фурье и Уолша в пакете прикладных программ *Mathcad*. Были рассчитаны спектральные коэффициенты Фурье и Уолша и сделан вывод, что реализация алгоритмов анализа на базисе Уолша является более перспективным для исследования variability сердечного ритма (BCP),

В работе [23] представлена программа и программно-аппаратный комплекс на основе среды программирования *LabVIEW*, который позволяет генерировать ЭКГ в норме с возможностью регулировать диагностические параметры морфологии *PQRST*-комплекса и наложение некоторых шумов и помех.

В [24] *Matlab* модель реализует математические функции с учетом психологических данных и представляет алгоритм, который генерирует реалистичные синтетические сигналы ЭКГ. Для преобразования сигнала ЭКГ в частотную область используется метод Уолша.

Представленная динамическая модель *ECGSYN* в [25], которая реализована с использованием программного обеспечения с открытым исходным кодом в *Matlab*, *Cu*, *Java*, точно воспроизводит основные особенности электрокардиограммы человека, включая BCP интервалы *RR* и *QT*-интервалы.

Программа пакета *Matlab* [26] способна генерировать синтетические электрокардиограммы в течение 10 секунд. Для этого вводится значение сердечного ритма (в минуту), т.е. частота сердечных сокращений, и желаемое пиковое напряжение в милливольт. Однако, такая программа может быть использована для построения только стандартного ЭКГ-сигнала.

К имитационному моделированию, кроме интерполяционных моделей [13, 14], также можно отнести модель обработки сигнала ЭКГ для анализа респираторной синусаритмии, реализованной в *Matlab/Simulink* [27]. Показано, что возможна обработка сигнала ЭКГ в *Simulink* с использованием измерительной карты *HUMUSOFT AD512* с выборкой частоты 1 кГц, т.е. без специального моделирования кардиосигнала. Модель позволяет обнаружить *QRS*-комплекс, а также вычисляет параметры BCP во временной и частотной областях.

Усовершенствованная динамическая модель сердца, имитирующая ЭКГ в условиях внутренних и внешних возмущений представлена в исследовании [28].

Систематизация результатов обзора моделирования ЭКГ сигнала дает основание считать, что существующие математические модели позволяют синтезировать кардиосигнал реалистичной формы «идеализированной» ЭКГ. Следует отметить, что не все модели имеют возможность моделировать

кардиосигнал с электрокардиографическими признаками сердечных патологий и в условиях действия внутренних и внешних возмущений.

В данной статье предлагается использовать математическую модель, основанную на традиционном преобразовании Фурье, при имитационном моделировании электрокардиограмм реалистичной формы в пакете *Matlab/Simulink*.

Реализация имитационной модели генератора ЭКГ

Синтез имитационной модели генератора электрокардиографического сигнала состоял в выполнении нескольких последовательных задач.

Первой задачей являлось **получение числовой последовательности временных выборок идеальной ЭКГ** с заданной дискретизацией. Для решения этой задачи использовались данные открытых кардиографических библиотек *PhysioNet* [29]. Положительным моментом использования данной базы являлось большое количество кардиограмм, представленных в систематизированном виде. Однако, реальное использование этих данных без предварительной обработки, было весьма затруднительно. Это обусловлено, в первую очередь, избыточным для синтеза генератора объемом данных и необходимостью выделения из всего массива лишь одного из подходящих для формирования идеальной кривой кардиоцикла.

Альтернативным решением этой задачи являлась оцифровка графических файлов с изображением кардиоцикла. В этом случае нет необходимости предварительной обработки временных выборок ЭКГ и приведения периода дискретизации к удобному для использования (256, 512, 1024 выборки за период кардиоцикла).

Оцифровка проводилась с помощью утилиты *GraphToDigit*. Интерфейс утилиты с загруженным изображением кардиосигнала представлен на рис. 1.

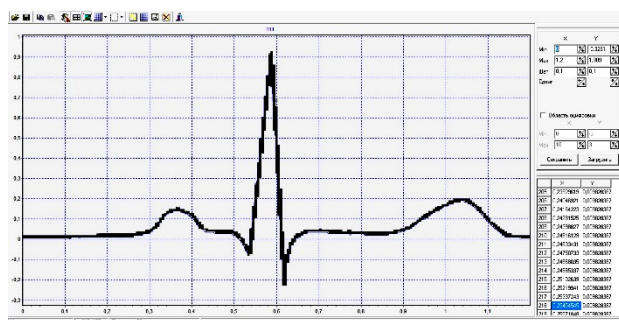


Рис. 1 – Интерфейс *GraphToDigit* с оцифрованной ЭКГ

Таким образом, были получены массивы временных выборок для 256, 512 и 1024 точек за кардиоинтервал.

Известно, что преобразование Фурье позволяет представить непрерывную функцию (сигнал), определенную на отрезке $\{0, T\}$ в виде суммы бесконечного числа (бесконечного ряда) тригонометрических функций (синусоид и/или косинусоид) с определёнными амплитудами и фазами, также рассматриваемых на отрезке $\{0, T\}$.

Выражение для дискретного преобразования Фурье выглядит следующим образом:

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{N/2} \left[a_k \cos(2\pi \frac{k}{T} x) + b_k \sin(2\pi \frac{k}{T} x) \right], (1)$$

где N – количество отсчетов (выборок); k – номер тригонометрической функции (номер гармоники); T – отрезок, где функция определена (длительность сигнала); a_k, b_k – амплитуды косинусной и синусной составляющих k -ой гармоники.

Таким образом, следующей задачей являлось **нахождение коэффициентов a_k и b_k спектральных компонентов Фурье образа сигнала ЭКГ.**

Данные предварительного вычисления выполнялись с использованием среды *MathCad*.

Исходными данными для вычислений были приняты: период ЭКГ сигнала $T = 1$ с. (это соответствует частоте сердечных сокращений 60 уд./мин.); число выборок за период $N = 1024$.

Таким образом, частота Найквиста при таких исходных данных будет составлять:

$$f_H = \frac{N}{2 \cdot T} = 512 \text{ Гц.}$$

В результате вычислений были получены два массива коэффициентов, представленных в таблице 1.

Таблица 1 – Массивы коэффициентов a_k, b_k

$b_k =$	$a_k =$
0	0.099
$-1.824 \cdot 10^{-3}$	-0.122
0.041	-0.021
-0.053	0.069
$-5.831 \cdot 10^{-3}$	-0.062
0.038	0.069
0.012	-0.07
-0.065	0.027
0.067	0.027
-0.038	-0.052
$5.96 \cdot 10^{-3}$	0.059
0.023	-0.053
-0.047	0.03
0.053	$5.395 \cdot 10^{-4}$
-0.039	-0.028
...	...

Проверка полученных коэффициентов путем восстановления исходной временной выборки ЭКГ показала идентичность исходной (реальной) и синтезированной кривых (рис. 2).

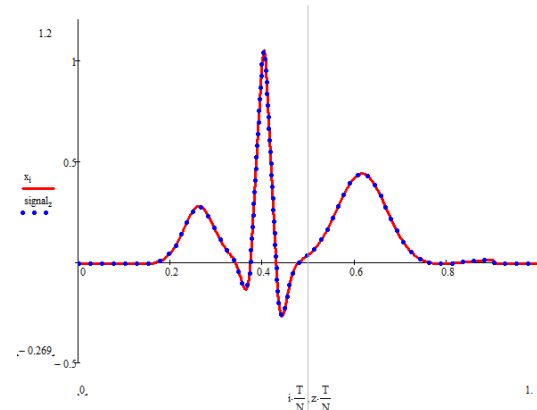


Рис. 2 – Вид исходной и синтезированной в *Mathcad* сигналов ЭКГ

Оценку вклада каждой из гармонических составляющих можно выполнить, проанализировав график распределения спектра, представленного на рис. 3.

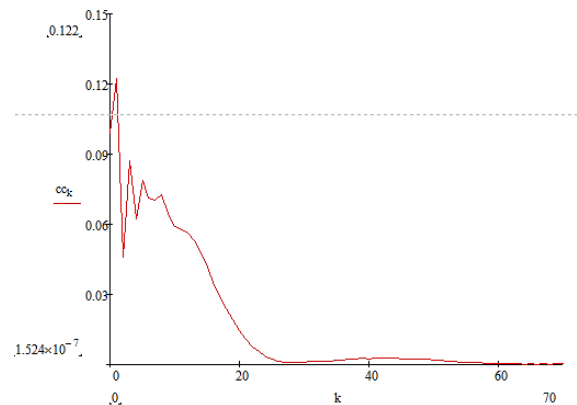


Рис. 3 – Спектральный состав ЭКГ

Результаты оценки показали, что наибольший вклад в ЭКГ сигнал вносят первые 50 гармоник. Следовательно, при реализации имитационной модели генератора ЭКГ можно ограничиться первыми 30-50 гармониками.

Заключительный этап состоял в **синтезе имитационной модели генератора ЭКГ сигнала**, реализованной с помощью библиотек *Matlab/Simulink*, которая включает в себя набор параллельно соединенных блоков, позволяющих генерировать сигналы синусоидальной и косинусоидальной формы с заданными амплитудами и одинаковой частотой для каждой пары синус-косинус. Это дает возможность формировать имитационный сигнал каждого из слагаемых ряда Фурье согласно (1).

На рис. 4 представлен внешний вид *Simulink* модели такого единичного генератора гармоники.

На входы a_k и b_k подаются коэффициенты из массивов согласно таблице 1. Значение частоты подается на вход *Freq* как произведение базовой частоты, равной периоду кардиосигнала с номером гармоники.

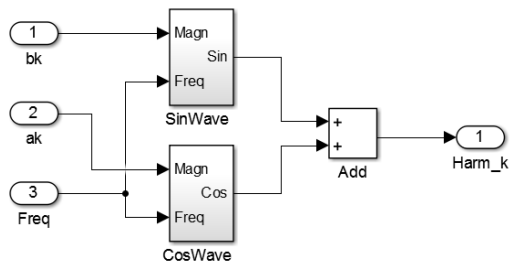


Рис. 4 – Генератор сигнала гармоник

На рис. 5 представлен фрагмент реализации имитационной модели генератора: подключение единичных генераторов для трех гармоник сигнала и дальнейшее суммирование полученных сигналов.

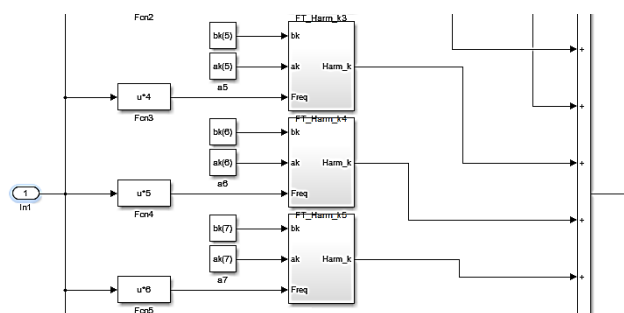


Рис. 5 – Фрагмент реализации имитационной модели генератора

При выполнении имитационного моделирования были проанализированы формы генерируемого ЭКГ-сигнала для 10, 20, 30, 40 и 50 первых гармоник. Результаты представлены на рис. 6.

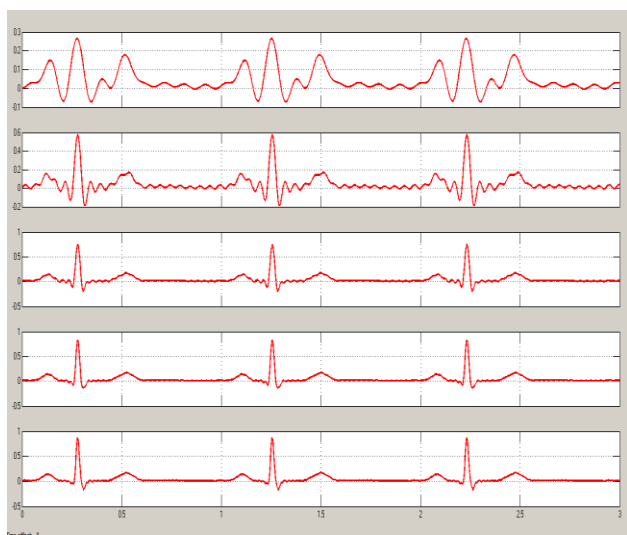


Рис. 6 – Результаты имитационного моделирования для различного количества гармоник.

Результаты имитационного моделирования показали, что для генерации качественного ЭКГ сигнала необходимо минимум 40 гармоник сигнала.

С использованием реализованной имитационной модели генератора ЭКГ сигнала были получены кривые ЭКГ с изменением частоты сердечного ритма, а также зашумленного сигнала. Вид данных сигналов представлен на рисунке 7.

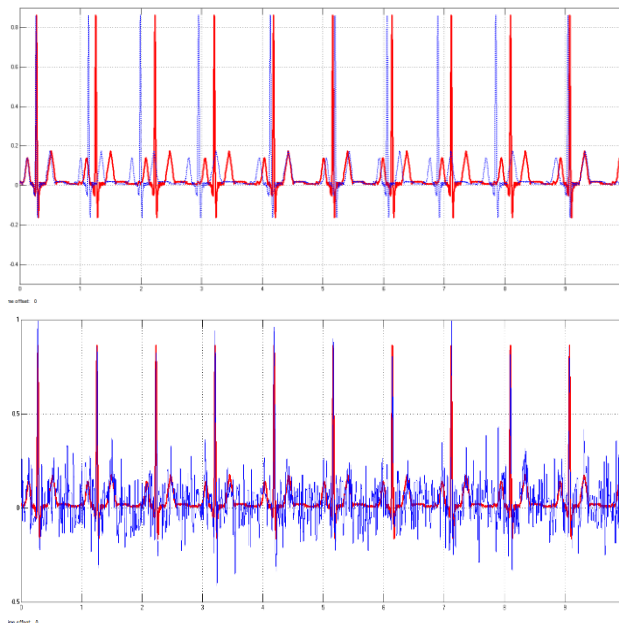


Рис. 7 – Сигнал с выхода имитационной модели ЭКГ с изменением частоты сердечных сокращений и помехой «белый шум»

Дальнейшее усовершенствование имитационной модели возможно в направлении расширения функциональности за счет реализации возможности изменения временных и амплитудных характеристик отдельных зубцов ЭКГ [30], а также формирования сигналов наиболее часто встречающихся патологий.

Выводы

Систематизация результатов обзора моделирования ЭКГ сигнала позволяет считать, что более информативными являются динамические модели искусственных ЭКГ, которые дают возможность моделировать кардиосигнал для разных случаев нарушения сердечного ритма и при различных уровнях зашумленности и типах помех.

Показано возможность синтеза в среде моделирования *Matlab/Simulink* имитационной модели генератора электрокардиографического сигнала, позволяющей формировать ЭКГ сигналы с различными характеристиками.

Анализ спектрального состава ЭКГ показал, что значимыми для формирования ЭКГ сигнала являются первые 50 гармоник.

Представленная имитационная модель позволяет генерировать искусственную ЭКГ с заданными параметрами для некоторого класса патологий и может быть использована как источник

имитационного сигнала при проверке и оптимизации различных алгоритмов анализа кардиосигнала.

Список литературы

1. Kovacs, P. ECG signal generator based on geometrical features / P. Kovacs // *Annales Universitatis Scientiarum Budapestinensis de Rolando Eötvös Nominatae. Sectio Computatorica*. – 2012. – № 37. – P. 247-260.
2. Jokic, S. Efficient ECG Modeling using Polynomial Functions / S. Jokic, V. Delic, Z. Peric, S. Krco, D. Sakac // *Electronics and Electrical Engineering – Kaunas: Technologija*. – 2011. – N. 4(110). – P. 121-124.
3. Вайсман, М. В. Алгоритм синтеза имитационных электрокардиосигналов для испытания цифровых электрокардиографов / М. В. Вайсман, Д. А. Прилуцкий, С. В. Селищев // *Электроника*. – 2000. – № 4. – С. 21-24.
4. Белоцерковский, О. М. Способ кодирования данных ЭКГ в модели контурного и динамического анализа ЭКГ / О. М. Белоцерковский, А. В. Виноградов, Э. Э. Галатян, А. С. Тарасов, С. В. Шебко // *Компьютер и мозг. Новые технологии*. – М.: Наука, 2005. – С. 241-255.
5. Костенков, С. Ю. Методика формирования математических моделей электрофизиологических сигналов / С. Ю. Костенков // *Научно-методический журнал: XXI век: итоги прошлого и проблемы настоящего плюс Периодическое научное издание Серия: «Технические науки. Информационные технологии»*. – Пенза 03(19). – 2014. – С. 125-132.
6. Савостин, А. А. Моделирование типичного электрокардиосигнала человека / А. А. Савостин, В. П. Ивель // *Международный научнотехнический журнал «Вестник Национальной инженерной академии Республики Казахстан»*. – Алматы, 2 (32) – 2009.
7. Никифоров, П. Л. Модель электрокардиографического сигнала на основе совокупности колокольных импульсов / П. Л. Никифоров // *Вестник молодых ученых. Сер. Техн. Наук*. – 1998. – N 1. – С. 64-68.
8. Parvaneh, S. Electrocardiogram Synthesis Using a Gaussian Combination Model (GCM) / S. Parvaneh, M. Pashna // *Computers in Cardiology*. – 2007. – Iss.34. – P. 621-624.
9. Абрамов, М. В. Аппроксимации экспонентами временного кардиологического ряда на основе ЭКГ М. В. Абрамов // *Вестник кибернетики*. – Тюмень, ИПСО СО РАН. – 2010. – N 9. – С. 85-91.
10. Беклер, Т. Ю. Моделирование искусственных электрокардиограмм нормальной и патологической формы / Т. Ю. Беклер // *Кибернетика и вычисл. техника*. – 2012. – Вып. 169. – С. 19-33.
11. Пипин, В. В. Анализ динамических моделей и реконструкций ЭКГ при воздействии космо- и геофизических факторов / В. В. Пипин, М. В. Рагульская, С. М. Чибисов // *Международ. журн. прикладных и фундаментальных исследований*. – 2009. – No 5. – С. 17–24.
12. Файнзильберг, Л. С. Компьютерный анализ и интерпретация электрокардиограмм в фазовом пространстве / Л. С. Файнзильберг // *Системні дослідження та інформаційні технології*. – 2004. – № 1. – С. 32–46.
13. Файнзильберг, Л. С. Математическая модель порождения искусственной электрокардиограммы с заданными амплитудно-временными характеристиками информативных фрагментов / Л. С. Файнзильберг, Т. Ю. Беклер, Г. А. Глушаускене // *Проблемы управления и информатики*. – 2011. – № 5. – С. 61-72.
14. Fainzilberg, L. S. Generalized method of processing cyclic signals of complex form in multidimension space of parameters / L. S. Fainzilberg // *Journal of automation and information sciences*. – 2015. – Vol. 47. – Iss. 3. – P. 24–39.
15. McSharry, P. A dynamical model for generating synthetic electro cardiogram signals / P. McSharry, G. Clifford, L. Tarassenko et al. // *IEEE Transaction On biomedical Engineering*. – 2003. – N 3. – P. 289–294.
16. Clifford, G. D. Advanced Methods and tools for ECG Data Analysis / G. D. Clifford, F. Azuaje, P. E. McSharry // *Artech House*. – 2006. – P. 384.
17. Дегтярев, С. В. Классификация состояния сердечно-сосудистой системы по анализу фазового портрета двух кардиосигналов / С. В. Дегтярев, С. А. Филлист, В. С. Титов, А. Ф. Рыбочкин // *Научные ведомости Белгородского государственного университета. – Серия: Медицина. Фармация*. – 2013. – № 11(154). – Выпуск 22/1. – С. 65-72.
18. Казаков, Д. В. Квазипериодическая двухкомпонентная динамическая модель для синтеза кардиосигнала с использованием временных рядов и метода Рунге-Кутты четвертого порядка / Д. В. Казаков // *Компьютерные исследование и моделирование*. – 2012. – Т. 4. – № 1. – С. 143–154.
19. McSharry, P. M. A dynamical model for generating synthetic electrocardiogram signals / P. M. McSharry, G. D. Clifford, L. Tarassenko and L. A. Smith // *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*. – 50(2003). – P. 289-294.
20. Sayadi, O. Synthetic ECG generation and Bayesian filtering using a Gaussian wave-based dynamical model / O. Sayadi, M. B. Shamsollahi, G. D. Clifford // *Physiological Measurement*. – 31(2010), – P. 1309-1329.
21. Kovacs, Peter. ECG Signal Generator Based On Geometrical Features / Peter Kovacs // *Annales Univ. Sci. Budapest*. – 37(2012). – P. 247-260.
22. Дорош, Д. В. Моделирование алгоритмов спектрального анализа электрокардиографических сигналов с признаками нарушения сердечного ритма в базисах Фурье и Уолша / Д. В. Дорош, Г. Л. Кучмий, О. В. Бойко, О. И. Дорош // *Биомед. Инженерия и электроника*. – 2012. – N1. – 5 с.
23. Якушенко, Е. С. Программа моделирования ЭКГ в среде LabVIEW / Е. С. Якушенко // *Биотехносфер*. – 2012. – №3-4. – С. 64-67.
24. Tanmaya, Ch. Analysis of ECG Signal for Detecting Heart Blocks Using Signal Processing Techniques / Ch. Tanmaya, N. Syamala, P. Rajesh, B. Pavannadh, B. Sridhar // *IJIRCCE*. – 2016. – vol.4. – 3. – P.3778-3784.
25. McSharry, P. E. Open-source software for generating electrocardiogram signals / P. E. McSharry, G. D. Clifford // *ARXIV preprints 0406017*. – 2004.
26. Joseph Ackora - Prah. An Artificial ECG Signal Generating Function in MATLAB / Joseph Ackora - Prah, Anthony Y. Aidoo // *Applied Mathematical Sciences*. – Vol. 7. – 2013. – No. 54 – P. 2675–2686.
27. Lukáč, O. Ondráček. Using Simulink and MATLAB for real time ECG signal processing / O. Ondráček Lukáč // *Conference MATLAB*. – 2012.
28. Файнзильберг, Л. С. Имитационные модели порождения искусственных электрокардиограмм в условиях внутренних и внешних возмущений / Л. С. Файнзильберг // *Journal of Qafqaz University* –

Mathematics and Computer Science. – 2012. – № 34. – 92-104.

29. The research resource for complex physiologic signals. URL: <https://www.physionet.org/>.
30. **Шишкин, М. А.** Нечеткая система определения параметров QRS-комплекса ЭКГ в телемедицине / **М. А. Шишкин, К. В. Колесник** // *Труды XVI Международной научно-практической конференции «Современные информационные и электронные технологии: СИЭТ-2015»*. – 2015. – Т.1. – С.42-43.

Bibliography (transliterated)

- Kovacs, P.** ECG signal generator based on geometrical features. *Annales Universitatis Scientiarum Budapestinensis de Rolando Eotvos Nominatae. Sectio Computatorica*, 2012, 37, 247-260.
- Jokic, S. Delic, V., Peric, Z., Krco, S., Sakac, D.** Efficient ECG Modeling using Polynomial Functions. *Electronics and Electrical Engineering*, Kaunas, Technologija, 2011, 4(110), 121-124.
- Vaysman, M. V., Prilutskiy, D. A., Selyshev, S. V.** Algoritm sinteza imitatsionnikh elektrokardiosignalov dlia ispitaniya tsifrovikh elektrokardiografov. *Elektronika*, 2000, 4, 21-24.
- Belotserkovskiy, O. M., Vinogradov, A. V., Galatian, E. E., Tarasov, A. S., Shebko, S. V.** Sposob kodirovaniya dannikh EKG v modeli konturnogo I dinamicheskogo analiza EKG. *Komp'uter i mozg. Novie tekhnologii*, M., Nauka, 2005, 241-255.
- Kostenkov, S. Y.** Metodika formirovaniya matevicheskikh modeley elektrofiziologicheskikh signalov. *Nauchno-metodicheskiy zhurnal: XXI vek: itogi proshlogo i problemi nastoyashogo plus. Periodicheskoe nauchnoe izdanie, seria «Tekhnicheskie nauki. Informatsionnie tekhnologii»*. Penza, 2014, 03(19), 125-132.
- Savostin, A. A., Ivel, V. P.** Modelirovanie tipichnogo elektrokardiosignala cheloveka. *Mezhdunarodniy nauchnotekhnicheskiy zhurnal «Vestnik Natsionalnoy inzhenernoy akademii Respubliki Kazakhstan»*, Almati, 2009, 2 (32).
- Nikiforov, P. L.** Model elektrokardiograficheskogo signala na osnove sovopnosti kolokolnikh impulsiv. *Vestnik molodikh uchenirh. Ser. Tekhn. Nauk.*, 1998, 1, 64-68.
- Parvaneh, S., Pashna, M.** Electrocardiogram Synthesis Using a Gaussian Combination Model (GCM). *Computers in Cardiology*, 2007, 34, 621-624.
- Abramov, M. V.** Approksimatsii eksponentami vremennogo kardiologicheskogo riada na osnove EKG. *Vestnik kibernetiki*, Tumen, 2010, 9, 85-91.
- Bekler, T. Y.** Modelirovanie iskustvennikh elektrokardiogram normalnoy i patologicheskoy formi. *Kibernetika i vychislitel'naya tekhnika*, 2012, 169, 19-33.
- Pipin, V. V., Ragul'skaya, M. V., Chibisov, S. M.** Analiz dinamicheskikh modeley i rekonstruktsiy EKG pri vozdeystvii kosmo- i geofizicheskikh faktov. *Mezhdunar. zhurn. prikladnikh i fundamentalnikh issledovaniy*, 2009, 5, 17-24.
- Fainzilberg, L. S.** Komp'uterniy analiz i interpretatsiya elektrokardiogram v fazovom prostranstve. *Sistemni doslidzhennia ta informatsiyni tekhnologii*, 2004, 1, 32-46.
- Fainzilberg, L. S., Bekler, T. Y., Glushauskane, G. A.** Matematicheskaya model porozhdeniya iskustvennoy elektrokardiogrammi s zadannimi amplitudno-vremennimi kharakteristikami informativnikh fragmentov. *Problemi upravleniya i informatiki*, 2011, 5, 61-72.
- Fainzilberg, L. S.** Generalized method of processing cyclic signals of complex form in multidimension space of parameters. *Journal of automation and information sciences*, 2015, 47, 3, 24-39.
- McSharry, P. A., Clifford, G., Tarassenko, L.** Dynamical model for generating synthetic electro cardiogram signals. *IEEE Transaction On biomedical Engineering*, 2003, 3, 289-294.
- Clifford, G. D., Azuaje, F., McSharry, P. E.** Advanced Methods and tools for ECG Data Analysis, Artech House, 2006, 384.
- Degtiariv, S. V., Filist, S. A., Titov, V. S. Ribochkin, A. F.** Klassifikatsiya sostoyania serdechno-sosudistoy sistemi po analizu fazovogo portreta dvukh kardiosignalov. *Nauchnie vedomosti Belgorodskogo gosudarstvennogo universiteta. Seria: Meditsina. Farmatsiya*, 2013, 11 (154), 22/1, 65-72.
- Kazakov, D. V.** Kvaziperiodicheskaya dvukhkomponentnaya dinamicheskaya model dlia sinteza kardiosignala s ispolzovaniem vremennikh riadov i metoda Runge-Kutta chetvertogo poriadka. *Komp'uternie issledovanie i modelirovanie*, 2012, 4, 1, 143-154.
- McSharry, P. M., Clifford, G. D., Tarassenko L., Smith, L. A.** A dynamical model for generating synthetic electrocardiogram signals. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 2003, 50, 289-294.
- Sayadi, O., Shamsollahi, M. B., Clifford, G. D.** Synthetic ECG generation and Bayesian filtering using a Gaussian wave-based dynamical model. *Physiological Measurement*, 2010, 31, 1309-1329.
- Kovacs, Peter.** ECG Signal Generator Based On Geometrical Features. *Annales Univ. Sci. Budapest*, 2012, 37, 247-260.
- Dorosh, D. V., Kuchmiy, G. L., Boyko, O. V., Dorosh O. I.** Modelirovanie algoritmov spektralnogo analiza elektrokardiograficheskikh signalov s priznakami narusheniya serdechnogo ritma v bazisakh Fur'e i Uolsha. *Biomed. Inzheneriya i elektronika*, 2012, 1, 5.
- Yakushenko, E. S.** Programma modelirovaniya EKG v srede LabVIEW. *Biotekhnosfer*, 2012, 3-4, 64-67.
- Tanmaya, Ch., Syamala, N., Rajesh, P., Pavannadh, B., Sridhar, B.** Analysis of ECG Signal for Detecting Heart Blocks Using Signal Processing Techniques. *IJIRCCCE*, 2016, 4, 3, 3778-84.
- McSharry, P. E., Clifford, G. D.** Open-source software for generating electrocardiogram signals. *ARXIV preprints* 0406017, 2004.
- Ackora-Prah, Joseph, Aidoo, Anthony Y.** An Artificial ECG Signal Generating Function in MATLAB. *Applied Mathematical Sciences*, 2013, 7, 54, 2675-2686.
- Lukáč, O. Ondráček.** Using Simulink and MATLAB for real time ECG signal processing. *Conference MATLAB*, 2012.
- Fainzilberg, L. S.** Imitatsionnie modeli porozhdeniya iskustvennikh elektrokardiogram v usloviyakh vnatrennikh i vneshnikh vozmusheniy. *Journal of Qafqaz University – Mathematics and Computer Science*, 2012, 34, 92-104.
- The research resource for complex physiologic signals. URL: <https://www.physionet.org/>
- Shishkin, M. A., Kolesnik, K. V.** Nечеткая система определения параметров QRS-комплекса ЭКГ в телемедицине. *Труды XVI Международной научно-практической конференции «Современные информационные и электронные технологии: СИЭТ-2015»*, 2015, 1, 42-43.

Сведения об авторах (About authors)

Шишкин Михаил Анатольевич – кандидат технических наук, доцент, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», доцент кафедры промышленной и биомедицинской электроники, г. Харьков, Украина; e-mail: m.shishkin1966@gmail.com.

Mykhailo Shyshkin – Candidate of Technical Sciences (Ph. D), Associate Professor, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Associate Professor of Department of Industrial and Biomedical Electronics, Kharkiv, Ukraine; e-mail: m.shishkin1966@gmail.com.

Бутова Ольга Анатольевна – кандидат технических наук, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», доцент кафедры промышленной и биомедицинской электроники, г. Харьков, Украина; e-mail: cherie_2812@gmail.com.

Olha Butova – Candidate of Technical Sciences (Ph. D), Associate Professor, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Associate Professor of Department of Industrial and Biomedical Electronics, Kharkiv, Ukraine; e-mail: cherie_2812@gmail.com.

Фетюхина Людмила Викторовна – кандидат технических наук, доцент, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», доцент кафедры промышленной и биомедицинской электроники, г. Харьков, Украина; e-mail: lulu2000@ukr.net.

Liudmyla Fetiukhina – Candidate of Technical Sciences (Ph. D), Associate Professor, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Associate Professor of Department of Industrial and Biomedical Electronics, Kharkiv, Ukraine; e-mail: lulu2000@ukr.net.

Ахизер Елена Борисовна – кандидат технических наук, доцент, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», профессор кафедры компьютерной математики и анализа данных, г. Харьков, Украина; e-mail: akhizeer.cmds@gmail.com.

Olena Akhizeer – Candidate of Technical Sciences (Ph. D), Associate Professor, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Professor of Department of Industrial and Biomedical Electronics, Kharkiv, Ukraine; e-mail: akhizeer.cmds@gmail.com.

Дунаевская Ольга Игоревна – кандидат технических наук, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», доцент кафедры компьютерной математики и анализа данных, г. Харьков, Украина; e-mail: dunaevskaya.olga.khpi@gmail.com.

Olha Dunaievska – Candidate of Technical Sciences (Ph. D), Associate Professor, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Associate Professor of Department of Industrial and Biomedical Electronics, Kharkiv, Ukraine; e-mail: dunaevskaya.olga.khpi@gmail.com.

Пожалуйста, ссылайтесь на эту статью следующим образом:

Шишкин, М. А. Матлаб модель генератора ЭКГ сигнала на основе частотного преобразования / **М. А. Шишкин, О. А. Бутова, Л. В. Фетюхина, Е. Б. Ахизер, О. И. Дунаевская** // *Вестник НТУ «ХПИ», Серия: Новые решения в современных технологиях.* – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 140-147. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.20.

Please cite this article as:

Shyshkin, M., Butova, O., Fetiukhina, L., Akhizeer, O., Dunaievska, O. Matlab ECG signal model based on frequency transformation. *Bulletin of NTU "KhPI". Series: New solutions in modern technologies.* – Kharkiv: NTU "KhPI", 2018, **26** (1302), 1, 140-147, doi:10.20998/2413-4295.2018.26.20.

Будь ласка, посилайтесь на цю статтю наступним чином:

Шишкін, М. А. Матлаб модель генератора ЕКС на основі частотного перетворення / **М. А. Шишкін, О. А. Бутова, Л. В. Фетюхіна, О. Б. Ахієзер, О. І. Дунаєвська** // *Вісник НТУ «ХПІ», Серія: Нові рішення в сучасних технологіях.* – Харків: НТУ «ХПІ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 140-147. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.20.

АНОТАЦІЯ Запропоновано метод побудови Matlab / Simulink моделі генератора електрокардіографічного сигналу на основі аналізу частотного спектра і формування відповідних компонент, що реалізують суперпозицію сигналів необхідних гармонійних складових. Метою роботи є синтез такого блоку із змінними параметрами, який би міг використовуватися в якості джерела сигналу при імітаційному моделюванні різних кардіологічних систем. В ході роботи були отримані рішення, що дозволяють генерувати кардіографічний сигнал найбільш часто зустрічаються патологій, моделювати варіабельність серцевого ритму і вплив найбільш поширених перешкод.

Ключові слова: імітаційне моделювання; Matlab; електрокардіосигнал; дискретне перетворення Фур'є; варіабельність серцевого ритму.

Поступила (received) 29.06.2018

УДК 621.315.6

doi:10.20998/2413-4295.2018.26.21

ПЕРСПЕКТИВНЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ В СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКЕ

Т. В. КРИТСКАЯ^{1*}, С. В. БЫТКИН^{2**}

¹кафедра электронных систем, Запорожская государственная инженерная академия, Запорожье, УКРАИНА

²отдел конъюнктурно-технологического системного анализа ПАО «Запорожсталь», Запорожье, УКРАИНА

*e-mail: krytskaja2017@gmail.com, **bytkin@bigmir.net

АННОТАЦИЯ Технологии высокотемпературных и радиационно-стойких силовых полупроводниковых приборов (СПП) используют структуры на основе SiC, GaN. Мировой рынок дискретных силовых приборов в 2024 г. предположительно составит ~ \$23 млрд., доля приборов на основе кремния $\cong 87\%$. Предложены методы специального легирования монокристаллов CZ-Si и обработки, повышающей механические свойства Si, а также радиационную и термическую стабильность СПП на основе CZ-Si<Ge>.

Ключевые слова: силовой полупроводниковый прибор; гетерозитаксия; кремний; монокристалл; легирование; CZ-Si<Ge>; термостабильность; радиационная стойкость

PERSPECTIVE SEMICONDUCTOR MATERIALS FOR THE USING IN THE POWER ELECTRONICS

T.V. KRITSKAYA¹, S.V. BYTKIN²

¹Department of Electronic Systems, Zaporizhzhya State Engineering Academy, Zaporozhye, UKRAINE

²Department of Conjunction and Technology System Analysis of PJSC "Zaporizhstal", Zaporozhye, UKRAINE

ABSTRACT The world market of discrete power devices in 2024 will be ~ \$ 23 billion, the share of devices based on silicon will be ~ 87%, due to the price availability and the mastery of silicon technologies. The inflow of investments, the success in mastering SiC, GaN, diamond, heterostructure technologies, and the pressing need for the manufacture of new high-temperature, radiation-resistant power semiconductor devices (PSs) with better performance and frequency characteristics, in comparison with silicon devices, contribute to the growing popularity of these materials from manufacturers of devices. The pressure of legislative and commercial requirements related to energy efficiency and cost reduction contributes to the successful development of a new element base using these materials for the fifth generation (5G) communication networks, broadband Internet access systems, satellite systems, microwave transmitters, civil and military radar stations, for energy and transport. However, the possibilities of silicon in terms of increasing thermostability, radiation resistance, reliability of PSs and industrial development are far from exhaustion. Methods for the special alloying of CZ-Si single crystals and for processing, improving the mechanical properties of single crystals, as well as evidence of an increase in the radiation and thermal stability of silicon-based PSs are proposed.

Keywords: power device; heterostructure; silicon; single crystal; doping; CZ-Si<Ge>; radiation and thermal stability

Введение

Технический уровень преобразовательной техники влияет на состояние энергетики и промышленности в целом. В странах бывшего СССР электроэнергия используется гораздо менее эффективно, что связано с низкой степенью её потребления в преобразованном виде. В США, Канаде, Японии, странах Европы более 60% вырабатываемой электроэнергии проходит через полупроводниковые преобразователи. Применение силовых полупроводниковых приборов (СПП) и преобразовательной техники в самых разных секторах экономики и социальной сферы снижает потери энергии и позволяет внедрять надежные энергоэффективные технологии для всего технологического цикла электроэнергетики: выработка, передача, распределение и потребление электрической энергии [1]. По мнению аналитиков IMS Research [1, 2],

мировой рынок дискретных силовых приборов в 2024 г. составит \approx \$23 млрд. (в 2017 г. – \$ 15 млрд.). Доля кремниевых приборов прогнозируется равной \approx 87%. Это определяется ценовыми преимуществами, освоенностью технологий кремния и его сырьевой доступностью. Остальная часть рынка предполагается быть занятой приборами на основе SiC и GaN (табл. 1, 2). С 1990-х годов бурно развиваются направления «интеллектуальных» СПП (IGBT, MOSFET, FET, SIT, HEXFET) и силовых интегральных схем (SMART POWER IC). В настоящее время и в будущем интеллектуальным силовым компонентам в силовой электронике альтернативы не предвидится. Основными приборами силовой электроники в области коммутируемых токов до 50А являются:

- диоды (Diodes);
- тиристоры (Thyristors, SCR);
- биполярные транзисторы (BPT);
- биполярные транзисторы с изолированным

затвором (IGBT);
- полевые транзисторы с изолированным затвором (MOSFET);
- силовые интегральные схемы (Power IC);
- интеллектуальные силовые интегральные схемы (Smart Power IC).

В области коммутируемых токов более 50 А широко используются силовые модули на базе биполярных транзисторов, IGBT, тиристоры, запираемые тиристоры (GTO, IGCT), диоды. Силовые интегральные монолитные и гибридные схемы используются в современных преобразователях малой и средней мощности (1...30 кВт) в одном кристалле, либо в одном корпусе с силовым прибором в схемах управления, защиты и диагностики. Это позволяет резко уменьшить габариты и стоимость, а также увеличить надежность преобразователей.

Таблица 1 – Типы и подклассы силовых полупроводниковых приборов, которые будут востребованы на мировом рынке к 2020 г. [3]

Прибор	Si	GaAs	SiC	Ga N
Диод с барьером Шоттки	+	+	+	+
Диффузионные UFRED (p-i-n)	+	+	+	+
MOSFET	+	-*	+	+
IGBT	+	-	+	+
IFET	+	+	+	+
Динисторы, управляемые тиристоры, фототиристоры	+	+	+	+
МСТ/ЕТО	+	+	+	+
Гипербыстрые диоды (Hyperfast FRED)	-	+	-	+
VJT	+	+	+	+
Сверхвысоковольтные VJT	+	-	+	+
HEMT (высоковольтные >200 В)	-	+	-	+
IGCT (сверхмощные)	+	-	+	-
Сверхвысоковольтные мощные СВЧ-транзисторы (>500 В, >1,0 ГГц)	-	+	-	+
VHT	-	+	-	+
Н-тиристоры, в т. ч. GTO	-	+	-	-
Н-СИТ-тиристоры	-	+	-	-
Н-фототиристоры	-	+	-	-
Мощные драйверы и контроллеры для ВЧ-переключения	+	+	-	+

Таблица 2 – Рынок силовой электроники по используемым материалам [3]

Материал	2010 г., млн \$ (%)	2014 г., млрд \$ (%)	2020 г., млрд \$ (%)
Si	$\geq 29,6 \cdot 10^3$ (99,68)	30 (97,9)	33,0 (92)
SiC	$\geq 52...56$ (0,2)	0,3 (1,0)	1,8 (5)
GaAs	≥ 25 (0,1)	0,15 (0,5)	2,0 (5,5)
GaN	$\geq 0,1$ (0)	~ 0,02 (0,06)	0,3 (0,84)
Алмаз			0,01 (< 3·10 ⁴)

Принципиальное значение имеет применение в схемах силовых приборов ИС с полевым управлением, поскольку они значительно проще сопрягаются с цифровыми системами управления и имеют малые коммутационные потери. Широкое распространение MOSFET (инверторы, импульсные регуляторы тока, частотно-регулируемые приводы и др.) и др.) обусловлено их малыми статическими и динамическими потерями, незначительными затратами на управление, крайне небольшими временами переключения вплоть до частот 1 МГц. Биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistors) в настоящее время обеспечивают коммутацию токов до 3600 А и напряжений до 6,5 кВ. Применение IGBT-модулей в системах управления тяговыми двигателями позволяет (по сравнению с тиристорными устройствами) обеспечить высокий КПД, плавность хода машины, возможность применения рекуперативного торможения практически на любой скорости, работать при достаточно высоких температурах (более 100°C). IGBT и MOSFET занимают диапазон средних мощностей и частот, частично «перекрывая друг друга». В общем случае, для высокочастотных низковольтных каскадов наиболее подходят MOSFET, а для высоковольтных мощных – IGBT.

Анализ состояния вопроса

Современные дискретные высоковольтные диоды, транзисторы, тиристоры изготавливаются на пластинах кремния с высоким удельным сопротивлением (УЭС) при использовании традиционных процессов глубокой диффузии, окисления, ионного легирования. Чем выше пробивное напряжение, тем более высокоомный кремний должен использоваться. Активная часть мощных высоковольтных МДП-транзисторов, тиристоров, IGBT-приборов формируется в слое высокоомного кремния (УЭС для $U_{проб} > 100В$ - более 20 Ом·см). Активный высокоомный рабочий слой должен иметь разброс толщины и УЭС не более $\pm 5\%$, плотность микродефектов $\leq 10^4$ см⁻²,

концентрации кислорода и углерода соответственно $N_0 < 5 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$ и $< 3 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$. Используемая подложка (обычно глубоко легированный кремний, например, CZ-Si<Sb>c УЭС $\leq 0,01 \text{ Ом}\cdot\text{см}$) не должна содержать примесей бора во избежание образования паразитного p-n-перехода на границе высокоомного рабочего слоя и низкоомной подложки. Соблюсти эти требования достаточно сложно. Поэтому вполне логичным стало использование прямого соединения двух кремниевых пластин, так называемый DBP-процесс (direct-bonding-process), когда взамен наращиваемого высокоомного рабочего слоя используется пластина нейтронно-легированного кремния, выращенного методом бестигельной зоной плавки (FZ-Si) или методом Чохральского в магнитном поле (CZM-Si) [4]. Такой процесс экономически эффективен, поскольку при наращивании высокоомных эпитаксиальных слоёв большой толщины (80-130 мкм) происходит размытие фронта диффузии (из-за разброса толщины эпи-слоя и высокой плотности дефектов в слое), а также автолегирование эпи-слоя фоновыми примесями из CZ-Si<Sb>-подложки. Использование в качестве рабочей области пластины из монокристалла НТЛ FZ-Si обеспечивает стабильную толщину, высокое структурное совершенство высокоомной области, термостабильность, малый разброс ($\leq 5\%$) и четкое совпадение её УЭС с расчетными значениями. Также за счет соединения пластин возможно формирование p-n-переходов большой площади, кремниевых структур на изоляторе (через слой диэлектрика). DBP-процесс в настоящее время используется при промышленном получении мощных интегральных схем SmartPowerIC, элементной базы для цветных дисплеев, высоковольтных операционных усилителей, оборудования средств связи.

Мировые интеллектуальные ресурсы в настоящее время брошены на разработку гетероструктур на основе широкозонных полупроводников - от 1,38 эВ (InP) до 2,2-3,3 эВ (SiC, GaN), и выше – алмаз (5,47 эВ), AlN (6,2 эВ), BN (~5 эВ) и др. Вполне закономерный интерес к широкозонным полупроводниковым материалам – GaAs и его твердые растворы, SiC, GaN, алмаз. Он вызван возможностью создания на их основе новых высокотемпературных радиационно стойких силовых биполярных и униполярных приборов, имеющих лучшее быстродействие и частотные характеристики в сравнении с кремниевыми приборами. Перспективы использования более широкозонных, по сравнению с Si, материалов для промышленной силовой полупроводниковой электроники связаны, в основном, с возможностью расширения рабочего диапазона плотностей тока (увеличение в 2-3 раза). Например, пробивные напряжения для резких p-n переходов в $\text{GaAs}_{0,65}\text{P}_{0,35}$ в 10-20 раз выше, чем для p-n переходов в кремнии при той же концентрации носителей заряда. Возможно увеличение допустимой рабочей температуры p-n переходов, которая при

прочих равных условиях зависит от ширины запрещенной зоны используемого полупроводника. Прямозонная структура GaAs позволяет на двойных гетероструктурах GaAs-AlGaAs создать диоды со сверхвысокими плотностями тока, благодаря возможности вывода потерь в окружающее пространство в виде когерентного рекомбинационного излучения. Также зонная структура "прямого" полупроводника в соединениях GaAs-AlGaAs позволяет в двойных гетероструктурах создать диоды на сверхвысокие плотности тока благодаря возможности вывода потерь в окружающее пространство в виде когерентного рекомбинационного излучения. В настоящее время для создания подложек на GaAs с заданными характеристиками в большинстве случаев используется технология газофазной эпитаксии с применением металлорганических соединений, что существенно сложнее, по сравнению с технологиями монокристаллов и эпитаксиальных слоёв кремния. Тем не менее, преимущества базовой p-i-n- GaAs-технологии (AlGaAs/GaAs) обеспечивают дальнейший прогресс по ряду направлений:

- IGBT – на 600, 1200, 1700 В, на частоты 3,0-1,0 МГц;
- Мощные MOSFET-на 250-1700 В; 1-20 МГц;
- Мощные JFET-от 250 до 1200 В, 10-100 МГц;
- Мощные тиристоры (в том числе ЕТО, МСТ) - 600-1700 В; от 0,3 до 2 МГц;
- СВЧ-транзисторы, диоды – 1-12 ГГц, 100-1000 В;
- Лазерные силовые ключи – единицы пикосекунд. 1000 В десятки ампер [5].

Компонентная база на основе GaN-гетероструктур, сформированных над структурами из узкозонных полупроводниковых материалов, привела к технологическому прорыву в изготовлении транзисторов для использования в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах длин волн. Высокая удельная мощность СВЧ-транзисторов на основе GaN, улучшенные линейные характеристики позволяют повысить эффективность усилителей мощности, уменьшить их массу и габариты, упростить топологию монолитных интегральных схем, облегчить их промышленный выпуск. Развитие этих технологий определит возможность использования изделий на нитриде галлия в сетях сотовой связи пятого поколения (5G), системах широкополосного доступа в интернет, спутниковых системах, в передающих СВЧ-устройствах, РЛС гражданского и военного назначения.

Однако быстрой коммерциализации GaN-технологии препятствовало отсутствие качественных подложек для эпитаксиального наращивания GaN. Использование подложек из Si (пластины диаметром 150-300 мм) было бы оптимальным, поскольку при их относительно невысокой стоимости было бы возможным осуществлять промышленный выпуск приборов на имеющемся технологическом оборудовании при сохранении существующей

инфраструктуры производственных линий. В то же время, при получении структур, несоответствие параметров кристаллических решеток используемой подложки и плёнки не должно превышать 0,1 %, а у кремния и GaN несоответствие превышает 14%. Кроме этого, коэффициент термического расширения GaN превышает кремниевый и при охлаждении от температуры эпитаксии (~1000°C) до комнатной происходит деформация и искривление гетероструктуры вплоть до её растрескивания. В настоящее время проблема практически решена в связи с нахождением технологий нанесения на кремний буферных промежуточных слоёв (AlN, AlGaIn, Ti-Al-Ni-Au) [6-8] перед GaN. Это позволило ускорить разработки новых семейств высоковольтных приборов для силовой электроники (пробивные напряжения до 1200-1600 В), новых приложений СВЧ-энергетики, автомобильной автоматизации и радиационно-стойкой элементной базы [8]. Использование гетероструктур Si/GaN в силовой электронике обеспечило разработку конвертеров с высокой подвижностью электронов (HEMT), преобразователей питания по LLC-схеме в токовом режиме [9]. Силовые устройства на основе GaN с обратным напряжением 150 В обладают в два раза меньшим комплексным показателем потерь (FOM) по сравнению с таким же устройством на основе кремниевой технологии. Это обстоятельство позволяет разрабатывать более эффективные источники питания с наименьшими габаритами для широкого спектра электроники. Объем рынка подложек GaN-на-Si к 2019 г. превысит 300 млн. долл. [10].

Дальнейшее повышение радиационной и термической стойкости обеспечит появление в 2018 г. гетероструктур GaN/SiC-транзисторов с шириной затвора 40 нм, плотностью мощности 800 мВт/мм и частотным диапазоном 210 ГГц [6]. Совершенствование технологии получения монокристаллов и эпитаксиальных слоёв карбида кремния (рост диаметра от 76 мм до 150 и даже 200 мм) привело к росту объёмов их выпуска и снижению стоимости. Этому способствовала разработка установки баSiC-T, (компания PVA TePla, Германия) промышленного получения монокристаллов SiC по методу CVD (Chemical Vapor Deposition). Более 100 фирм-производителей силовой электроники в мире уже потребляют этот материал. Ведущие игроки – компании Infineon, Mitsubishi Electric и Fuji [11].

Инверторы для солнечных панелей и повышающие преобразователи уже давно используют преимущества, которые дает технология SiC MOSFET. В том же направлении следуют источники бесперебойного питания (UPS) и зарядные устройства. Такие устройства силовой электроники, как приводы электродвигателей и автомобильные приложения, которые в настоящее время ориентированы на кремниевые элементы, неизбежно

ожидает масштабное внедрение новых материалов [11]. Сейчас Infineon предлагает пятое поколение SiC-диодов и в ближайшем будущем готовит к выпуску первые широкозонные SiC MOSFET. Огромный опыт Infineon, накопленный при производстве кремниевых устройств, позволяет компании предлагать клиентам широкий спектр оптимизированных силовых компонентов – от кремниевых и гибридных устройств до специализированных решений с большой шириной запрещенной зоны.

Интенсивные разработки уже позволили начать промышленное производство SiC-диодов Шоттки на токи до 25 А и напряжения до 1200 В, экспериментально отработать конструкции и технологии производства сверхвысоковольтных диодов, высоковольтных полевых транзисторов (с изолированным затвором SiCMOSFET и управляемых р-п-переходом SiC-JFET), каскадных SiC-Si ключей. В ближайшие годы следует ожидать появления следующих типов SiC-приборов силовой электроники:

- быстродействующие диоды (Шоттки) с блокирующим напряжением 4,9 кВ;
- MOSFET с коммутируемыми напряжениями более 1000 В и сопротивлением в открытом состоянии, на три порядка меньшим по сравнению с MOSFET на базе Si;
- JFET (полевой транзистор, управляемый р-п-переходом) с блокирующими напряжениями 3,5 кВ с удельным сопротивлением в открытом состоянии 25 мОм см² (как у 600 В CoolMOS), что соответствует плотностям коммутируемых токов 100 А/см² и прямым падениям напряжения около 2,5 В (для 3300 В приборов);
- каскадных SiC-Si приборов;
- высоковольтных быстродействующих биполярных силовых приборов
- диодов, транзисторов, тиристоров с коммутируемыми напряжениями более 10 кВ (19 кВ!) и частотами коммутации несколько кГц.

CVD-процесс получения монокристаллов SiC значительно сложнее, чем традиционные технологии кремния и германия - труднорегулируемый процесс образования парообразной фазы за счет возгонки порошка SiC при 2200°C, сложная подготовка подложек, проблема устранения микропор (micropores) в объёмных монокристаллах и эпитаксиальных слоях. Однако сочетание ряда уникальных свойств SiC: работа при высоких (до 600-700°C) температурах, ширина запрещенной зоны 2,4-3,3 эВ, (для Si — 1,12 эВ); высокая теплопроводность - 3-5 Вт/см град (1,5 Вт/см град для Si), большие плотности рабочих токов (1000 А/см²), высокая подвижность электронов, большая, чем у кремния (на порядок) критическая напряжённость электрического поля (3-5·10⁶ В/см для SiC, с 2-5·10⁵ В/см для Si) позволяют, в принципе, улучшить все характеристики приборов силовой электроники: быстродействие, предельные коммутируемые токи и напряжения,

статические и динамические потери. Высокие объёмы инвестиций в технологии SiC и растущие потребности в материале обеспечивают разработку многих вариантов получения SiC. В частности, гетероструктуры $(\text{SiC})_{1-x}(\text{AlN})_x/\text{SiC}/\text{Si}$ на пластине кремния создают нанесением на её поверхность магнетронным методом нанослой SiC, что позволяет уменьшить механические напряжения на границе подложка-нанослой и получать монокристаллические слои твёрдых растворов $(\text{SiC})_{1-x}(\text{AlN})_x$ с необходимыми толщинами и уровнями легирования. Разработка конструкторско-технологических решений для реализации компонентной базы силовой-, оптоэлектроники и микросистемной техники на основе композиций AlN и SiC позволит перейти к созданию инверторов, преобразователей с высокими скоростями переключения для солнечных и ветрогенераторных станций, приводов электродвигателей, источников бесперебойного питания, приложений для бытовой электроники, автомобилестроения, изделий для информационных технологий. Подобная электроника представляет важный сдвиг парадигмы освоения космоса и позволит состояться миссиям, которые ранее были невозможны. Электроника на SiC позволит исследовать поверхность и недра Венеры, Юпитера, Сатурна, Урана, давление и температура которых были недоступны для изучения, использовать зонды для проникновения в недра планет для получения данных об их атмосферах и магнитных полях [12, 13].

Несмотря на доминирование кремниевой индустрии, мировые исследовательские центры активно экспериментируют с альтернативными материалами, одним из которых является алмаз. Актуальной и острой проблемой использования кремния является его нагрев, и управление тепловыми режимами кремниевых СПП всегда являлось большой проблемой электроники. Используемые методы охлаждения приводят к существенным энергетическим потерям и в ряде случаев малоэффективны. При комнатной температуре алмаз обладает рекордной теплопроводностью 20 Вт/см·К, что в три раза больше, чем у золота, а изотопно чистый алмаз, состоящий только из изотопа ^{12}C , - 33 Вт/см·К [14]. Применения алмаза постоянно расширяются, причём как в качестве подложки для кремниевых структур, так и для других полупроводниковых материалов. Высокое УЭС алмаза, более 10^8 Ом·см, делают его чрезвычайно перспективным для формирования на нём гетероструктур GaN и AlN. В этом направлении проводятся интенсивные исследования. Одним из перспективных направлений использования алмаза, как активного элемента, является сильноточная и высоковольтная электроника, где будет возможным значительно сократить энергозатраты. Использование алмазных полупроводников увеличит сроки службы аккумуляторных систем для широкого спектра устройств, включая телефоны, фотоаппараты и

транспортные средства. Неоценимы возможности новых материалов в области производства компьютерных серверов, использующихся в центрах обработки данных, которые потребляют огромное количество энергии чрезвычайно расточительным образом. Широкие возможности раскрываются для производителей бытовой электроники, военной и космической техники, где необходимы высокая надёжность для любых экстремальных режимов эксплуатации и промышленные объёмы выпуска. Некоторые устройства, невозможные раньше, будут только еще изобретены [15].

Разработанная технология получения монокристаллов алмазов и его поликристаллических плёнок также использует метод химического осаждения из газовой фазы (CVD), позволяющий преобразовать углерод в плазму, которая затем осаждается на подложку в виде алмаза. В настоящее время получены чистые алмазные плёнки и пластины диаметром более 100 мм и толщиной от единиц мкм до 1-3 мм. Метод CVD обеспечивает высокую воспроизводимость электрофизических параметров, выращивание на профилированных подложках из различных материалов, а также отсутствие пор.

К недостаткам алмазных технологий относятся [14]:

- опасность графитизации при температуре выше 600°C в присутствии кислорода и превращение алмаза в графит при 900°C ;
- трудности механической обработки (шлифовки, полировки), формирования областей p- и n-типа, диффузии, ионного легирования, «сухого» и «мокрого» травления, поскольку алмаз самый твердый и химически стойкий материал;
- сложность контролируемого направленного легирования примесями p- и n-типа, которые уже при комнатной температуре полностью активизированы. Большинство исследованных примесей алмаза имеют очень глубокие примесные энергетические уровни, не позволяющие создавать приборы, стабильно работающие при обычных температурах.

До массового производства приборов на синтетическом алмазе предстоит ещё решить комплекс научных и технологических проблем. Вместе с тем, на природных и синтетических монокристаллах алмаза уже удалось создать СВЧ-транзисторы, диоды Шоттки, не чувствительные к солнечному свету фотоприемники, датчики рентгеновского излучения и т.п. Начало коммерческого выпуска приборов на этих материалах показывает, что главные технологические проблемы уже решены [16].

Несмотря на имеющиеся прогнозы, что к 2030-2035 гг. монопольность кремниевой электроники (монополупроводниковой) исчезнет навсегда [17-20], объёмы использования кремния в течение ещё многих лет не снизятся ниже 90% и отказываться от него промышленность СПП не намерена. Это связано с неисчерпаемостью сырьевых запасов SiO_2 ,

освоенностью кремниевых технологий, большими объёмами и дешёвой промышленно получаемых монокристаллов кремния, их структурным совершенством (бездислокационная структура, макро- и микрооднородность распределения примесей), а также имеющимися перспективами полупроводниковой чистоты: отказ от карботермического восстановления кварцитов, энергосберегающие высокоэффективные методы очистки технологических продуктов от фоновых примесей, новые методы легирования и управления качественными параметрами монокристаллов и др. Поэтому использование кремния в технологии СПП будет по-прежнему ориентировано как на объёмные свойства монокристаллов, наращенных эпитаксиальных слоёв, так и на специальную подготовку подложек для изготовления гетероэпитаксиальных структур.

Цель работы

Целью работы является анализ существующих подходов к использованию полупроводниковых материалов для изготовления СПП, а также особенности применения монокристаллов кремния с комплексом новых свойств, производимых отечественной промышленностью.

Изложение основного материала

Несмотря на то, что в настоящее время рынок силовой электроники заполнен импортной продукцией (годовой объём импорта составляет ~ 1 млрд. долл., что намного превышает собственное производство [21]), существуют и отечественные аналоги СПП и модулей. Они, как правило, применяются там, где запрещено использование импортной элементной базы (например, электроника для ВПК). Рынок силовых ПП в странах постсоветского пространства очень велик и может составить по некоторым оценкам до \$200 млрд. в год.

Для выпуска конкурентоспособных приборов силовой электроники не так критичен диаметр используемого монокристалла, а топологические размеры элементов (0,25...0,35 мкм) еще далеки от субмикронных норм микроэлектроники. Обеспечить бесперебойную работу отрасли могут предприятия, оснащенные оборудованием для технологической обработки монокристаллов диаметром 40...150 мм, комплекс которого в настоящее время имеется на постсоветском пространстве. К сожалению, отечественные производители изделий силовой электроники пока не приобрели широкой известности. Тем не менее, они успешно работают на рынке, постепенно завоевывая популярность у потребителей. Параметры СПП, выпускаемых отечественными производителями, близки к зарубежным аналогам, однако стоимость их ниже. В частности, стоимость закупаемых в настоящее время

Украиной силовых тиристоров составляет ~ \$ 1000 за один кА, стоимость импортных монокристаллов FZ-Si для производства собственных приборов ~ 400...450, а нейтронно-легированных FZ - Si - \$ 1000...1100 кг.

В зависимости от рыночной конъюнктуры, при производстве СПП могут использоваться монокристаллы кремния, полученные как по методу Чохральского (CZ), так и бестигельной зонной плавкой (в том числе, и нейтронно-легированный кремний). Для изготовления мощных высоковольтных приборов предпочтительнее использование монокристаллов кремния диаметром 76...150 мм с повышенной однородностью, получаемых методом бестигельной зонной плавки (FZ), а также монокристаллов FZ-Si, подвергнутых нейтронному трансмутационному легированию (neutron transmutation doped silicon). Для создания bipolarных и полевых транзисторов используются эпитаксиальные структуры, где подложкой является низкоомный кремний диаметром 76...150 мм, получаемый методом Чохральского. Основные требования к материалу подложки – низкое содержание остаточных и фоновых примесей, а также ростовых дефектов структуры. Их наличие приводит к образованию дефектов в эпитаксиальном слое и может явиться причиной возникновения «паразитных» p-n-переходов на границе подложка - эпитаксиальный слой («фантом-эффект»). Технологии совершенствования новых поколений СПП (в основном, для классов MOSFET и IGBT) [21, 22] предусматривают переход к использованию тонких пластин (thin wafer technology), что потребует использования монокристаллов FZ-Si с повышенными механическими свойствами (недопущение высокого уровня брака при механической обработке). В настоящее время для приборов силовой электроники до 1200 В уже применяются кремниевые пластины диаметром 150 мм (включая и эпитаксиальные структуры) толщиной 100 мкм. Имеется тенденция к снижению толщины 150-мм пластин до 60 мкм, и к 2020 г. использование пластин диаметром 200 мм с такими толщинами;

Монокристаллы кремния для использования в качестве подложек для эпитаксиальных слоёв.

Наиболее распространены кремниевые $n-n^+$ - структуры, у которых концентрация легирующего элемента в эпитаксиальном слое на несколько порядков ниже, чем в подложке. В качестве материала подложки используются бездислокационные монокристаллы кремния, легированные до высоких концентраций элементами V группы. При этом предпочтительна легирующая добавка сурьмы, которая, обладая невысоким коэффициентом диффузии в кремнии, не загрязняет растущий эпитаксиальный слой и позволяет получать высокоомные слои достаточной толщины. Помимо структурного совершенства и однородности распределения легирующего элемента по объёму и

сечению монокристалла CZ-Si<Sb>, к числу главных требований к качеству материала подложки относится низкое содержание фоновых примесей. Примесь углерода в материале подложки Si<Sb> может приводить к образованию дефектов структуры в эпитаксиальном слое [23, 24]. Присутствие фоновых электрически активных примесей приводит к существенному искажению характеристик переходной области вблизи границы эпитаксиальный слой-подложка. При этом фоновые примеси, дающие донорный уровень, но имеющие более высокие коэффициенты диффузии, чем легирующая Sb, могут вызвать существенное уширение переходной области [25], а фоновые акцепторные примеси (B, Al и др.) приводят к образованию прослоек дырочного типа и паразитных *p-n*-переходов [26]. Образование высокоомных прослоек («фантом-эффект») является причиной резкого снижения выхода годных изделий, во многом осложняет производство, приводит к его удорожанию, в частности, при производстве MOSFET. Аналитически [26] установлена критическая концентрация фоновых акцепторных примесей в подложке ($1 \cdot 10^{14} \dots 3 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$) в зависимости от соотношения коэффициентов диффузии доноров и акцепторов подложки и уровня легирования эпитаксиального слоя, при которых возможно образование прослоек дырочного типа.

Как нами было экспериментально установлено (выращивание специально легированных монокристаллов, контроль содержания примесей методом ВИМС с использованием масс-спектрометра «Самеса IMS 4F»), наиболее вероятной причиной «фантом-эффекта» является образование комплексов Sb-C [27]. Это позволило решить проблему подготовки шихты для выращивания монокристаллов CZ-Si<Sb> (ограничение содержания собственных оборотов CZ-Si<Sb> в загрузке) и получить надёжный метод оценки пригодности материала подложки к использованию в процессе эпитаксии. В качестве иных путей к решению проблемы «фантом-эффекта» может быть использовано введение в расплав кремния с содержанием сурьмы 0,3-1,4 % масс модифицирующей примеси германия в количестве 0,08-1,8 % к массе кремния [26].

Нейтронно-легированный (НТЛ) кремний.

НТЛ кремний с минимальным разбросом УЭС, высоким временем жизни неравновесных носителей заряда ($\tau_{\text{ннз}}$) широко используется в мировой практике для создания многих классов приборов: тиристоры, приборы с зарядовой связью, СБИС, детекторы излучений, фотоприёмники. С развитием солнечной и ветроэнергетики резко возросла потребность в преобразователях вырабатываемого постоянного тока и передачи его в глобальную электрическую сеть. Помимо возобновляемой энергетики, линий электропередач постоянного тока ультравысокого напряжения, основными потребителем такой продукции являются силовые приводы (электродвигатели) с высоким КПД, программным

управлением для электровозов, электромобилей, мощных станков. Главная роль в элементной базе инверторов принадлежит силовым ключам – IGBT транзисторам и IGSTтиристорам. Все полупроводниковые ключи с рабочими напряжениями выше 1600 вольт также изготавливаются из НТЛ кремния. Объёмы его выпуска в мире составляют 200-250 т в год, а объём рынка превышает ~ \$ 150 млн, и это один из самых больших мировых рынков изотопной продукции [29]. Значительная роль в разработке промышленных методов получения исходных монокристаллов для НТЛ и режимов легирования принадлежит Украине. Однако проблема получения и использования НТЛ кремния требует дальнейших исследований. Нами было установлено [27], что выращенные бездислокационные монокристаллы FZ-Si с величиной УЭС от единиц до нескольких тысяч Ом-см в результате хранения при комнатной температуре могут в разной степени изменять свои электрофизические параметры. Если у монокристаллов FZ-Si и FZ-Si<P> с величинами УЭС от 1 до ~1000 Ом-см параметры УЭС и $\tau_{\text{ннз}}$ практически не изменялись в результате 7-15 лет хранения, то для монокристаллов FZ-Si диаметром 80...105 мм с величиной УЭС 3...5 кОм-см отмечено увеличение УЭС и снижение $\tau_{\text{ннз}}$ более, чем на 20 %. После нейтронного легирования на номинал УЭС 20...90 Ом-см и длительности хранения до 10 лет монокристаллы FZ-Si диаметром 80...105 мм практически не изменяли своих характеристик. Легированные нейтронной трансмутацией монокристаллы на номинал УЭС 100...300 Ом-см, хранившиеся в течение 10 лет, обнаруживали снижение УЭС и $\tau_{\text{ннз}}$ от исходных значений. Отмечалось также увеличение неоднородности этих параметров по поперечному сечению монокристаллов. В меньшей степени деградации параметров были подвержены монокристаллы FZ-Si и FZ-Si<P> диаметром 25...40 мм с величиной УЭС более 10 кОм-см. После хранения в течение 10...12 лет в УЭС практически не менялось (типичное снижение 3-5 %), а $\tau_{\text{ннз}}$ в некоторых случаях снижалось от величин 1000...1300 до 800...900 мкс. После термообработки (700°C, 20 мин) УЭС обычно восстанавливалось, однако $\tau_{\text{ннз}}$ не возросло.

Наибольшая деградация электрофизических параметров наблюдалась для CZ-монокристаллов, подвергнутых НТЛ. В качестве исходных были использованы монокристаллы CZ-Si<P> диаметром 100 мм с величиной УЭС после выращивания ~100 Ом-см. НТЛ легирование производилось на номинал 4,5 Ом-см. После НТЛ были достигнуты весьма низкие объёмная и радиальная неоднородности УЭС – соответственно 2 и 1%. После 15 лет хранения произошла инверсия типа электропроводности, УЭС составило ~16 кОм-см, а величина $\tau_{\text{ннз}}$ изменилась от 10...15 мкс до величины, меньшей предела чувствительности метода измерения.

Результаты проведенных нами исследований показали, что процессы деградации FZ-Si и CZ-Si связаны с трансформацией твердого раствора кислорода в кремнии (концентрация кислорода в FZ-монокристаллах может достигать величины $1 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$). В случае НТЛ FZ-монокристаллов нельзя исключить возможного образования радиационных дефектов, связанных с водородом в кремнии [30, 31], наличие которого всегда прослеживается в монокристаллах кремния, в том числе и подвергнутых глубокой очистке. Ярко выраженная деградация параметров НТЛ CZ-монокристаллов может быть связана с повышением рекомбинационной активности ростовых микродефектов и кислородных преципитатов вследствие взаимодействия с радиационными дефектами [30-32], которое, по-видимому, происходит и при комнатной температуре. Это свидетельствует, несмотря на кажущиеся экономические преимущества, о невозможности использования подвергнутых НТЛ монокристаллов CZ-Si для изготовления СПП и других изделий электроники.

Монокристаллы кремния для СПП, выращенные по методу Чохральского.

Для дискретных приборов средних классов (токи до 80 А, обратные пробивные напряжения – менее 2 кВ) используются монокристаллы как FZ, так и CZ, диаметром 76...150 мм (в странах бывшего СССР – 40...80 мм) и величиной УЭС 40-80 Ом·см. Поскольку монокристаллы CZ-Si имеют существенно большую концентрацию кислорода (в 5-10 раз превышающую величины в FZ-Si) необходимы специфические подходы к расчету толщины базовых областей, режимам процессов диффузии и охлаждения. При использовании монокристаллов CZ-Si важно не допустить образования крупных преципитатов кислорода и окислительных дефектов упаковки на стадиях изготовления прибора, так как это приводит к увеличению токов утечки и повышает вероятность пробоя структуры. Тем не менее, промышленное использование монокристаллов CZ-Si имело определённые преимущества: высокий выход пластин после операций резки и механической обработки (примесь кислорода делает монокристалл более пластичным, обеспечивая сток внутренних упругих напряжений), высокий выход приборов с величиной обратного пробивного напряжения более 1600 В, существенно меньшая стоимость (по сравнению с FZ-Si примерно в 5 раз). Причиной высокого выхода высоковольтных приборов являлось то обстоятельство, что при расчёте параметров конструкции прибора (по величине измеренного УЭС) не принималось во внимание присутствие в монокристалле ростовых термодоноров, что при измеренной величине УЭС $\sim 45 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ соответствовало концентрации фосфора $\sim 4,2 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-3}$ вместо $\sim 1,2 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$, используемой при расчетах. При этом парадоксальная ситуация, когда величины УЭС по верхнему и нижнему торцам монокристалла

были практически одинаковыми, утраивала производителей и монокристаллов и СПП.

Существенно уменьшить концентрацию ростовых термодоноров позволяет легирование расплава в процессе выращивания монокристаллов CZ-Si германием (рис. 1). При этом концентрация ростовых термодоноров (ТД-1, генерируемых при $\sim 450^\circ\text{C}$) подавляется и существенно снижается рост концентраций других центров с ростом концентрации германия ($N_{\text{Ge}} > 5 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$) [33].

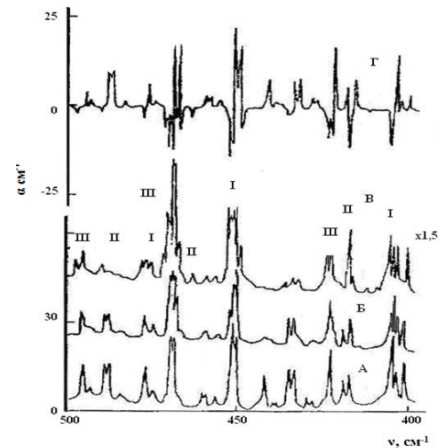


Fig. 1 – Spectra of absorption (T-D-1)° in Si and Si<Ge>
 $N_{\text{Ge}}, \text{ см}^{-3}$: А-0; Б- $3 \cdot 10^{18}$; В- $2,6 \cdot 10^{19}$; Г - разность спектров А и В

Рис. 1 – Спектры поглощения (ТД-1)° в Si и Si<Ge>

Монокристаллы кремния, легированные германием (CZ-Si<Ge>).

IGBT в настоящее время стали основными приборами силовой электроники в области преобразуемых мощностей от долей кВт до десятков мВт, где потребляется основное количество электроэнергии. Внедрение GTO-тиристоров позволило создать мощные преобразователи для тягового привода переменного тока железнодорожного транспорта, разработать эффективные методы управления электрическими машинами переменного тока (напряжение питания, амплитуда, частота, момент и сила тока). Это позволило упростить схемы, снизить массу, объём, значительно снизить потери и, следовательно, снизить стоимость преобразователей. Однако разработчики электрооборудования столкнулись с внезапными непредсказуемыми отказами силовых тиристоров и диодов, происходящими без связи с эксплуатационными режимами, характеризуемыми лавинообразным ростом количества носителей заряда, приводящим к пробоям структуры, вплоть до разрушения прибора. Причиной отказов этих элементов оказалось наличие космических частиц [34]. В частности, оценка радиационной обстановки, связанной с атмосферными нейтронами в различных точках мира составляет, в среднем, $6,1 \cdot 10^{-3} \text{ н}\cdot\text{см}^{-2}\cdot\text{с}$ [35, 36]. За расчетное время эксплуатации 60000 часов при полной нагрузке элементы электропривода подвергаются дозе облучения $\geq 2 \cdot 10^4 \text{ н}\cdot\text{см}^{-2}$. А для

мощных ветрогенераторов, работающих на морском шельфе, при работе в течение 20 лет по 24 часа – $3.8 \cdot 10^6 \text{ н}\cdot\text{см}^{-2}$. Таким образом, высоковольтные СПП гибридной конструкции оказались более чувствительными к радиации, в том числе к космическим излучениям, приводящим к уменьшению надёжности работы прибора при облучении практически на порядок [37]. Особенно актуально обеспечение радиационной стойкости многослойных структур для специальной (военной и аэрокосмической) техники. По мнению авторов [38, 39], использование тиристоров в бортовых системах энергоснабжения оборудования невозможно по причине низких экономичности и радиационной стойкости многослойных биполярных приборов, вызванных падением напряжения на р-п переходах. С аналогичными проблемами сталкиваются разработчики наземных систем питания, работающих при действии гамма-излучения, в частности, систем энергоснабжения ускорителей [37].

Следовательно, по мере усложнения конструкции и условий эксплуатации (повышение напряженности электрического поля, температуры, снижения топологических размеров), приборы как гражданского, так и военного назначения должны изготавливаться по технологии, предусматривающей радиационную стойкость изделий. Решить проблему устойчивой работы СПП под действием космических частиц представляется возможным за счёт использования радиационно стойкого полупроводникового материала - монокристаллов Si, легированных германием (CZ-Si<Ge>), поскольку технологии производства и использования в приборах широкозонных полупроводниковых материалов, например SiC, GaN, пока что уступают «кремниевым технологиям», в том числе и по экономическим причинам.

Увеличение может занять «линии» поставок

SiGe является перспективным материалом для силовой электроники, который имеет возможность вытеснить традиционный кремний за счёт более удачного сочетания физических свойств изготавливаемых с его использованием приборов [2]:

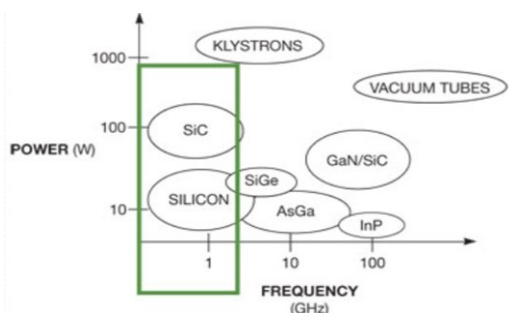


Рис. 2 - Рабочие мощность и частота ИЭТ, изготовленных из разных материалов [40]

Как нами было установлено, при $\Phi_\alpha \leq 10^{10} \text{ см}^{-2}$ скорость генерации А- и Е-центров в кремнии,

легированном Ge, на несколько порядков ниже, чем в контрольных образцах. При $10^{10} \text{ см}^{-2} \leq \Phi_\alpha \leq 2 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-2}$ в CZ-Si<P,Ge> наблюдается активное накопление этих центров со скоростью равной (Е-центры) или большей (А-центры), чем в не легированном германием Si. При $\Phi_\alpha \geq 2 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-2}$ эти дефекты практически не образуются.

Помимо повышения радиационной стойкости, СПП на основе CZ-Si<P,Ge> показали существенно более высокие термостабильность и выход приборов (ПВГ) с высоким обратным пробивным напряжением, по сравнению с обычным кремнием. Была установлена оптимальная концентрация германия $N_{\text{Ge}} = (0,6 \dots 1) \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$, которая при изготовлении силовых тиристоров (Т122, рабочее напряжение до 1200 В, ток 20...25 А) позволяет на 3050 % увеличить выход приборов 11 и 12 классов, а также повысить устойчивость их динамических характеристик в процессе термоциклирования (-60; +125 °С) (табл. 3).

Таблица 3 – Выход годных тиристоров типа Т122, изготовленных по идентичной технологии из CZ-Si и CZ-Si<Ge>

Шифр	001	014	936	052	963	956	
$N_{\text{Ge}} \cdot 10^{-18}, \text{ см}^{-3}$	0	0	5,6	63,2	110,5	116,5	
Объём партии, шт.	647	421	249	617	473	452	
ПВГ после термоцикл. -60; +125, %	10	1,5	7,5	0	0	0	
Распределение по классам, %	10	23	30	3,2	6,0	0,8	8,2
	11	18	22	22,2	13,0	8,3	14,8
	12	25	15	66,7	77,0	79,5	45,9
Сумм. ПВГ, %	11+1+2	43	37	88,9	90	87,8	60,7
	10+1+1+12	66	67	92,1	96	88,6	68,9

Установлена оптимальная концентрация $N_{\text{Ge}} = (0,6 \dots 1) \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$ в монокристаллах CZ-Si<Ge, P> ($N_{\text{P}} \approx 1,2 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$), использование которой в технологии силовых тиристоров (Т122, рабочее напряжение до 1200 В, ток 20...25 А) позволяет на 30...50 % увеличить выход приборов 11 и 12 классов, а также повысить устойчивость их динамических характеристик в процессе термоциклирования (-60; +125 °С).

К числу ещё одного несомненного преимущества легирования кремния германием следует отнести возможность обеспечения высокой согласованности периода кристаллических решеток подложки и наносимой эпитаксиальной плёнки при получении различных видов гетероструктур для силовой электроники микро- наноэлектроники и солнечной энергетики.

Повышение прочностных характеристик монокристаллов кремния

Нами была исследована возможность [41] релаксации упругих напряжений, возникающих при механической обработке бездислокационных монокристаллов Si, за счет образования временных стоков – радиационных дефектов, вводимых при γ -облучении [42]. Как известно [43], при облучении кремния γ -квантами создаются преимущественно точечные радиационные дефекты, отжиг которых может быть осуществлен при температурах более 60°C [44]. Была установлена концентрация вторичных радиационных дефектов в бездислокационном монокристалле кремния $(1...5) \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$, когда брак при его механической обработке значительно уменьшается. Облучение γ -квантами производилось на кобальтовой пушке К-100000. Обнаружить положительный эффект удалось при облучении γ -квантами с энергией 0,6...10,0 МэВ, экспозиционной дозой $5 \cdot 10^8...1 \cdot 10^9$ рад. Исследовалась также возможность использования γ -облученных монокристаллов в серийных технологиях СПП. В табл. 4 в качестве примера представлены результаты использования γ -облученных бездислокационных монокристаллов, CZ-Si и FZ-Si марок Б-45 ($N_p \sim 9,5 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-3}$), диаметром 45,5 и 80,5 мм (ТУ 48-4-294-87) в технологическом маршруте силовых тиристорov T122, и информация об использовании монокристаллов перечисленных марок, не подвергавшихся γ -облучению.

Брак при механической обработке монокристаллов оценивался по бою, сколам и трещинам при резке на пластины и их шлифовке. Объем партий - по 20-30 монокристаллов каждой марки. Толщина пластин после резки составляла 300-320 мкм.

Как следует из табл.4, брак при механической обработке γ -облученных монокристаллов кремния заметно уменьшился, выход годных приборов увеличился, что свидетельствует об отсутствии негативного воздействия γ -облучения на различных этапах технологии. Применение монокристаллов, подвергнутых γ -облучению в установленных режимах, представляется чрезвычайно перспективным с точки зрения уменьшения отходов при резке, повышения производительности процессов проволочной резки пластин уменьшенной толщины (менее 150-200 мкм), полученных методами CZ- и FZ-Si. Представляется целесообразным опробование γ -облучения блоков мультикремния перед резкой на пластины для ФЭП, имеющих весьма высокую хрупкость.

Материал для термокомпенсаторов

Между атомами вещества существуют силы межатомного взаимодействия: деформационного, обусловленного деформациями решетки вблизи примесных атомов, электростатического – между заряженными примесями и дефектами, взаимодействия, обусловленные изменением

электронной структуры близлежащих атомов и дефектов, а также изменением положения уровня Ферми при введении примеси. В настоящее время можно считать твердо установленным, что при изменении температуры и концентрации примесей в кремнии и других полупроводниках происходят фазовые превращения (ФП) в области существования твердых и жидких растворов [45-48].

Таблица 4 - Сравнительный анализ использования γ -облученных монокристаллов кремния в серийной технологии СПП

Марка монокристалла	Брак при механической обработке, %	Выход годных приборов, %
CZ-Si, Б – 45/45,5, γ -обл.	0,55	71,20
CZ-Si, Б – 45/80,5, γ -обл.	0,92	69,42
FZ-Si, Б – 45/45,5, γ -обл.	1,23	75,30
FZ-Si, Б – 45/80,5, γ -обл. (ТУ 48-4-294-87)	2,02	70,22
То же, CZ-Si	2,80 4,05	66 68
То же, FZ-Si	8,25 12,86	66 68

ФП, по-видимому, являются причиной существования в кремнии макро- и микрообластей с высоким уровнем напряжений кристаллической решетки, развивающихся в результате незавершенных полиморфных и структурных превращений при достаточно высоких скоростях изменения температуры при выращивании [49]. Воздействовать на протекание ФП и, тем самым, управлять свойствами кремния можно путем специфических термообработок и введением легирующих добавок, действие которых либо сдвигает температурные интервалы ФП, либо полностью их подавляет при нагреве. Роль таких добавок играют вещества, при растворении которых в кремнии повышается прочность межатомных связей, то есть развивающиеся давления в очагах концентрации напряжений не будут столь высокими, чтобы вызвать ФП [50]. Нами осуществлен расчет энергии межатомных связей атомов кремния при введении ряда легирующих элементов (Al, Cu, Fe, Mg, Zr, Hf, Sn, Ge, Mo) с привлечением положений металлотермии комплексного легирования [51]. Установлено, что среди изученных элементов Zr и Hf обеспечивают наибольшую энергию межатомной связи атомов кремния, а наблюдаемый при их введении прирост коэффициента линейного расширения минимален ($\Delta\alpha = 0,4...0,2$).

Обнаруженный феномен фазовых превращений был использован при выборе компонентов

комплексного легирования. Кристаллы Si-B-Mo, Si-B-Hf, Si-B-Sn диаметром 40-80 мм, выращенные по методу Чохральского, были опробованы в технологии СПП, где они выполняли функции омического контакта, материала термокомпенсатора, а также элемента корпуса прибора. Проведенные испытания по корпусированию показали, что штамповка корпуса к опорной пластине из нового материала не требует изменений величины ударной нагрузки, используемой для термокомпенсаторов из молибдена или вольфрама. Учитывая идентичность коэффициентов термического расширения приборной кремниевой структуры и материала термокомпенсатора, а также, малую плотность кремния ($2,33 \text{ г/см}^3$) по сравнению с $10,2 \text{ г/см}^3$ для Мо и $19,3 \text{ г/см}^3$ для W можно говорить о перспективах дальнейшего применения разработанного материала.

Выводы

В настоящее время затраты на новые производственные мощности могут достигать весьма значительных сумм, в силу чего возникает вопрос целесообразности дальнейшего финансирования. В течение нескольких последних лет отмечаются повышенные темпы роста инвестиций в разработку альтернативных полупроводниковых материалов, таких как SiC, GaN, GaAs и его твердые растворы, алмаз. Это вызвано возможностью создания на их основе новых высокотемпературных, радиационно стойких СПП, имеющих лучшее быстродействие и частотные характеристики в сравнении с кремниевыми приборами. В основном их использование направлено на разработку новых компактных, энергоэффективных СПП и SMART-модулей (преобразователи для солнечной, ветроэнергетики, сварочных аппаратов, электротранспорта, силовых приводов), для высоковольтной СВЧ-электроники (MOSFET, HBT, JFET, диоды Ганна, p-i-n-диоды для мобильной связи, радиолокации, GPS). Однако уникальность и высокая стоимость таких разработок позволяет их пока что использовать в оборонной и военной технике, а также аппаратах, работающих в чрезвычайных условиях космического пространства (температура $\sim 500^\circ\text{C}$, агрессивная среда, перегрузки, высокое давление). В то же время производители не готовы полностью отказаться от кремния, поскольку освоение нового материала занимает порядка десяти лет и требует больших финансовых вложений. Кремний является самым изученным и доступным полупроводниковым материалом, и возможности его использования далеко не исчерпаны. Это и сверхчистые высокосовершенные монокристаллы кремния, в том числе НТЛ-кремний, и кремниевые пластины диаметром до 450-675 мм с программируемыми свойствами, и специально легированные монокристаллы. Проблемами электронных устройств ближайшего будущего станут теплоотвод и снижение

энергопотребления. Способами решения этих проблем могут явиться как схемотехнические решения так и использование моноизотопного кремния, теплопроводность которого значительно выше, чем у обычного кремния, состоящего из трёх устойчивых изотопов. И после 2030-х гг., когда прогнозируется закат кремниевой эры, кремниевые технологии всё ещё будут сохранять свои позиции в силовой и информационной электронике, солнечной энергетике. Качественный скачок при переходе на новый вид элементной базы — графеновой, фотонной, спинтронной или др. Однако, даже если новые материалы существенно превзойдут по своим характеристикам кремний, новые подходы к приборным технологиям унаследует передовые достижения кремниевой электроники.

Список литературы

1. Камински, Н. Воздействие космического излучения на интенсивность отказов IGBT / Н. Камински, Т. Стясни // *Силовая электроника*. – 2008. – №1. – С.30-32.
2. Busatto, G. Cosmic Rays induced Single Event Effects in Power Semiconductor Devices / G. Busatto // *Naples*. – 2006. URL: http://g.eng.cam.ac.uk/robuspic/pub_present/ISPSD06/02_Busatto.pdf
3. Войтович, В. Si, CaAs, SiC, CaN – Силовая электроника. Сравнение, новые возможности / В. Войтович, А. Гордеев, А. Думаневич // *Силовая электроника*. – 2010. – №5. – С. 4-10.
4. Енишерлова, К. Л. Кремниевые структуры для силовой электроники / К. Л. Енишерлова, М. М. Крымко // *Химия в интересах устойчивого развития*. – 2001. – №9. – С. 845-851.
5. Сурайкин, А. И. Быстродействующие высоковольтные GaAs диоды для силовой электроники / А. И. Сурайкин. URL: <http://cyberleninka.ru/.../bystrodeystvuyuschie-vysokovoltnye-gaas-diody-dlya-silov> - 2014.
6. Бунтов, Е. Гетероструктуры на основе нитрида галлия (GaN) и технологии компании OMMIC на их основе / Е. Бунтов. URL: www.npk-photonica.ru/images/statya-svch-pdf102540.pdf.
7. Абдулаев, О. Р. Разработка технологии создания эпитаксиальных структур нитрида галлия на кремнии для мощных СВЧ p-i-n диодов / О. Р. Абдуллаев, М. В. Меженны, М. Ю. Филатов // *«Кремний-2014». Тезисы докладов. Иркутск, 7-12.07.- 2014.* – С. 152.
8. Балакирев, А. Перспективы нитрида галлия в СВЧ-электронике. Решения компании RFHIC // А. Балакирев, А. Туркин // *Электроника. Наука. Технология. Бизнес*. – 2015. – №4. – С. 4-69.
9. Rahimo, M. Power Semiconductors for Power Electronics Applications ABB Switzerland Ltd, Semiconductors / M. Rahimo // *CAS-PSI Special course Power Converters, Baden Switzerland*. – 8th May 2014. – slides 43, 46.
10. Fujitsu. URL: http://www.fujitsu.com/emea/news/pr/fseu-en_20130717-1061-fujitsu-gan-power-devices-150v.html.
11. Войер, П. Прорыв в технологиях широкозонных материалов предвещает начало масштабного внедрения SiC / П. Войер // *Новости электроники*. – 2017. – № 11. URL: <https://www.compel.ru/lib/ne/2017/11/6>.
12. URL: <https://hi-news.ru/technology/elektronika-kotorayasmozhet-rabotat-na-venere-kak-ee-sozdat.html>.

13. URL:https://ko.com.ua/stoimost_moshhnoj_elektroniki_na_osnove_sic_snizitsya_v_3_i_bolee_raz_121574.
14. **Хмельницкий, Р. А.** Синтетический алмаз для электроники и оптики / **Р. А. Хмельницкий, Н. Х. Талипов, Г. Е. Чучева.** – Москва: Издательство ИКАР. – 2017. – 228 с.
15. Алмазная реанимация закона Мура. URL: <https://habr.com/post/285984/>.
16. **Груздов, В. В.** Контроль новых технологий в твердотельной СВЧ электронике / **В. В. Груздов, Ю. В. Колковский, Ю. А. Концевой.** – Москва: Техносфера, 2016. – 328 с.
17. **Войтович В.** Идеи 60-х как материальная возможность перестроить мировую электронику XXI века / **В. Войтович, А. Гордеев** // *Современная электроника.* – 2013. - № 3. - С. 10-16.
18. **Бондарь, Д.** Нитрид галлия – премьер среди новых материалов полупроводниковой микроэлектроники / **Д. Бондарь** // *Компоненты и технологии.* – 2018. - №4. – С. 134-137.
19. **Бондарь, Д.** Полупроводниковая микроэлектроника – 2017 г. Ч. 3. Новые материалы посткремниевой эпохи – уже настоящее, а не будущее / **Д. Бондарь** // *Электронные компоненты.* – 2018. – № 1. URL: <http://www.syntezmicro.ru/download/publikatsii>.
20. **Бондарь, В.** Мировая рокировка военной и гражданской микроэлектроники. Везде, кроме России / **В. Бондарь** // *Электронные компоненты.* – 2018. – № 4. URL: <http://www.syntezmicro.ru/download/publikatsiihttp>
21. iXBT Новости. URL: www.ixbt.com.
22. Electronic engineering times. URL: www.eetimes.com.
23. **Рейви, К.** Дефекты и примеси в полупроводниковом кремнии / **К. Рейви.** – Москва : Мир, 1984. – 475 с.
24. **Александров, Л. Н.** Переходные области эпитаксиальных полупроводниковых пленок / **Л. Н. Александров.** – Новосибирск: Наука, 1978. – 270 с.
25. **Бахрушин, В. Е.** Роль фоновых примесей подложки в формировании переходной области слаболегированных эпитаксиальных слоев кремния / **В. Е. Бахрушин** // *Неорганические материалы.* – 1996. - Т.32. – №6. - С. 650-652.
26. **Бахрушин, В. Е.** Образование прослоек дырочного типа в кремниевых эпитаксиальных p-n⁺ структурах / **В. Е. Бахрушин, П. Н. Галкин и др.** // *Эл. техника. Сер. Полупроводниковые приборы.* – 1991. – №1. – С. 10-14.
27. **Критская Т. В.** Современные тенденции получения кремния для устройств электроники: Монография / **Т. В. Критская.** - Запорожье: Изд-во: ЗГИА, 2013. – 353 с.
28. Пат. 0002202656 Россия МКИ⁷ С30В 15/04 Способ получения кремния, легированного сурьмой / Губенко А. Я. (Россия). – № 2001115968. Заявл. 15.06.01. Опубл. 320.04.03. Бюл. № 14.
29. Ядерно-легированный кремний для силовой электроники. URL: <https://habr.com/post/388867/>.
30. **Johnson, N. M.** Hydrogen passivation of oxygen-related thermal-donor defect in silicon / **N. M. Johnson, S. K. Hahn** // *Appl. Phys. Lett.* - 1986. - v.48. – №11. - P. 709-711.
31. **Claubourn, M.** Activation energy for thermal donors in silicon / **M. Claubourn, R. C. Newan** // *Appl. Phys. Lett.* - 1987. - v. 51. – № 26. - P. 2197-2199.
32. **Шаховцов, В. И.** Некоторые проблемы радиационной физики твердого тела / **Шаховцов В. И., Ясковец И. И.** // *УФ.* - 1979. - Т. 24. - № 2. – С. 193-203.
33. **Критская, Т. В.** Особенности спектров ИК-поглощения термодоноров в кристаллах Si:Ge / **Т. В. Критская, Л. И. Хируненко, В. И. Шаховцов, В. И. Яшник** // *ФТП* – 1990. – Т.24. – Вып. 6. - С. 1129-1132.
34. Feature and Application of Gate Turn-off Thyristors. Mitsubishi Highpower Semiconductors. URL: http://www.mitsubishichips.com/Global/files/manuals/gtot_hyristors.pdf.
35. **Владимиров, В. М.** Планетарное распределение вторичных нейтронов / **В. М. Владимиров, Л.В. Границкий, Н. Н. Гурова, А. В. Салагаева, Р. Г. Хлебопрос.** Сайт «Современные проблемы». URL: <http://modernproblems.org.ru/ecology/14-hlebopros3.html>.
36. **Быткин, С. В.** Конкурентная разведка конъюнктурно-технологических перспектив традиционного и high-tech экспорта Украины: Монография / **С. В. Быткин.** – Запор. Держ. Інж. Акад. - Запоріжжя:ЗДІА, 2017. - 280 с.
37. **Bruemmer, J. E.** Schmitz Efficient Design in a DC to DC Converter Unit. NASA Technical Memorandum / **J. E. Bruemmer, F. R. Williams G. V. E**-13499 prepared for the 37th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, Washington, DC, July 28–August 2, 2002. URL: <http://gltrs.grc.nasa.gov/reports/2002/TM-2002-211804.pdf>.
38. **Keller J.** Power electronics designers look to the future / **J. Keller** // *Military & Aerospace Electronics.* – 2002. URL: http://mae.pennnet.com/articles/article_display.cfm?Section=ARCHI&C=Feat&ARTICLE_ID=161973&KEYWORDS=Schottky%20QPL&p=32.
39. **Rausch, R.** Electronic Components & Systems and their Radiation Qualification for Use in the LHC Machine. European Laboratory For Particle Physics, Cern-SI Divisioncern SI 99-004 (Co) / **R. Rausch** // *Invited Paper presented at LHC Electronic Board Workshop Snowmass, Colorado, USA, 20-25 September 1999.* URL: http://project.slac.stanford.edu/lc/local/Radphysics/European_Lab.pdf.
40. **Taranovich, S.** Si vs. GaN vs. SiC: Which process and supplier are best for my power design? / **S. Taranovich** // Сайт EDN. – 2013. URL: <http://www.edn.com/design/power-management/4409627/3/Si-vs--GaN-vs--SiC--Which-process-and-supplier-are-best-for-my-power-design>.
41. А.с. 1603860 СССР, МКИ³ С 30 В 31/20, 29/06. Способ обработки монокристаллов кремния / Критская Т. В., Неймарк К.Н., Нечипоренко Ю.Л., Трубицын Ю.В., Червонный И.Ф., Кустов В.Е., Шаховцов В.И., Шиндич В.Л., Бидуха В.И., Думбров В.И., Фалькевич М. Э., Ахтман Л. К. (СССР). – № 4484438/23 – 26; заявлено 19.09.88.
42. **Критская, Т. В.** Воздействие γ -облучения на кварцевые тигли / **Т. В. Критская, К. Н. Неймарк, Б. Л. Шкляр** // *Цветные металлы.* – 1993. – № 2. – С. 49-50.
43. **Шаховцов, В. И.** Некоторые проблемы радиационной физики твердого тела / **В. И. Шаховцов, И. И. Ясковец** // *УФЖ.* -1979. - Т. 24. – № 2. - С. 193-203.
44. **Hirashi, H.** The dissolution rate of silica in molten silicon / **H. Hirashi, K. Hoshikawa** // *Jap. J. Appl. Phys.* - 1980. - V. 19, № 8 - P. 1573-1574.
45. **Регель, А. .** Закономерности формирования структуры электронных расплавов / **А. Р. Регель, В. М. Глазов.** – Москва: Наука, 1982. – 294 с.
46. **Полтавцев, Ю. Г.** Структура полупроводниковых расплавов / **Ю. Г. Полтавцев.** – Москва: Металлургия, 1984. – 264 с.

47. Губенко, А. Я. Фазовые превращения в твердом и жидком кремнии / А. Я. Губенко // *Кристаллография*, 2001. -Т.46. – № 1. -С. 88-94.
48. Таран, Ю. М. Структурные изменения при нагреве монокристаллов кремния / Ю. М. Таран, В. М. Глазов, А.Р. Регель и др. // *ФТП*. -1991. -Т.25. – Вып. 4.- С.588-595.
49. Глазов, В. М. Подход к обоснованию возможности повышения термостабильности кремния путем его легирования / В. М. Глазов // *Изв. Вузов. Цветная металлургия*. - 1997. -№ 6. - С. 67-71.
50. Таран, Ю. Н. Влияние легирования на структуру и свойства полупроводникового кремния / Ю. Н. Таран, В. З. Куцова, Т. В. Критская и др. // *Изв. Вузов. Материалы электронной техники*. - 2003. - 1. - С. 26-29.
51. Приходько, Э. В. Металлохимия комплексного легирования / Э. В. Приходько. – Москва: Металлургия, 1983. – 184 с.
14. Hmelnickij, R. A., Talipov, N. H. Chucheva, G. E. Sinteticheskijalmaz dlya elektroniki i optiki. Moskwa, 2017, 228.
15. Almaznaya reanimaciya zakona Mura. Available at: <https://habr.com/post/285984/>.
16. Gruzdov, V. V., Kolkovskij, Yu. V., Koncevoj, Yu. A. Kontrol novyh tehnologij v tverdotelnoj SVCh elektronike [Control of new technologies in solid-state microwave electronics]. Moskva, 2016, 328.
17. Vojtovich, V. Gordeev, A. Idei 60-h kak materialnaya vozmozhnost perestroit mirovuyu elektroniku XXI veka. *Sovremennaya elektronika*, 2013, 3, 10-16.
18. Bondar, D. Nitrid galliya – premer sredi novyh materialov poluprovodnikovoj mikroelektroniki. *Komponenty i tehnologii*, 2018, 4, 134-137.
19. Bodnar, D. Poluprovodnikovaya mikroelektronika – 2017. 3. Novye materialy postkremnievoj epohi – uzhe nastoyashee, a ne budushee. *Elektronnye komponenty*. 2018, 1. Available at: <http://www.syntezmicro.ru/download/publikatsii>.

Bibliography (transliterated)

1. Kaminski, N., Styasni, T. Vozdejstvie kosmicheskogo izlucheniya na intensivnost otkazov IGBT [The impact of cosmic radiation on the intensity of IGBT failures]. *Silovaya elektronika* [Power electronics], 2008, 1, 30-32.
2. Busatto, G. Cosmic Rays induced Single Event Effects in Power Semiconductor Devices. *Naples*, June, 4th 2006. Available at: http://g.eng.cam.ac.uk/robustpic/pub_present/ISPSD06/02_Busatto.pdf.
3. Vojtovich, V. A. Gordeev, A., Dumanevich, A. Si, SaAs, SiS, SaN – Cilovaya elektronika. Cravnenie, novye vozmozhnosti. *Silovaya elektronika*, 2010, 5, 4-10.
4. Enisherlova, K. L., Krymko, M. M. Kremnievye struktury dlya silovoj elektroniki. *Himiya v interesah ustojchivogo razvitiya*, 2001, 9, 845-851.
5. Surajkin, A. I. Bystrodejstvuyushie vysokovoltnye GaAs diody dlya silovoj elektroniki. 2014. Available at: <http://cyberleninka.ru/.../bystrodejstvuyushie-vysokovoltnye-gaas-diody-dlya-silov>.
6. Buntov, E. Geterostruktury na osnove nitrida galliya (GaN) i tehnologii kompanii OMMIC na ih osnove. Available at: www.npk-photonica.ru/images/statya-svch-pdf102540.pdf.
7. Abdulaev, O. R., Mezheny, M. V., Filatov, M. Yu. Razrabotka tehnologii sozdaniya epitaksialnyh struktur nitrida galliya na kremnii dlya moshnyh SVCh p-i-n diodov. «*Kremnij-2014*». Tezisy dokladov. Irkutsk, 7-12.07. 2014, 152.
8. Balaekirev, A., Turkin, A. Perspektivy nitrida galliya v SVCh-elektronike. Resheniya kompanii RFHIC. *Elektronika. Nauka. Tehnologiya Biznes*, 2015, 4, 4-69.
9. Rahimo, M. Power Semiconductors for Power Electronics Applications ABB Switzerland Ltd, Semiconductors . *CAS-PSI Special course Power Converters*, Baden Switzerland, 8th May 2014, slides 43, 46.
10. Fujitsu. Available at: http://www.fujitsu.com/emea/news/pr/fseu-en_20130717-1061-fujitsu-gan-power-devices-150v.html
11. Vojer, P. Proryv v tehnologiyah shirokozonnnyh materialov predveshaet nachalo masshtabnogo vnedreniya SiC. *Novosti elektroniki*, 2017, 11. Available at: <https://www.compel.ru/lib/ne/2017/11/6>.
12. Available at: <https://hi-news.ru/technology/elektronika-kotoraya-smozhet-rabotat-na-venere-kak-ee-sozdat.html>.
13. Available at: <https://ko.com.ua/stoimost-moshhnoj-elektroniki-na-osnove-sic-snizitsya-v-3-i-bolee-raz-121574>.
20. Bondar, V. Mirovaya rokirovka voennoj i grazhdanskoj mikroelektroniki. Vезде, krome Rossii. *Elektronnye komponenty*, 2018, 4. Available at: <http://www.syntezmicro.ru/download/publikatsiihttp>
21. iXBT Novosti. Available at: www.ixbt.com.
22. Electronic engineering times. Available at: www.eetimes.com.
23. Rejvi, K. Defekty i primesi v poluprovodnikovom kremnii. Moskwa: Mir, 1984, 475.
24. Aleksandrov, L. N. Pehodnye oblasti epitaksialnyh poluprovodnikovyh plenok. Novosibirsk: Nauka, 1978, 270.
25. Bahrushin, V. E. Rol fonovyh primesej podlozhki v formirovanii perehodnoj oblasti slabolegirovannyh epitaksialnyh sloev kremniya. *Neorganicheskie materialy*, 1996, 32, 6, 650-652.
26. Bahrushin, V. E., Galkin, P. N. i dr. Obrazovanie prosloek dyrochnogo tipa v kremnievyh epitaksialnyh n-n+ strukturah. *El. tehnika. Ser. Poluprovodnikovye pribory*, 1991, 1, 10-14.
27. Kritskaya, T. V. Sovremennye tendencii polucheniya kremniya dlya ustrojstv elektroniki: Monografiya Zaporozhe, 2013, 353.
28. Gubenko, A. Ya. Pat. 0002202656 Rossiya MKI7 S30V 15/04 Sposob polucheniya kremniya, legirovannogo surmoj. № 2001115968. Zayavl. 15.06.01. Opubl. 320.04.03. Byul. 14
29. Yaderno legirovannyj kremnij dlya silovoj elektroniki. Available at: <https://habr.com/post/388867/>.
30. Johnson, N. M., Hahn, S. K. Hydrogen passivation of oxygen-related thermal-donor defect in silicon. *Appl Phys. Lett.*, 1986, 48, 11, 709-711.
31. Claubourn, M., Newan, R.C. Activation energy for thermal donors in silicon. *Appl. Phys. Lett.*, 1987, 51, 26, 2197-2199.
32. Shahovcov, V. I., Yaskovec, I. I. Nekotorye problemy radiononnoj fiziki tverdogo tela [Some problems of solid-state radiation physics] . *UF*. 1979, 24, 2, 193 – 203.
33. Kritskaya, T. V. Osobennosti spektrov IK-pogosheniya termodonorov v kristallah Si:Ge. *FTP*, 1990, 24, 6, 1129-1132.
34. Feature and Application of Gate Turn-off Thyristors. Mitsubishi Highpower Semiconductors. Available at: <http://www.mitsubishichips.com/Global/files/manuals/gtothyristors.pdf>.
35. Vladimirov, V. M., Granickij, L. V., Salagaeva, A. V., Hlebopros, R. G. Planetarnoe raspredelenie vtovichnyh

- nejtronov. «Sovremennyye problemy». Available at: <http://modernproblems.org.ru/ecology/14-hlebopros3.html>.
36. **Bytkin, S. V.** Konkurentnaya razvedka konyunktorno-tehnologicheskikh perspektiv tradicionnogo i high-tech eksporta Ukrainy: Monografiya Zapor. Derzh. Inzh. Akad. Zaporizhzhya: ZDIA, 2017, 280.
 37. **Bruemmer, J. E., Williams, F. R.** Schmitz Efficient Design in a DC to DC Converter Unit. NASA Technical Memorandum. G.V.E-13499 prepared for the 37th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, Washington, DC, July 28–August 2, 2002. Available at: <http://gltrs.grc.nasa.gov/reports/2002/TM-2002-211804.pdf>.
 38. **Keller, J.** Power electronics designers look to the future. Military & Aerospace Electronics November, 2002. Available at: http://mae.pennnet.com/articles/article_display.cfm?Section=ARCHI&C=Feat&ARTICLE_ID=161973&KEYWORDS=Schottky%20QPL&p=32.
 39. **Rausch, R.** Electronic Components & Systems and their Radiation Qualification for Use in the LHC Machine. European Laboratory For Particle Physics, Cern-SI Division Cern SI 99-004 (Co). *Invited Paper presented at LHC Electronic Board Workshop Snowmass*, Colorado, USA, 20-25 September 1999. Available at: http://project.slac.stanford.edu/lc/local/Radphysics/European_Lab.pdf.
 40. **Taranovich, S.** Si vs. GaN vs. SiC: Which process and supplier are best for my power design? *EDN*, 2013. Available at: <http://www.edn.com/design/power-management/4409627/3/Si-vs-GaN-vs-SiC-Which-process-and-supplier-are-best-for-my-power-design>.
 41. **Kritskaya, T. V., Nejmark, K. N., Nechiporenko, Yu. L., Trubicyn, Yu. V., Chervonnyj, I. F., Kustov, V. E., Shahovcov, V. I., Shindich V. L., Biduha V. I., Dumbrov, V. I., Falkevich, M. E., Ahtman, L. K. A.s.** 1603860 SSSR, MKI3 S 30 V 31/20, 29/06. Sposob obrabotki monokristallov kremniya / 4484438/23–26; zayavleno 19.09.88.
 42. **Kritskaya, T. V., Nejmark, K. N., Shklyar, B. L.** Vozdejstvie g-obluche-niya na kvarcevye tigly. *Cvetnye metally [Black metals]*, 1993, 2, 49-50.
 43. **Shahovcov, V. I., Yaskovec, I. I.** Nekotorye problemy radiacionnoj fiziki tverdogo tela. *UFZh*, 1979, 24, 2, 193-203.
 44. **Hirashi, H., Hoshikawa, K.** The dissolution rate of silica in molten silicon. *Jap. J. Appl. Phys.*, 1980, 19, 8, 1573-1574.
 45. **Regel, A. R., Glazov, V. M.** Zakonomernosti formirovaniya struktury elektronnyh rasplavov. Moskva, 1982, 294.
 46. **Poltavcev, Yu. G.** Struktura poluprovodnikovyh rasplavov. Moslwa, 1984, 264.
 47. **Gubenko, A. Ya.** Fazovye prevrasheniya v tverdom i zhidkom kremnii. *Kristallografiya*, 2001, 46, 1, 88-94.
 48. **Taran, Yu. M., Glazov, V. M.** Strukturnye izmeneniya pri nagreve monokristallov kremniya. *FTP*, 1991, 25, 4, 588-595.
 49. **Glazov, V. M.** Podhod k obosnovaniyu vozmozhnosti povysheniya termostabilnosti kremniya putem ego legirovaniya. *Izv. Vuzov. Cvetnaya metallurgiya*, 1997, 6, 67-71.
 50. **Taran, Yu. N., Kucova, V. Z., Kritskaya, T. V.** Vliyanie legirovaniya na strukturu i svoystvopoluprovodnikovogo kremniya. *Izv. Vuzov. Materialy elektronnoj tehniki*, 2003, 1, 26-29.
 51. **Prihodko, E. V.** Metallohimiya kompleksnogo legirovaniya. Moskva, 1983, 184.

Сведения об авторах

Критская Татьяна Владимировна – доктор технических наук, профессор, заведующая кафедрой электронных систем, Запорожская государственная инженерная академия, г. Запорожье, Украина; e-mail: krytskaja2017@gmail.com.

Tatyana Kritskaya – Doctor of Technical Sciences, Professor, , Head of the Department of Electronic Systems, Zaporizhzhya State Engineering Academy, Zaporozhye, Ukraine; e-mail: krytskaja2017@gmail.com.

Быткин Сергей Витальевич – кандидат технических наук, доцент, начальник отдела конъюнктурно - технологического системного анализа ПАО «Запорожсталь», г. Запорожье, Украина; e-mail: bytkin@bigmir.net.

Sergey Bytkin – Candidate of Technical Sciences, Associate Prof., Head of the Department of Conjunction and Technology System Analysis of PJSC "Zaporizhstal", Zaporozhye, Ukraine; e-mail: bytkin@bigmir.net.

Пожалуйста, ссылайтесь на эту статью следующим образом:

Критская, Т. В. Перспективные полупроводниковые материалы для использования в силовой электронике / **Т. В. Критская, С. В. Быткин** // *Вестник НТУ «ХПИ», Серия: Новые решения в современных технологиях.* – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 148-161. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.21.

Please cite this article as:

Kritskaya, T. V., Bytkin, S. V. Perspective semiconductor materials for the using in the power electronics. *Bulletin of NTU "KhPI". Series: New solutions in modern technologies.* – Kharkiv:NTU"KhPI", 2018, 26(1302), 1, 148-161, doi:10.20998/2413-4295.2018.26.21.

Будь ласка, посилайтесь на цю статтю наступним чином:

Критська, Т. В. Перспективні напівпровідникові матеріали для використання в силовій електроніці / **Т. В. Критська, С. В. Биткін** // *Вісник НТУ «ХПІ», Серія: Нові рішення в сучасних технологіях.* – Харків: НТУ «ХПІ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 148-161. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.21.

АНОТАЦІЯ Технології високотемпературних і радіаційно стійких силових напівпровідникових приладів (СНП) використовують структури на основі SiC, GaN. Світовий ринок дискретних силових приладів в 2024 р становитиме ~ \$ 23 млрд., Частка приладів на основі кремнію $\cong 87\%$. Запропоновано методи спеціального легування монокристалів CZ-Si і обробки, що підвищує механічні властивості Si, а також радіаційну і термічну стабільність СНП на основі CZ-Si<Ge>. **Ключові слова:** силовий напівпровідниковий прилад; гетероепітаксія; кремній; монокристал; легування; CZ-Si<Ge>; термічна стабільність; радіаційна стійкість

Поступила 27.06.2018

УДК 621.391

doi:10.20998/2413-4295.2018.26.22

ВПЛИВ ВИСОКОЧАСТОТНИХ ВТРАТ У РЕАЛЬНОМУ НАКОПИЧУВАЛЬНОМУ ДРОСЕЛІ ТРАНЗИСТОРНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ПРИ ЗАСТОСУВАННІ БЕЗФІЛЬТРОВОГО МЕТОДУ ЗМЕНШЕННЯ КОНДУКТИВНИХ ЗАВАД

В. К. ГУРІН, В. О. ПАВЛОВСЬКИЙ, О. М. ЮРЧЕНКО, Ю. О. ТВЕРДОХЛІБ

*Інститут електродинаміки НАН України, Київ, УКРАЇНА
e-mail: yuon@ied.org.ua*

АНОТАЦІЯ Розглянуто вплив високочастотних втрат реального накопичувального дроселя (НД) на ємність компенсуючого конденсатора (КК) у схемі компенсації паразитної ємності перетворювачів, яка зумовлює проникнення несиметричних кондуктивних завад від перетворювачів в електромережу. Одержано вираз для оптимального значення ємності КК, яке забезпечує мінімізацію напруги несиметричної завади від перетворювача, а також перевірено та підтверджено правильність одержаного виразу. Показано, що оптимальна ємність КК не залежить від високочастотних втрат НД.

Ключові слова: перетворювач напруги; компенсація паразитної ємності; несиметрична завада

INFLUENCE OF HIGH FREQUENCY LOSS IN AN ACCUMULATING CHOKE OF BOOST POWER FACTOR CORRECTION CONVERTERS UNDER USING OF NON-FILTER CANCELLATION OF CONDUCTIVE NOISE

V. K. GURIN, V. O. PAVLOVSKYI, O. M. YURCHENKO, Yu. O. TVERDOHLIB

Institute of Electrodynamics of National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv, UKRAINE

ABSTRACT In the paper, the influence of high frequency loss in a real accumulating input choke (AIC) of boost power factor correction converters on the capacitance in the circuit of converter's parasitic capacitance cancellation is considered. The parasitic capacitance mentioned above causes the spreading of noise CM voltage generating by a converter, into a main. Under the studying of high frequency loss influence in the AIC it was analyzed the equivalent circuit of the converter containing the real AIC (with parasitic winding capacitance and high frequency loss) as a source of CM noise. The expression for the optimal capacitance which provides minimization of converters common mode noise was obtained, and correctness of the said expression was checked with the aid of PSPICE. The simulation confirmed the correctness of the expression mentioned above. As a result of investigations carried out and described in the paper it is estimated that for real values of the AIC parasitic parameters the optimal capacitance does not practically depend on its high frequency loss.

Keywords: Common-mode noise; parasitic cancellation; power factor correction (PFC) converter

Вступ

Сучасні транзисторні перетворювачі напруги є генераторами інтенсивних електромагнітних завад у діапазоні частот від десятків кГц до десятків і сотень МГц [5,9]. Згадані завади діють у мережі електроживлення у вигляді напруги кондуктивних завад [7]. Одним з методів їх зменшення є електромережні протизавадні фільтри; вони часто займають до 30 % і більше загального об'єму, маси та вартості перетворювача [4]. Тому для більшості силових транзисторних перетворювачів напруги, і особливо для тих, які застосовуються у бортових системах електроживлення [6], актуально і важливо дослідити такі методи зменшення кондуктивних завад, які дозволяють спростити схему та

конструкцію фільтрів або навіть зовсім обійтись без використання згаданих фільтрів.

Такий метод ефективного зменшення напруги несиметричних завад, які генерує перетворювач з накопичувальним дроселем на вході, без використання протизавадного електромережного фільтра запропонований та описаний у роботах [3,8]. Показано, що для широкого класу перетворювачів напруги основною причиною інтенсивних несиметричних завад є паразитна ємність між силовими колами перетворювача і його корпусом. Також показано, що можна створити такий накопичувальний дросель, який буде генерувати «від'ємну» ємність заданого значення для компенсації згаданої вище паразитної ємності. Це спричинить значне зменшення напруги цієї завади.

З цієї метою накопичувальний дросель перетворювача виконують у вигляді двох послідовно з'єднаних обмоток з неоднаковою кількістю витків; обмотки мають бути охоплені сильним магнітним зв'язком (коефіцієнт магнітного зв'язку $k_{зв} \rightarrow 1$) і увімкнені зустрічно, а між точкою з'єднання обмоток і корпусом перетворювача необхідно увімкнути конденсатор ємністю C , яка жорстко пов'язана з параметрами схеми компенсації та зі значенням паразитної ємності в несиметричному колі перетворювача.

Постановка задачі

Для практичної реалізації згаданого вище методу зменшення несиметричних заводів важливо дослідити та оцінити вплив високочастотних втрат реального накопичувального дроселя (НД) на ефективність роботи схеми компенсації паразитної несиметричної ємності транзисторного перетворювача, і, як наслідок, на ефективність зменшення кондуктивних несиметричних заводів від перетворювача.

Матеріали та результати дослідження

Для вирішення поставленої задачі було проаналізовано еквівалентну схему транзисторного перетворювача з НД як генератора несиметричних заводів. Ця схема показана на рис. 1 разом з колами вимірів заводів. Тут вхідне джерело напруги, еквіваленти електромережі і випрямляча на вході транзисторного перетворювача напруги, а також вимірювальні кола спрощено показані як резистори R_1 і R_2 (номінальним опором 50 Ом кожний), з'єднані перемичкою [9].

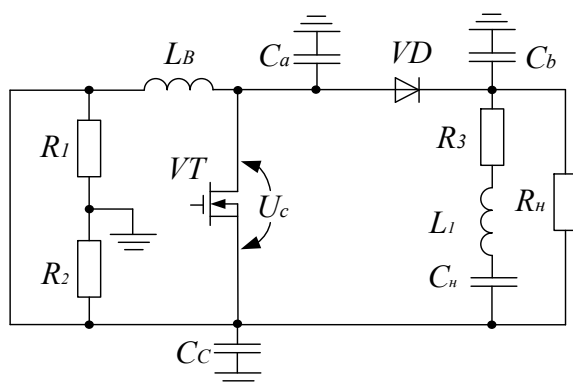


Рис. 1. Еквівалентна схема транзисторного перетворювача з НД

На рис. 1 силовий ключ перетворювача (VT) умовно показаний без кіл керування затвором і без захисного діода між стоком і витком транзистора VT. На рис. 1 прийняті позначення: C_a - паразитна ємність «силові кола перетворювача – корпус»; C_b , C_c

- паразитні ємності перетворювача; C_n – конденсатор фільтра на виході перетворювача; L_0 – накопичувальний дросель на вході перетворювача; L_1 – індуктивність виводів конденсатора C_n ; R_3 – опір високочастотних втрат конденсатора C_n ; R_n – опір навантаги на виході перетворювача; U_c - напруга на вихідних контактах ключа VT; VD – зворотній діод перетворювача.

На рис. 2 перетворювач напруги показаний як еквівалентний генератор меандра U_c , а традиційний НД L_0 перетворювача замінений згаданою вище схемою компенсації несиметричних заводів.

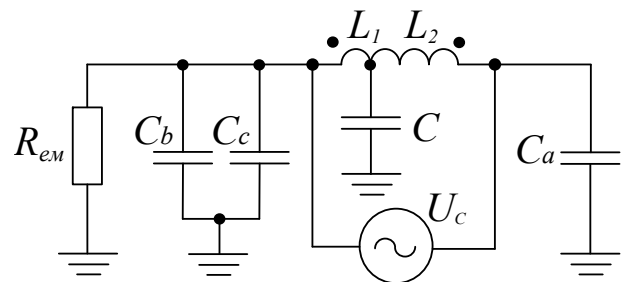


Рис. 2 – Еквівалентний генератор меандра U_c

На рис. 2 прийняті позначення: C – конденсатор схеми компенсації паразитної ємності C_a перетворювача; $R_{ем} = 25$ Ом - еквівалентний вхідний опір вимірювача несиметричних заводів; L_1 і L_2 – індуктивності неоднакових обмоток, з яких складається НД перетворювача.

Для подальшого аналізу введемо магнітну розв'язку між дроселями L_1 і L_2 згідно з відомими правилами [1]. Крім того, доповнимо дросель L_2 паразитною міжвитковою ємністю C_i та опором високочастотних втрат R_f ; така схема показана на рис.3.

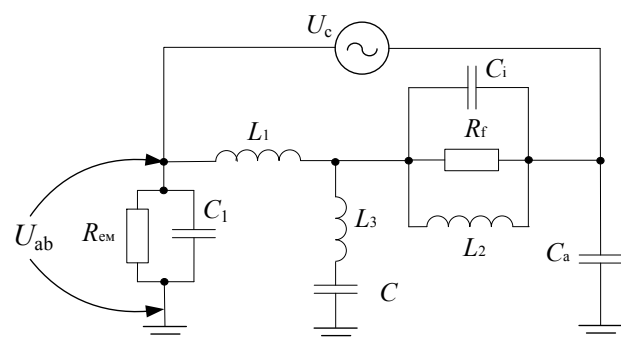


Рис. 3 – Схема

На рис. 3 прийняті позначення: $C_1 = C_b + C_c$; U_{ab} - напруга несиметричної завади, генерованої перетворювачем. На схемі рис. 3 не показані міжвиткова ємність та опір високочастотних втрат дроселя L_1 , тому що обмотка цього дроселя зазвичай має лише 1..2 витки [9], і для спрощення подальшого

аналізу згаданими вище паразитними параметрами дроселя L_1 можна знехтувати.

Розрахувавши напруги і струми у схемі рис. 3 за допомогою методу контурних струмів [1], знайдемо вираз для ємності C конденсатора схеми компенсації паразитної ємності C_a перетворювача з врахуванням високочастотних втрат у дроселі L_2 і паразитної міжвиткової ємності C_i , поставивши умову, щоб напруга $U_{ab} \rightarrow 0$. В результаті розрахунку одержано такий вираз для ємності C :

$$C = \frac{C_a(n-1)[2\pi C_i \cdot f \cdot (2\pi L \cdot f \cdot n + iR_f) + 1]}{4\pi^2 C_i L f^2 n(n-1)(4\pi^2 C_a L f^2 n - 1) + 1 + i2\pi C_i R_f f} \quad (1)$$

У виразі (1) прийнято, що $i = \sqrt{-1}$, f – поточна частота, $L = L_B / (n-1)$, де L_B – задана індуктивність НД, n – відношення витків у обмотках дроселів L_2 і L_1 .

Для перевірки правильності цього виразу підставимо у нього значення $C_i = 0$, $R_f \rightarrow \infty$; за цієї умови ми повинні одержати вираз

$$C = C_a(n-1), \quad (2)$$

який був одержаний у роботі [9] для випадку ідеалізованих елементів схеми, тобто коли $C_i = 0$, $R_f \rightarrow \infty$.

Нескладно переконатися, що якщо у вираз (1) підставити значення $C_i = 0$, $R_f \rightarrow \infty$, то він переходить у вираз (2); отже, вираз (1) є правильним.

З розгляду виразу (1) видно, що він є достатньо громіздким і неочевидним для аналізу, тому спробуємо його спростити. Цей вираз можна записати так:

$$C = C_a(n-1) \cdot K_c, \text{ де}$$

$$K_c = \frac{2\pi C_i \cdot f \cdot (2\pi L \cdot f \cdot n + iR_f) + 1}{4\pi^2 C_i L f^2 n(n-1)(4\pi^2 C_a L f^2 n - 1) + 1 + i2\pi C_i R_f f} \quad (3)$$

Розглянемо вираз (3) для коефіцієнта K_c . Діапазон частот, в якому відбувається ефективна компенсація паразитної ємності C_a перетворювача, складає 0,1...1 МГц, типові значення $C_a = 20...50$ пФ, типові значення індуктивності L знаходяться у межах 0,2... 0,5 мкГ, $n = 27...55$ [9]. Щодо опору високочастотних втрат R_f та міжвиткової ємності C_i , то ці паразитні параметри зручно знайти, виходячи з практично досяжних значень добротності Q і реальних значень резонансної частоти f_0 паралельного коливального контура L_2 , C_i (рис. 3). Це пояснюється тим, що опір високочастотних втрат R_f згаданого коливального контура пов'язані з його ємністю та індуктивністю відомим співвідношенням [2]:

$$R_f = \frac{1}{2\pi f_0 C_i} Q = 2\pi f_0 L_2 Q. \quad (4)$$

Задаючи добротність (зазвичай $Q = 20...100$) і резонансну частоту (зазвичай $f_0 = 1...10$ МГц), а також враховуючи, що згідно з [9] $L_2 = nL(n-1)$, з виразу (4) нескладно одержати значення резистора R_f .

Підставивши всі вищевказані значення параметрів у вираз (3), після нескладних перетворень одержимо, що

$$K_c \approx \frac{2\pi L \cdot f \cdot n + iR_f}{2\pi L \cdot f \cdot n + iR_f} = 1. \quad (5)$$

Після підстановки цього значення для K_c у вираз (1), одержимо, що

$$C \approx C_a(n-1). \quad (6)$$

З виразу (6) випливає, що ємність конденсатора C схеми компенсації паразитної ємності C_a перетворювача не залежить від R_f і в силу цього повинна забезпечувати мінімально можливу напругу U_{ab} несиметричної завади, генерованої перетворювачем, незалежно від опору високочастотних втрат R_f обмотки L_2 НД.

Для перевірки такого висновку було проведено моделювання схеми компенсації паразитної ємності C_a перетворювача з врахуванням високочастотних втрат обмотки L_2 НД за допомогою програми *orCAD-PSpice*. Добротність Q була задана трьома значеннями (20, 50, 100), резонансна частота f_0 – значеннями 1, 10, 100 МГц. Результати моделювання показані на рис. 4.

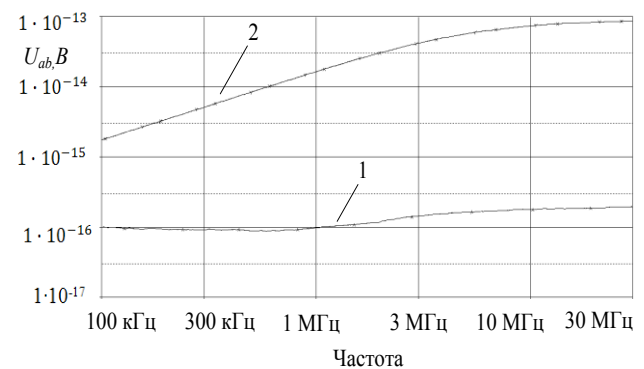


Рис. 4 – Результати моделювання

На цьому рисунку крива 1 позначає напругу U_{ab} несиметричної завади при номінальній ємності $C^{(ном)}$ конденсатора C схеми компенсації паразитної ємності C_a перетворювача, яку обчислювали згідно з виразом (6), крива 2 – напругу U_{ab} при невеликому

розкиді ємності конденсатора C відносно значення $C^{(ном)}$.

З розгляду рис. 4 видно, що незалежно від опору високочастотних втрат обмотки L_2 НД, ємність конденсатора C схеми компенсації паразитної ємності C_a перетворювача, обрахована згідно з виразом (6), забезпечує мінімальну напругу U_{ab} несиметричної завади порівняно з будь-яким іншим значенням ємності конденсатора C .

Висновки

Одержаний в роботі вираз дозволяє визначити оптимальну ємність конденсатора для схеми компенсації паразитної несиметричної ємності перетворювача з реальним накопичувальним дроселем, який має довільні високочастотні втрати. Це, в свою чергу, дозволить мінімізувати напругу несиметричних завад, генерованих перетворювачем з реальним накопичувальним дроселем.

Список літератури

1. Бессонов, Л. А. Теоретические основы электротехники: Электрические цепи / Л. А. Бессонов. - М.: Высш. школа, 1978. - 528 с.
2. Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы / И. С. Гоноровский. - М.: Сов. Радио, 1964. - 695 с.
3. Гурін, В. К. Зменшення кондуктивних завад на вході транзисторних перетворювачів з накопичувальним дроселем / В. К. Гурін, В. О. Павловський, О. М. Юрченко // *Технічна електродинаміка*. - 2016. - № 4. - С. 50-52.
4. Гурін, В. К. Метод зменшення несиметричних завад від перетворювача напруги з накопичувальним дроселем / В. К. Гурін, В. О. Павловський, О. М. Юрченко // *Пр. ін-ту електродинаміки НАН України. Зб. наук. пр.* - К.: ІЕД НАНУ, 2015. - Вип. 41. - С. 117-120.
5. Сенько, В. І. Електроніка і мікро схемотехніка: У 4-х т. Том 4. Книга 2. Силова електроніка: Навч. Посібник / В. І. Сенько, М. В. Панасенко, Є. В. Сенько, та ін. / За ред. В.І. Сенька. - К.: Каравела, 2013. - 316 с.
6. Юрченко, Н. Н. Системи електропитання бортових технологічних установок, працюючих в космосі / Н. Н. Юрченко, О. Н. Юрченко. - Київ: Інститут електродинаміки НАН України, 2001. - 143 с.

Сведения об авторах (About authors)

Гурін Віктор Костянтинович – Інститут електродинаміки НАН України, Київ, Україна; e-mail: yuon@ied.org.ua.

Viktor Gurin – Institute of Electrodynamics of National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv, Ukraine; e-mail: yuon@ied.org.ua.

Павловський Володимир Олександрович – канд. техн. наук, ст. наук. співр., Інститут електродинаміки НАН України; Київ, Україна; e-mail: yuon@ied.org.ua.

Volodymir Pavlovskiy – Candidate of Technical Sciences, Senior Researcher, Institute of Electrodynamics of National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv, Ukraine; e-mail: yuon@ied.org.ua.

Юрченко Олег Миколайович – д-р техн. наук, зав. відділу Інституту електродинаміки НАН України; Київ, Україна; e-mail: yuon@ied.org.ua.

7. Henry, W. Ott. Electromagnetic Compatibility Engineering / W. Ott. Henry. John Wiley & Sons, Inc. Hoboken, New Jersey, 2009, p. 843.
8. Shuo, Wang. Common Mode Noise Reduction for Power Factor Correction Circuit With Parasitic Capacitance Cancellation / Wang, Shuo, Lee, Fred // *IEEE Trans. On Electromagnetic Compatibility*. - 2007. - 49, no. 3. - p. 537-542.
9. Wang, S. Developing Parasitic Cancellation Technologies to Improve EMI Filter Performance for Switching Mode Power Supplies / S. Wang, R. Chen, J. Van Wyk, et al. // *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*. - 2005. - 47, no. 4. - p. 921-929. - doi:10.1109/TEMC.2007.902191.

Bibliography (transliterated)

1. Bessonov, L. A. Teoreticheskie osnovy elektrotehniki: Elektricheskie tsepi. Moscow: Vyssh. Shkola, 1978, 528.
2. Gonorovsky, I. S. Radiotekhnicheskiye tsepi i signaly. Moscow: Sovetskoye radio, 1964, 695.
3. Gurin, V. K., Pavlovskiy, V. O., Yurchenko, O. M. Zmshennia konduktivnyh zavod na vходи tranzystornyh peretvoryuvachiv z nakopychuvalnym drosелеm. *Techn. Elektrodynamika*, 2016, 4, 50-52.
4. Gurin, V. K., Pavlovskiy, V. O., Yurchenko, O. M. Metod zmshennia nesymetrychnyh zavod vid peretvoryuvacha napruhy z nakopychuvalnym drosелеm. *Pr. in-tu elektrodynamiky NAN Ukrainy. Zb. nauk. pr.* - K.: IED NANU, 2015, 41, 117-120.
5. Senko, V. I., Panasenko, M. V., Senko, Ye. V., et al. Elektronika i mikro shemotekhnika: U 4-h t. Tom 4. Knyha 2. Sylova elektronika: Navch. Posibnyk. Za red. V.I. Senka. - K.: Karavela, 2013, 316.
6. Yurchenko, N. N., Yurchenko, O. N. Sistemy elektropitaniya bortovyh tehnologicheskikh ustanovok, rabotayushchih v kosmose. Kiev: Institut elektrodynamiki NAN Ukrainy, 2001, 143.
7. Henry, W. Ott. Electromagnetic Compatibility Engineering. John Wiley & Sons, Inc. Hoboken, New Jersey, 2009, 843.
8. Shuo, Wang, Fred, Lee. Common Mode Noise Reduction for Power Factor Correction Circuit With Parasitic Capacitance Cancellation. *IEEE Trans. On Electromagnetic Compatibility*, 2007, 49, no. 3, 537-542.
9. Wang, S., Chen, R., Van Wyk, J., et al. Developing Parasitic Cancellation Technologies to Improve EMI Filter Performance for Switching Mode Power Supplies. *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, 2005, 47, no. 4, 921-929, doi:10.1109/TEMC.2007.902191.

Oleg Yurchenko – Doctor of Technical Sciences, Head of the Department of Institute of Electrodynamics of National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv, Ukraine; e-mail: yuon@ied.org.ua.

Твердохліб Юрій Олександрович – мол. наук. співр., Інститут електродинаміки НАН України; Київ, Україна; e-mail: yuon@ied.org.ua.

Yuriy Tverdohlib – Junior Researcher, Institute of Electrodynamics of National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv, Ukraine; e-mail: yuon@ied.org.ua.

Будь ласка, посилайтесь на цю статтю наступним чином:

Гурін, В. К. Вплив високочастотних втрат у реальному накопичувальному дроселі транзисторних перетворювачів при застосуванні безфільтрового методу зменшення кондуктивних завод / **В. К. Гурін, В. О. Павловський, О. М. Юрченко, Ю. О. Твердохліб** // Вісник НТУ «ХПІ», Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 162-166. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.22.

Please cite this article as:

Gurin, V., Pavlovskiy, V., Yurchenko, O., Tverdohlib, Yu. Influence of high frequency loss in an accumulating choke of boost power factor correction converters under using of non-filter cancellation of conductive noise. *Bulletin of NTU "KhPI". Series: New solutions in modern technologies.* – Kharkiv: NTU "KhPI", 2018, **26** (1302), 1, 162-166, doi:10.20998/2413-4295.2018.26.22.

Пожалуйста, ссылайтесь на эту статью следующим образом:

Гурин, В. К. Влияние высокочастотных потерь в реальном накопительном дроселе транзисторных преобразователей при использовании бесфильтрового метода уменьшения кондуктивных помех / **В. К. Гурин, В. А. Павловский, О. Н. Юрченко, Ю. А. Твердохлеб** // Вестник НТУ «ХПИ», Серія: Новые решения в современных технологиях. – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 162-166. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.22.

АННОТАЦИЯ Рассмотрено влияние высокочастотных потерь реального накопительного дроселя (НД) на ёмкость компенсирующего конденсатора (КК) в схеме компенсации паразитной ёмкости преобразователя, которая способствует проникновению несимметричных кондуктивных радиопомех от преобразователя в сеть электропитания. Получено выражение для оптимального значения ёмкости КК, которое обеспечивает минимизацию напряжения несимметричной помехи от преобразователя, проверена и подтверждена правильность полученного выражения. Показано, что оптимальная ёмкость КК не зависит от высокочастотных потерь НД.

Ключевые слова: преобразователь напряжения; компенсация паразитной ёмкости; несимметричная радиопомеха

Поступила (received) 04.07.2018

УДК 621.321

doi: 10.20998/2413-4295.2018.26.23

ПІДВИЩЕННЯ НАДІЙНОСТІ ФУНКЦІОНУВАННЯ АВТОМАТІВ ОСВІТЛЕННЯ МАК ПРИ НЕЯКІСНІЙ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

В. П. ПИЛИПЧУК¹, В. С. ШИРЯЄВ¹, В. Г. СИЧЕНКО^{2*}, Є. М. КОСАРЕВ², С. М. МАЛИШ³

¹ ТОВ «Протон», Сміла, УКРАЇНА

² кафедра «Інтелектуальні системи електропостачання», Дніпропетровський національний університет залізничного транспорту імені академіка В. Лазаряна, Дніпро, УКРАЇНА

³ виробничий підрозділ служби електропостачання Шевченківська дистанція електропостачання регіональної філії Одеська залізниця ПАТ «Українська залізниця», Сміла, УКРАЇНА

* email: elpostz@i.ua

АНОТАЦІЯ Питання впровадження енергозберігаючих технологій в освітленні, особливо в умовах безперервного зростання вартості електроенергії, актуальне і може суттєво знизити споживання електроенергії. Витрата електроенергії на цілі освітлення може бути помітно знижена досягненням оптимальної роботи освітлювальної установки в кожен момент часу. Домогтися найбільш повного і точного обліку наявності денного світла, так само як і обліку присутності людей, можна, застосовуючи засоби автоматичного управління освітленням. Принцип дії цих пристроїв ґрунтувався на повному або частковому вимкненні освітлювального навантаження при перевищенні природної освітленості заданого рівня. Автоматичне управління освітленням дозволяє знизити поточну потужність освітлення, а також виключити можливість роботи освітлення в неробочий час за керівними сигналами. На сьогоднішній день розроблена та застосовується велика гамма модифікацій засобів автоматичного управління освітленням в різноманітних сферах народного господарства. В той же час, досвід експлуатації даних пристроїв показав, що в умовах різкозмінних тягових навантажень виникають збої в роботі, пов'язані з недостатньо стійкою роботою блоків живлення. Тому в роботі проведено аналіз якості напруги живлення автоматів освітлення та запропоновані шляхи модернізації джерел живлення комутаторів освітлення серії МАК для забезпечення надійної і безперебійної роботи в умовах значних коливань напруги мережі живлення на залізниці.

Ключові слова: автомат освітлення; якість електроенергії; змінний струм; джерело живлення; стабілізатор.

IMPROVING THE RELIABILITY OF THE AUTOMATIC LIGHTINGS FUNCTIONING WITH NON-QUALITY ELECTRICITY

V. PYLYPCHUK¹, V. SHYRYAYEV¹, V. SYCHENKO^{2*}, Ye. KOSARIEV², S. MALYSH³

¹ «Proton» Ltd, Smila, UKRAINE

² Department "Intelligent Electrification Systems", Dnipropetrovsk National University of Railway Transport named after academician V. Lazaryan, Dnipro, UKRAINE

³ Production subdivision of the power supply service Shevchenkivsky electric power supply branch of the regional branch Odessa railway PJSC «Ukrainian railway», Smila, UKRAINE

ABSTRACT The issue of introducing energy-saving technologies into the light, especially in the context of a continuous increasing the electricity cost, is topical and can significantly reduce energy consumption. The power consumption for lighting can be significantly reduced by achieving the optimal operation of the lighting unit at any time. To achieve the most complete and accurate number of the daylight, as well as the number of people, can be made by means of automatic lighting control. The operation principle of these devices is based on full or partial off of the lighting load when the natural lighting of a given level is exceeded. Automatic control of lighting can reduce the current power of lighting, as well as exclude the possibility of lighting during non-working hours behind the guiding signals. Nowadays, a large range of automatic control tools has been developed and applied in various national economy sectors.

At the same time, the experience of using these devices showed that in the conditions of sharply variable traction loads there are malfunctions in the work, due to insufficiently stable operation of power units. Therefore, there was an analysis of voltage quality supplying the light automats, it was also provided the modernization of power sources for switcher of MAK series to ensure reliable and uninterrupted operation under conditions of significant fluctuations in the power supply on the railway.

Keywords: automatic lighting; power quality; alternating current; power supply; stabilizer.

Вступ

Актуальність енергозбереження та підвищення енергоефективності в усіх ланках споживання

електричної енергії є настільки очевидною, що це питання потребує вирішення на багатьох підприємствах. Значна частина витрат електроенергії припадає на освітлення. Тому питання впровадження

енергозберігаючих технологій в освітленні, особливо в умовах безперервного зростання вартості електроенергії, актуальне і може суттєво знизити споживання електроенергії. Як показують деякі дослідження, енергоефективне зовнішнє освітлення дозволяє скоротити енергоспоживання більш ніж на 60% [1 – 3].

Автоматичне управління освітленням (АУО) дає можливість здійснювати повний контроль факторів, які визначають споживання електричної енергії: поточної потужності освітлення та тривалості її споживання. Економічність АУО є їх найбільш важливою особливістю в умовах експлуатації, коли чіткий контроль за роботою освітлення й персональну відповідальність за витрати електроенергії реалізувати важко [4 – 8].

Початок серійного виробництва й широкого впровадження автоматичних пристроїв співпав з періодом стрімкого розвитку напівпровідникової елементної бази (початок 60-х років ХХ століття). Принцип дії цих пристроїв ґрунтувався на повному або частковому вимкненні освітлювального навантаження при перевищенні природної освітленості заданого рівня. Сучасні АУО дозволяють знизити поточну потужність освітлення, а також виключити можливість роботи освітлення в неробочий час за керівними сигналами [9 – 11].

На сьогоднішній день розроблена та застосовується велика гамма модифікацій автоматів освітлення в різноманітних сферах народного господарства. На Одеській залізниці також експлуатується багато АУО різних виробників, в тому числі отримали поширення комутатори освітлення МАК-СУ та МАК-СТ виробництва ТОВ «Протон».

Прилад МАК-СУ (багатофункціональний автоматичний комутатор світловий універсальний), розроблений ТОВ Протон призначений для автоматичного ввімкнення в темний час доби і виключення у світлий час доби зовнішнього освітлення переїздів, посадочних платформ, зупинних пунктів.

Прилад МАК-СТ (багатофункціональний автоматичний комутатор з таймером) призначений для автоматичного ввімкнення в темний час доби і виключення у світлий час доби зовнішнього освітлення станцій, посадочних платформ, зупинних пунктів і переїздів, в додатково програмованому режимі роботи. Програмований таймер приладу дозволяє відключати освітлення в темний час доби на будь-який, заздалегідь встановлений, час з точністю до однієї хвилини.

Як показують розрахунки, застосування приладів МАК-СУ і МАК-СТ дозволить економити значні грошові кошти, сприятиме підвищенню безпеки руху та покращить якість взаємодії під'їзних та магістральних колій.

В той же час, досвід експлуатації даних пристроїв показав, що в умовах різкозмінних тягових навантажень виникають збої в роботі, пов'язані з недостатньою стійкою роботою блоків живлення.

Мета роботи

Метою роботи є розробка заходів з підвищення надійності функціонування джерел живлення автоматів освітлення при неякісній електроенергії в мережі.

Виклад основного матеріалу

Дослідження якості електричної енергії

Експериментальні дослідження якості електричної енергії виконувались згідно розробленої на кафедрі «Інтелектуальні системи електропостачання» Дніпропетровського національного університету залізничного транспорту ім. академіка В. Лазаряна методики з використанням розробленого програмно-апаратного комплексу [12]. Результати експериментальних досліджень якості електричної енергії на затискачах комутаторів освітлення наведені нижче.

1. Електрифікована ділянка основного ходу

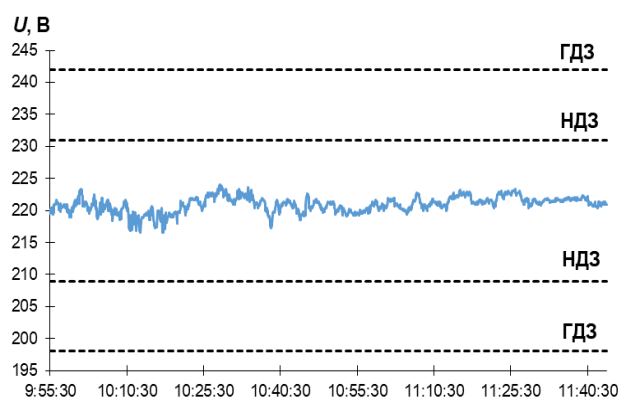


Рис. 1 – Напруга в точці підключення

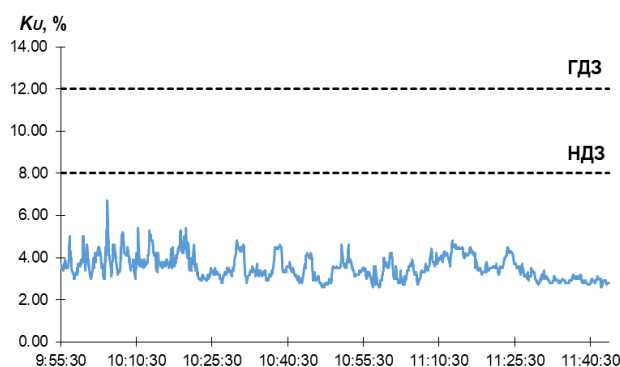


Рис. 2 – Коефіцієнт спотворення синусоїдальності кривої напруги

Результати експериментальних досліджень зведені в таблицю 1.

Таблиця 1 – Числові характеристики результатів досліджень

Показник	U, V	$K_u, \%$
M	220.93	3.53
Mo	221.3	3.5
Me	221.10	3.4
D	1.452666256	0.323768472
s	1.205266052	0.569006566
As	-0.56746133	0.76384107
Ex	0.729953566	0.529809989
min	216.5	2.6
max	224	6.7

Як видно з результатів дослідження, параметри напруги живлення автомату освітлення на електрифікованій ділянці знаходяться в межах

допустимих значень. Спектральний склад напруги живлення автомату освітлення, в залежності від типу навантаження на ділянці, змінювався наступним чином (табл. 2).

Таблиця 2 – Амплітудні значення гармонік напруги живлення автомату освітлення на електрифікованій ділянці

№ гармоніки	Амплітуда гармоніки, %			
	Без навантаження	При проході вантажного поїзду	При проході електропоїзду Hyundai	При проході електропоїзду
3	2,5	2,9 - 3	3,3	1,1
5	1,5	0,5 – 1,2	1,3	3,2
7	1,4	1,4 – 2,9	2	2,5
9	0,25	0,2 – 0,4	0,2	0,25
11	–	0,2	0,3	0,25
13	–	0,2	–	–

Гармонійний склад напруги також не виходив за межі допустимих значень.

2. Неелектрифікована ділянка залізниці

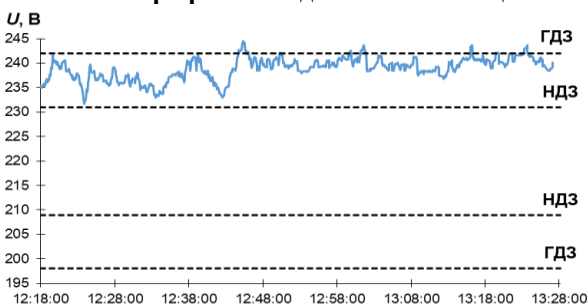


Рис. 3 – Напруга в точці підключення

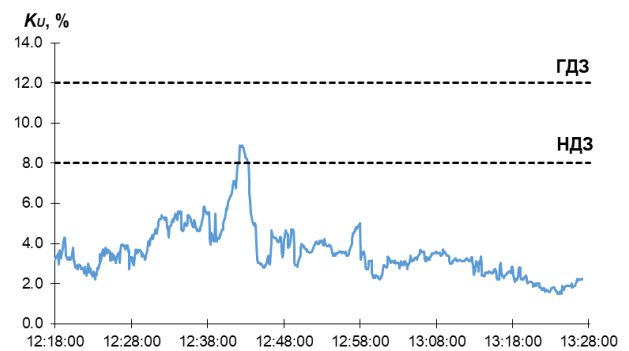


Рис. 4 – Коефіцієнт спотворення синусоїдальності кривої напруги

Таблиця 3 – Числові характеристики результатів досліджень

Показник	U, V	$K_u, \%$
M	238.8696751	3.56732852
Mo	239.3	3.1
Me	239.2	3.35
D	5.081007003	1.666970445
s	2.254108915	1.291112096
As	-0.511527283	1.375585755
Ex	0.021925335	3.012811448
min	231.6	1.5
max	244.5	8.9

Отримані результати якості електроенергії на автоматі освітлення неелектрифікованої ділянки показали наступне:

- Напряга живлення на автоматі є завищеною. Усталене відхилення напруги перевищувало як

нормально допустиме, так і гранично допустиме значення;

- Коefіцієнт спотворення синусоїдальності кривої напруги за час вимірювань мав один сплеск, що перевищував нормально допустиме значення. Решта значень знаходяться в межах норми.

Таблиця 4 – Амплітудні значення гармонік напруги живлення автомату освітлення на неелектрифікованій

№ гармоніки		3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29
максимальне значення K_U	Фаза А	5,6	1,5	3,9	3,1	2,5	1,4	1,2	2	2,5	2,1	2	1,3	0,5	0,25
	Фаза В	5,6	1,4	3,9	3	2,5	1,4	1,2	2	2,4	2	1,9	1,3	0,5	0,25
мінімальне значення K_U	Фаза А	1,6	0,4	0,5	0,5	0,2	–	–	0,3	0,2	0,5	0,7	0,3	–	–
	Фаза В	1,6	0,4	0,5	0,5	0,2	–	0,2	0,3	0,2	0,5	0,7	0,3	–	–

Удосконалення схемних рішень джерел живлення приладів МАК при неякісній електроенергії

Автоматичний комутатор МАК-СТ (Р) має сучасну елементну базу, включаючи інтегральний цифровий датчик освітленості MAX44000, мікроконтролер ATMEGA8A, мікросхему годин реального часу DS1338Z-33. В якості первинного джерела живлення +12 В була використана схема безтрансформаторного (з гасним конденсатором) стабілізованого (за принципом шунт-регулятор) джерела живлення [13]. Розрахунок елементів джерела живлення проводився виходячи зі стандартної напруги мережі 220 В ±10%, мінімального і максимального струмів навантаження ($10 \text{ mA} \leq I_n \leq 120 \text{ mA}$).

На рис. 5. приведена схема джерела живлення для цього комутатора освітлення, яка має графік залежності вихідної напруги від вхідної при постійному навантаженні $R_n = 120 \text{ Ом}$, представлений на рис. 6.

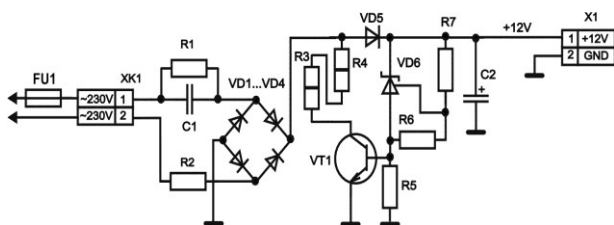


Рис. 5 – Схема безтрансформаторного (с гасним конденсатором) стабілізованого (по принципу шунт-регулятор) джерела живлення

Під час експлуатації цих приладів проявилися збої і відмови приладів, які викликалися (імовірно) коливаннями напруги мережі живлення, впливом гармонійних складових, а також імпульсними перешкодами.

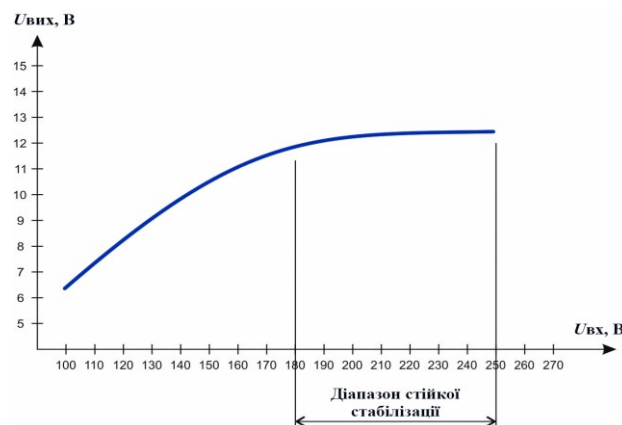


Рис. 6 – Графік залежності вихідної напруги від вхідної при постійному навантаженні ($R_n = 120 \text{ Ом}$)

Під час експлуатації цих приладів проявилися збої і відмови приладів, які викликалися (імовірно) коливаннями напруги мережі живлення, впливом гармонійних складових, а також імпульсними перешкодами.

З метою усунення подібних відмов, за результатами експериментальних досліджень якості електроенергії, був розроблений новий прилад МАК СТ (Р) М з джерелом живлення з розширеним діапазоном вхідної напруги і з вхідним фільтром, що захищає від імпульсних (короткочасних) перешкод вхідної напруги. Це джерело живлення розроблене на базі мікросхеми висковольтного імпульсного стабілізатора LNK305PN. Основними його перевагами є:

- понижуючий перетворювач з мінімальною вартістю і числом компонентів;
- повністю інтегровані схеми захисту від короткого замикання з автоматичним перезапуском і

захисту від обриву ланцюга зворотного зв'язку, що зменшує кількість зовнішніх компонентів;

- висока стабільність і мала чутливість до температури;

- висока напруга пробою 700 В забезпечує необхідну стійкість до викидів на вході;

- створення швидких частотних флуктуацій знижує електромагнітні випромінювання (~ 10 дБ), за рахунок чого мінімізується вартість фільтра електромагнітних завад;

- високий поріг спрацьовування термозахисту (мінімум + 135 °С);

- захист від перегріву, короткого замикання виходу і обриву зворотного зв'язку;

- стабілізація при значних змінах вхідної напруги і струму навантаження навіть в типовій конфігурації;

- широкий частотний діапазон забезпечує швидкість включення без перегулювання;

- робота схеми обмеження струму пригнічує пульсації;

- вбудоване обмеження струму і термозахист з гістерезисом;

- більш високий коефіцієнт потужності в порівнянні з рішеннями на конденсаторному баласті.

Основні параметри джерела живлення на базі ІМС LNK305PN:

- діапазон вхідних напруг $\approx 110\text{В} \dots 265\text{В}$;

- вихідна напруга $U_{\text{вих}} = 12 \pm 0,2\text{В}$;

- струм навантаження $I_{\text{н}} = 0 \dots 150\text{мА}$;

- напруга пульсацій на виході, не більше, $U_{\text{п}} = 0,12\text{В}$.

На рис. 7 приведена схема пропонованого джерела живлення на базі ІМС LNK305PN, на рис. 8 наведено графік залежності вихідної напруги від вхідної.

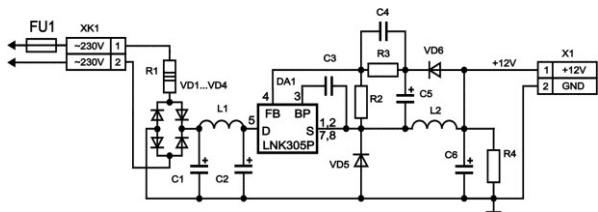


Рис. 7 – Схема джерела живлення на базі ІМС LNK305PN при постійному навантаженні ($R_{\text{н}}=120\text{ Ом}$)

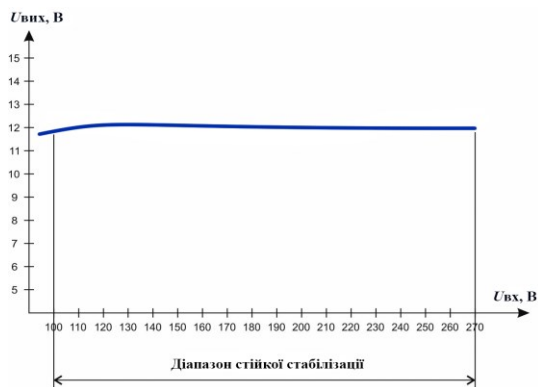


Рис. 8 – Графік залежності вихідної напруги від вхідного джерела живлення на базі ІМС LNK305PN

Висновки

На підставі проведених експериментальних досліджень якості електричної енергії встановлено:

- параметри напруги живлення автомату освітлення на електрифікованій ділянці знаходяться в межах допустимих значень;

- напруга живлення на автоматі, що знаходиться на неелектрифікованій ділянці є завищеною та виходить за межі як нормально так і гранично допустимих значень; коефіцієнт спотворення синусоїдальності кривої напруги також виходить за межі нормально допустимих значень.

- спектральний склад напруги як на електрифікованій ділянці, так і на неелектрифікованій ділянці не виходить за межі допустимих значень, хоча і можуть виникати короточасні сплески.

В результаті проведеної модернізації джерел живлення комутаторів освітлення серії МАК отримано наступне:

- діапазон стійкої стабілізації джерела живлення на базі ІМС LNK305PN значно ширше, ніж у джерела живлення з гасним конденсатором;

- стабільність вихідної напруги джерела живлення на базі ІМС LNK305PN явно вище, ніж у джерела живлення з гасним конденсатором;

З огляду на вбудовані захисти від перегріву, короткого замикання виходу і обриву зворотного зв'язку, а також високий ККД (78%), джерело живлення на базі ІМС LNK305PN забезпечує надійну і безперебійну роботу приладів МАК СТ (Р) М в умовах значних коливань напруги мережі живлення на залізниці.

Список літератури

1. Енергоефективне зовнішнє освітлення. URL: ukraine.green-energy-portals.com/cms/uk/technological-solutions/energy-efficient-street-lighting
2. **Wen, Y.** Personalized dynamic design of networked lighting for energy-efficiency in open-plan offices / **Y. Wen, A. Agogino** // *Energy and Buildings*. – 2011. – Vol. 43(8). – P. 1919–1924.
3. **Cosmin, Copot.** PID based Particle Swarm Optimization in Offices Light Control / **Cosmin Copot, Thoa MacThi, Clara Ionescu** / *IFAC-Papers On Line*. – 2018. – Vol. 51, 4. – P. 382-387.
4. **Sturm, R.** Managing for Impact: Lessons from the Implementation of the Seven-Country IFC Efficient Lighting Initiative / **R. Sturm** // *Proceeding of «Right Light 6» Conference*, Shanghai. – 2005.
5. **Chen, Jansheng.** China's Lighting Industry: Making Efficient & Affordable Lighting Products / **Jansheng Chen** // *Proceedings. Proceeding of «Right Light 6» Conference*, Shanghai. – 2005.
6. **Айзенберг, Ю. Б.** Оценка перспективных возможностей энергосбережения в светотехнических установках / **Ю. Б. Айзенберг, Н. В. Рожкова, Г. В. Федюкина**. – М.: Знак, 2005. – 64 с.

7. **De Keyser, R.** Modelling and simulation of a lighting control system / **R. De Keyser, C. M. Ionescu** // *Simulation Modelling Practice and Theory*. – 2010. – Vol. 18. – P. 165-176.
8. **Jasper, Juchem.** An Analysis of Dynamic Lighting Control in Landscape Offices / **Jasper Juchem, Stijn Lefebvre, Thi Thoa Mac, Clara M. Ionescu** // *IFAC-Papers On Line*. – 2018. – Vol. 51, 4. – P. 232-237.
9. **Пімачова, К. В.** Системи автоматизованого управління зовнішнім освітленням / **К. В. Пімачова, С. А. Приведенний, В. Ф. Рой.** – *Коммунальное хозяйство городов*. Научно-технический сборник. – 2006. – № 72. – С. 204-209.
10. **Айзенберг, Ю. Б.** Справочная книга по светотехнике. 3-е изд., перераб. и доп. / **Ю. Б. Айзенберг.** – М.: Знак, 2006. – 972 с.
11. **Говоров, П. П.** Освітлення промислових об'єктів: Навч. посібник / **П. П. Говоров, Р. В. Пилипчук, А. І. Токань.** Тернопіль: Джура, 2008. – 388 с.
12. **Сиченко, В. Г.** Аналіз режимів напруги на приєднаннях тягових підстанцій змінного струму / **В. Г. Сиченко, Д. О. Босий** // *Вісник Дніпропетровського національного технічного університету залізничного транспорту ім. ак. В. Лазаряна.* – 2009. – Вип. 29. – С. 82-86.
13. **Сиченко, В. Г.** Електроживлення пристроїв залізничної автоматики. [Текст] / **В. Г. Сиченко, В. І. Гаврилюк.** Дн-вськ.: Вид-во Маковецький, 2009. – 372 с.
2. **Wen, Y., Agogino, A.** Personalized dynamic design of networked lighting for energy-efficiency in open-plan offices. *Energy and Buildings*, 2011, **43(8)**, 1919-1924.
3. **Cosmin, Copot, Thoa, MacThi, Clara, Ionescu.** PID based Particle Swarm Optimization in Offices Light Control. *IFAC-Papers On Line*, 2018, **51, 4**, 382-387.
4. **Sturm, R.** Managing for Impact: Lessons from the Implementation of the Seven-Country IFC Efficient Lighting Initiative. *Proceeding of «Right Light 6» Conference*, Shanghai, 2005.
5. **Chen, Jansheng.** China's Lighting Industry: Making Efficient & Affordable Lighting Products. *Proceedings. Proceeding of «Right Light 6» Conference*, Shanghai, 2005.
6. **Ayzenberh, Yu., Rozhkova, H. B., Fedyukyna, H. V.** Otsenka perspektyvnykh vozmozhnostey enerhosberezhnyya v svetotekhnicheskikh ustanovkakh. М.: Знак, 2005, 64 p.
7. **De Keyser, R., Ionescu, C. M.** Modelling and simulation of a lighting control system. *Simulation Modelling Practice and Theory*, 2010, **18**, 165-176.
8. **Jasper, Juchem, Stijn, Lefebvre, Thi, Thoa Mac, Clara, M. Ionescu.** An Analysis of Dynamic Lighting Control in Landscape Offices. *IFAC-Papers On Line*, 2018, **51, 4**, 232-237.
9. **Pimachova, K. V., Pryvedennyu, S. A., Roy, V. F.** Systemy avtomatyzovanoho upravlinnya zovnishnim osviltlenyiam. *Municipal economy of cities. Scientific and technical collection*, 2006, **72**, 204-209.
10. **Ayzenberh, Yu. B.** Spravochnaya knyha po svetotekhnike. 3-e yzd., pererab. y dop. М.: Знак, 2006, 972 p.
11. **Hovorov, P. P., Pylypchuk, R. V., Hovorov, P. P., Tokan', A. I.** Osviltlenya promyslovykh ob'yektiv: Navch. Posibnyk. Ternopil': Dzhura, 2008, 388 p.
12. **Sychenko, V. H., Bosyy, D. O.** Analiz rezhymiv napruhy na pryednannyakh tyahovykh pidstantsiy zminnoho strumu. *Bulletin of Dnipropetrovsk National Technical University of Railway Transport named after. Ac. V. Lazaryan*, 2009, **29**, 82-86.
13. **Sychenko, V. H., Havrylyuk, V. I.** Elektrozhivlennya prystroyiv zaliznychnoyi avtomatyky. Dnipro, Makovets'kyu, 2009, 372.

Bibliography (transliterated)

1. Enerhoefektyvne zovnishnye osviltleniya. [Energy efficient outdoor lighting] Available at: ukraine.green-energy-portals.com/cms/uk/technological-solutions/energy-efficient-street-lighting.

Відомості про авторів (About authors)

Пилипчук Володимир Петрович – керівник ТОВ «Протон», Сміла, Україна.

Volodimir Pylypchuk – head of «Proton» Ltd, Smila, Ukraine.

Шуряєв Валерій Семенович – ТОВ «Протон», Сміла, Україна.

Valeriy Shuryayev – «Proton» Ltd, Smila, Ukraine.

Сиченко Віктор Григорович – д.т.н., професор, Дніпропетровський національний університет залізничного транспорту імені академіка В. Лазаряна, завідувач кафедри «Інтелектуальні системи електропостачання»; Дніпро, Україна; e-mail: elpostz@i.ua.

Victor Sichenko - Professor, Dnipropetrovsk National University of Railway Transport named after Academician V. Lazaryan, head of "Intelligent power supply system"; Dnipro, Ukraine; e-mail: elpostz@i.ua.

Косарєв Євген Миколайович – аспірант, Дніпропетровський національний університет залізничного транспорту імені академіка В. Лазаряна, асистент кафедри «Інтелектуальні системи електропостачання»; Дніпро, Україна; e-mail: kosarev@e.diit.edu.ua.

Yevhen Kosariiev - postgraduate student, Dnipropetrovsk National University of Railway Transport named after academician V. Lazaryan, assistant of the department "Intelligent power supply systems"; Dnipro, Ukraine; e-mail: kosarev@e.diit.edu.ua.

Малиш Сергій Миколайович – виробничий підрозділ служби електропостачання Шевченківська дистанція електропостачання регіональної філії Одеська залізниця ПАТ Українська залізниця, Сміла, Україна.

Serhiy Malysch - Production subdivision of the power supply service Shevchenkivsky electric power supply branch of the regional branch Odessa railway PJSC Ukrainian railway, Smila, Ukraine.

Будь ласка, посилайтесь на цю статтю наступним чином:

Пилипчук, В. П. Підвищення надійності функціонування автоматів освітлення мак при неякісній електроенергії / **В. П. Пилипчук, В. С. Ширяєв, В. Г. Сиченко, Є. М. Косарев, С. М. Малыш** // *Вісник НТУ «ХПІ», Серія: Нові рішення в сучасних технологіях.* – Харків: НТУ «ХПІ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 167-173. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.23.

Please cite this article as:

Pylipchuk, V., Shiryayev, V., Sychenko, V., Kosariev, Ye., Malys, S. Improving the reliability of the automatic lightings functioning with non-quality electricity. *Bulletin of NTU "KhPI", Series: New solutions in modern technologies* Kharkiv: NTU "KhPI", 2018, **26** (1302), 1, 167-173, doi:10.20998/2413-4295.2018.26.23.

Пожалуйста, ссылайтесь на эту статью следующим образом:

Пилипчук, В. П. Повышение надежности функционирования автоматов освещения мак при некачественной электроэнергии / **В. П. Пилипчук, В. С. Ширяев, В. Г. Сыченко, Е. Н. Косарев, С. Н. Малыш** // *Вестник НТУ «ХПИ», Серія: Новые решения в современных технологиях.* – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 167-173. – doi:10.20998/2413-4295.2018.26.23.

АННОТАЦИЯ *Вопрос внедрения энергосберегающих технологий в освещении, особенно в условиях непрерывного роста стоимости электроэнергии, актуален и может существенно снизить потребление электроэнергии. Расход электроэнергии на цели освещения может быть заметно снижен достижением оптимальной работы осветительной установки в каждый момент времени. Добиться наиболее полного и точного учета наличия дневного света, так же как и учета присутствия людей, можно, применяя средства автоматического управления. Принцип действия этих устройств основан на полном или частичном выключены осветительной нагрузки при превышении естественной освещенности заданного уровня. Автоматическое управление освещением позволяет снизить текущую мощность освещения, а также исключить возможность работы освещения в нерабочее время за руководящими сигналами. На сегодняшний день разработана и применяется большая гамма модификаций средств автоматического управления освещением в различных сферах народного хозяйства. В то же время, опыт эксплуатации данных устройств показал, что в условиях резкопеременных тяговых нагрузок возникают сбои в работе, связанные с недостаточно устойчивой работой блоков питания. Поэтому в работе проведен анализ качества напряжения питания автоматов освещения и предложены пути модернизации источников питания коммутаторов освещения серии МАК для обеспечения надежной и бесперебойной работы в условиях значительных колебаний напряжения питания на железной дороге.*

Ключевые слова: *автомат освещения; качество электроэнергии; переменный ток; источник питания; стабилизатор.*

Поступила (received) 28.06.2018

УДК 621.314

doi:10.20998/2413-4295.2018.26.24

ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ В ЛОКАЛЬНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МЕРЕЖАХ

**А. К. ШИДЛОВСЬКИЙ, А. Ф. ЖАРКІН, В. О. НОВСЬКИЙ*, Н. М. КАПЛИЧНИЙ,
О. В. КОЗЛОВ, Д. О. МАЛАХАТКА**

Інститут електродинаміки НАН України, м. Київ, УКРАЇНА

*email: novsky@ied.org.ua

АНОТАЦІЯ Розглянуто основні аспекти розробки принципів побудови параметричних та регульованих фільтросиметруючих пристроїв, а також гібридних фільтрокомпенсуючих перетворювачів на їх основі для забезпечення електромагнітної сумісності навантажень та комплексного покращення якості напруги в локальних системах електропостачання (ЛСЕП) зі штучною нейтраллю. Запропоновані трифазні мережі зі штучними нульовими точками можуть бути ефективно застосовані для створення ЛСЕП з відокремленим від основної мережі контуром для протікання струмів нульової послідовності основної та вищих частот, що дозволяє комплексно поліпшити якість напруги на затискачах відповідальних навантажень, забезпечити їхню електромагнітну сумісність, а також підвищити надійність електропостачання у ЛСЕП при виконанні вимог стандартів з EMC та ПУЕ.

Ключові слова: електромагнітна сумісність; локальна система електропостачання; якість електроенергії; нелінійне і несиметричне навантаження; фільтр струмів нульової послідовності; гібридний фільтрокомпенсуючий перетворювач.

PROVIDING OF ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY IN LOCAL ELECTRIC NETWORKS

**A. SHYDLOVSKIY, A. ZHARKIN, V. NOVSKIY, N. KAPLYCHNYI, O. KOZLOV,
D. MALAKHATKA**

The Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv, UKRAINE

ABSTRACT Main aspects of developing the principles of construction and technical solutions of the power part of parametric and regulated filter devices as well as hybrid filter-compensating converters on their basis, that made to provide electromagnetic compatibility and improve the power quality in local power supply systems (LPSS) with artificial neutral, are considered. The proposed three-phase networks with artificial zero points can be effectively applied for the creation of LPSS with a branch separated from the main network for the flow of currents of the zero sequence of the main and higher frequencies. It allows to comprehensively improve the quality of voltage on the clamps of critical loads, to ensure their electromagnetic compatibility and electrical safety, as well as to increase the reliability of electrical supply of electrical installations LSEP in fulfilling the requirements of standards with EMC and PUE. The original principles of construction and features of execution of power circuits of multifunctional devices for providing of electromagnetic compatibility and complex improvement of voltage quality in the composition of local networks are considered. It is shown that their main component is unregulated and regulated filtering devices based on a three-phase volt-adding autotransformer, which is executed as "counter-zigzag" on the three-phase core. Recommendations were given regarding to their practical use of the developed parametric and regulated filter devices, as well as local power supply sections on their basis in low voltage distribution networks with nonbalanced, nonlinear and variable loads to match the values of electricity quality parameters to the norms defined by the applicable standards DSTU EN 50160:2014 and GOST 13109-97.

Keywords: electromagnetic compatibility; local power supply system; power quality; nonlinear and unbalanced load; zero sequence currents filter; hybrid filter-compensating converter

Вступ

Локальні системи електропостачання (ЛСЕП) забезпечують споживання електроенергії груп електроприймачів (ЕП) за допомогою трифазних відгалужень електричних мереж низької напруги (НН) без зміни рівня напруги джерела електроенергії, від якого прокладаються відповідні фідери до житлових будинків і невеликих підприємств у межах населеного пункту, наприклад, до віддалених котеджних селищ, ремонтних та сільськогосподарських об'єктів та ін.,

зокрема, при використанні відновлюваних джерел енергії.

Основною особливістю локальних СЕП є співмірність потужності джерел і споживачів електроенергії, наявність значно більш коротких кабельних ліній і тому великий взаємозв'язок всіх елементів електричної мережі, причому ефективність роботи ЛСЕП визначається електрообладнанням та режимами його роботи [1,2]. У зв'язку з великою насиченістю електричних мереж НН сучасними одно- і трифазними ЕП досить великої потужності, які мають несинусоїдальну форму

споживаного струму, набувають актуальності задачі забезпечення електромагнітної сумісності (ЕМС) споживачів та покращення якості електроенергії (ЯЕ) при виконанні вимог електробезпеки в ЛСЕП [3, 4].

У низьковольтних електричних мережах розподіл напруги нульової послідовності (НП) вздовж довжини лінії являє собою монотонно зростаючу криву, при цьому значення напруги НП у кінці лінії в переважній більшості буде значно перевищувати відповідне значення на її початку, яке є мінімальним і визначається значенням опору нульової послідовності силового трансформатора (СТ) і струмами НП на початках всіх ліній (фідерів), що відходять від нього. Тому в таких мережах у місцях зосередження навантажень, де відбувається генерація струмів НП, для зниження несиметрії напруг за НП необхідно застосовувати фільтри струмів нульової послідовності (ФСНП).

Завдяки тому, що в зазначених мережах переважають однофазні лінійні та нелінійні електроприймачі, у мережі виникають несиметричні та несинусоїдні режими, а в нейтральному проводі мережі переважають струми НП і непарних гармонік, що кратні трьом, значення яких можуть суттєво перевищувати значення фазних струмів. У результаті на вторинній стороні СТ мережі та у вузлах навантажень суттєво зростають рівні напруги НП, що викликає відхилення та коливання напруг у споживачів електроенергії, зміщення потенціалу нейтральної фази відносно землі, зростання рівнів вищих гармонік напруг, які призводять до небажаного перегріву трансформаторів і додаткових втрат електричної енергії та ін.

Мета роботи

Розроблення принципів побудови параметричних і регульованих фільтросиметруючих пристроїв, а також гібридних фільтрокомпенсуючих перетворювачів на їх основі для забезпечення електромагнітної сумісності навантажень та комплексного покращення якості напруги в локальних системах електропостачання відповідальних електроприймачів.

Виклад основного матеріалу

Результати проведених досліджень авторів у даному напрямку вказують на наступні основні шляхи щодо розроблення структур зазначених ЛСЕП, а саме:

- застосування індивідуального трифазного трансформатора для підключення трифазних відгалужень при різних системах заземлення;
- розроблення на основі ФСНП локальних ділянок мережі зі штучною нейтральною точкою;
- створення ЛСЕП зі штучними нейтральними точками, що формуються нерегульованими і регульованими ФСНП різного типу.

– створення ЛСЕП на основі використання гібридних фільтрокомпенсуючих перетворювачів.

Основними з них є другий і третій технічний варіанти, що обумовлено тим, що переважний вплив на ЯЕ в мережах НН виявляють саме струми НП і струми непарних гармонік, кратних трьом, які замикаються по контуру НП мережі. При звичайному (традиційному) приєднанні відгалуження до основної електричної мережі контури струмів НП як основної мережі, так і відгалуження перебувають у безпосередньому електричному зв'язку. Очевидно, що при цьому ЯЕ як в основній електричній мережі, так і у відгалуженні визначається в основному системою з більшим значенням потужності. Тому для одержання високої ЯЕ в локальній ділянці (відгалуженні) треба «розділити» за допомогою ФСНП контури струмів НП основної і локальної мереж, залишивши зв'язаними контури струмів прямої та зворотної послідовностей. Для вирішення цієї задачі необхідно або підвищувати ЯЕ в усій низьковольтній електричній мережі шляхом проведення відповідних організаційно-технічних заходів, або створювати для електроприймачів у складі відповідальних навантажень (ВН), які вимагають підвищеної ЯЕ, локальні ділянки мережі з високою ЯН.

Особливістю запропонованих електричних мереж з ЛСЕП є наявність загального для всіх навантажень мережі централізованого ФСНП електромагнітного типу, за допомогою якого здійснюється параметричне симетрування фазних напруг в умовах безперервної зміни навантажень фаз мережі, в результаті чого підтримуються інші параметри напруг трифазної мережі згідно з діючими стандартами якості напруг [3]. Завдяки дуже малому значенню опору (соті частки Ом) для струмів нульової послідовності ФСНП дозволяє значно знизити напругу НП у місці його приєднання до вузла навантажень. Крім того, відповідно до вимог стандартів МЕК питання забезпечення ЕМС і електробезпеки споживачів у низьковольтних мережах можуть бути вирішені завдяки використанню ФСНП в системах заземлення «TN-S» і «TN-C-S», а також за рахунок проведення ряду заходів щодо вирівнювання потенціалу PEN-провідника впродовж всієї його довжини [4].

Розглянемо основні варіанти виконання запропонованих ЛСЕП різного виду. На рис. 1 наведено схему локальної ділянки електропостачання (ЛДЕП) ВН, яку побудовано на основі ФСНП-1 першого типу, при підключенні її до мережі з системою захисного заземлення «TN-C-S», який виконаний за схемою з'єднання обмоток «зустрічний зигзаг» з нульовим виводом (на рис. 2 приведена фотографія загального вигляду ФСНП-1). Окрім ефективного симетрування напруг ФСНП усіх типів вони здійснюють широкополосну фільтрацію вищих гармонік у низьковольтних мережах. Крім того, досвід експлуатації ФСНП показав, що вони також забезпечують параметричне демпфування

несиметричних перенапруг і провалів фазних напруг аж до обриву однієї з фаз. При цьому встановлено таке:

- застосування ФСНП-1 при «повній» схемі його підключення до електричної мережі дає позитивний ефект також при обриві її лінійного проводу у місці підключення ФСНП-1;
- при «неповному» підключенні ФСНП-1 до електричної мережі в ній можуть виникати аварійні режими, які здатні вивести з ладу як електроприймачі, так і ФСНП-1, тобто не можна допускати в такій мережі «подвійних» і «потрійних» обривів. Проте слід зазначити, що одночасна наявність таких обривів проводів у цій локальній мережі малоімовірна;
- доцільним є застосування ФСНП-1 також для створення в локальній трифазній мережі однофазної «стабілізованої» напруги.

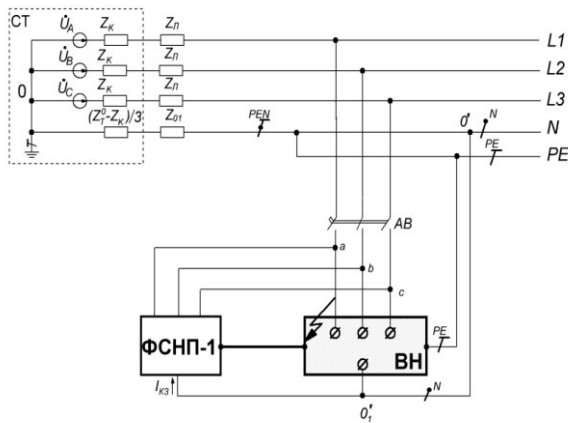


Рис. 1 – Схема ЛДЕП на основі застосування ФСНП-1

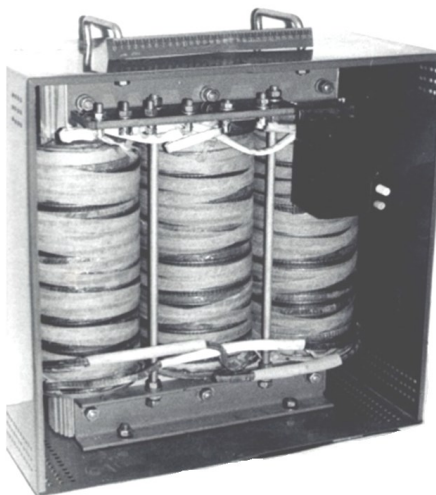


Рис. 2 – Фотографія загального вигляду ФСНП-1

Таким чином, трифазна мережа зі штучною нейтраллю може бути використана для створення локальної електричної мережі з окремим від основної мережі контуром для протікання струмів НП, що дає змогу суттєво підвищити ЯЕ у споживачів. При

цьому забезпечуються стабілізація нульової точки навіть при істотній несиметрії фазних навантажень і фільтрація непарних гармонік струмів, кратних трьом основної та вищих частот, а також демпфування несиметричних по фазах мережі коливань напруги при нерівномірному завантаженні фаз мережі НН. Крім того, важливою особливістю ФСНП-1, що виконаний на загальному трифазному магнітопроводі, завдяки підключенню його обмоток за схемою «зустрічний зигзаг», є можливість практично нормальної роботи ФСНП-1 протягом до півгодини у т.зв. «двофазному» режимі, тобто при «зникненні» одної фазної напруги мережі, наприклад, при однофазному к.з. у випадку виникнення аварійного стану «основної» мережі, тобто електроживлення навантажень забезпечується, як і раніше трьома фазними напругами, що значно підвищує надійність електропостачання в ЛСЕП [5,6].

На рис. 3 приведено схему трифазної електричної мережі з локальної ділянки для живлення ВН за допомогою ФСНП-2 другого типу при застосуванні, наприклад, системи захисного заземлення «TN-C». Тут перетворювач трифазної системи напруг без нейтральної точки в трифазну систему напруг з ШНТ є схемою ФСНП-2 типу «подвійного зустрічного зигзагу», причому металевий корпус устаткування ВН через захисний PE-провідник з'єднаний з PEN-провідником мережі.

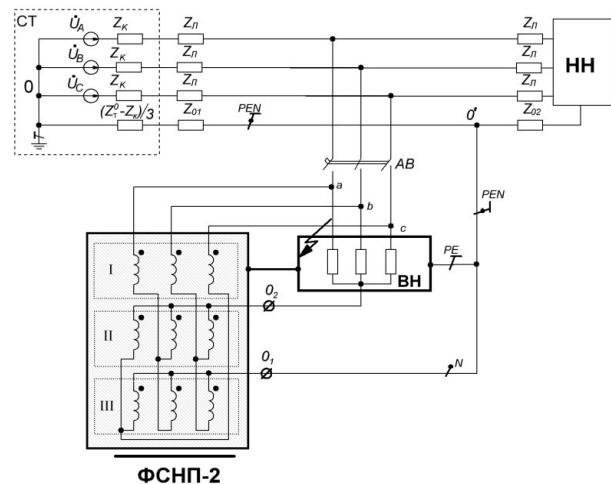


Рис. 3 – Схема ЛДЕП на основі застосування ФСНП-2

ФСНП-2 складається за суттю з двох окремих ФСНП першого типу, кожний з яких має всі вказані позитивні властивості. ФСНП-2 є перетворювачем трифазної системи напруг автотрансформаторного типу з гальванічною розв'язкою входу та виходу, що включає тристрижневий магнітопровід і три групи обмоток I, II, III по три в кожній. Початки обмоток першої групи підключено до мережі, другої групи – об'єднуються і створюють першу штучну нейтральну точку O_1 , а третьої групи об'єднано в другу штучну нейтральну точку O_2 . Тут для живлення електроприймачів ВН, які чутливі до зниження якості

електроенергії, використовується друга трифазна електрична система, що створюється за допомогою ФСНП-2. Нейтральна точка O_2 цієї трифазної електричної системи знаходиться практично в геометричному центрі трикутника міжфазних напруг джерела, а її нестабільність вельми невелика завдяки незначному опорі нульової послідовності ФСНП-2 та визначається стабільністю трикутника міжфазних напруг. Таким чином, у повнофазному режимі роботи є дві трифазні електричні системи з різними незалежними нейтральними точками та різними рівнями ЯЕ.

Перспективним шляхом розвитку сучасних розподільних мереж НН є можливість створення в них секціонованих трифазних відгалужень з незалежними від основної мережі колами для протікання струмів НП та гармонік, які кратні трьом. При цьому якість та стабільність трифазної напруги в них не залежатиме від значення опорів НП силового трансформатора і значно вища ніж в інших відгалуженнях, що живляться від одного СТ.

Особливістю цих електричних мереж є наявність загального для всіх навантажень мережі централізованого ФСНП електромагнітного типу, за допомогою якого здійснюється параметричне симетрування фазних напруг в умовах безперервної зміни навантажень фаз мережі та підтримуються інші параметри напруг трифазної мережі згідно з діючими стандартами якості напруг. В той же час на СТ джерела живлення значення напруги НП не зменшується, тому що воно загалом визначається опором нульової послідовності СТ і струмами НП на початку ліній всіх відгалужень системи, які живляться від даного СТ. Теоретичні і експериментальні дослідження показали, що для підвищення ефективності і надійності роботи ВН є встановлення декількох ФСНП одного або різних типів.

На рис. 4 наведено низьковольтну мережу з локальними ділянками електропостачання ВН, що виконана на основі використання нерегульованих одного типу, наприклад, ФСНП-1.

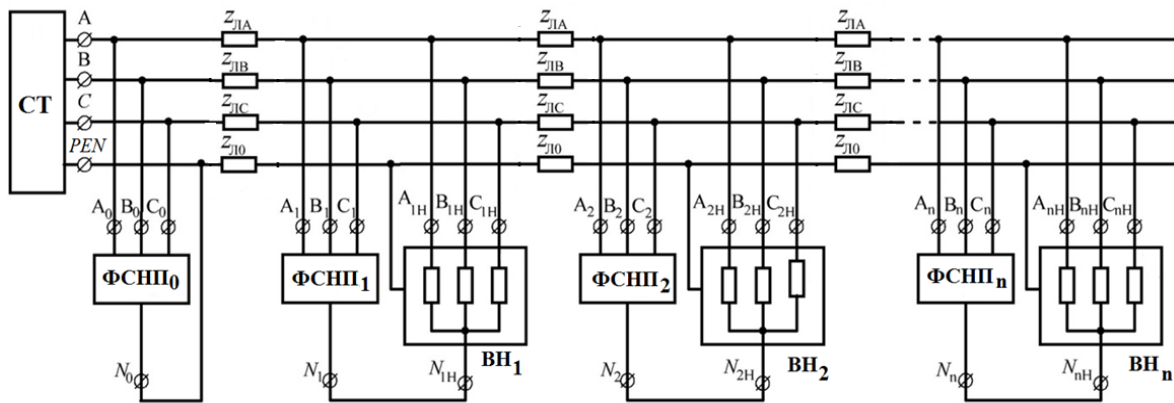


Рис. 4 – Трифазна низьковольтна мережа з ЛДЕП на основі використання ФСНП-1

Робота цієї секціонованої трифазної мережі полягає у тому, що енергія трифазного струму від СТ подається до трифазного навантаження, яке розподілено на "n" секцій, встановлена потужність кожної із яких вибирається в "n" разів меншою ($S_{н} = S_{ст}/n$, де $n=2, 3, 4 \dots$) номінальної потужності СТ. Паралельно кожній n-секції трифазного навантаження у вузлах навантажень розміщено ФСНП-1, встановлена потужність якого складає $S_{ФСНП} = S_{ст}/3n$, тобто у три рази менше встановленої потужності відповідної секції трифазного навантаження [7-9].

На рис. 5 наведено графіки розподілу рівня напруги НП вздовж відгалуженої лінії мережі з ЛДЕП на основі використання ФСНП-1, причому тут крива 1 показує монотонне його зростання при відсутності ФСНП у мережі.

Слід зазначити, що величина встановленої потужності ФСНП вибирається за умов забезпечення надійного електропостачання у найбільш важких режимах застосування ФСНП, коли несиметрія напруг максимальна, наприклад при обрывах двох фаз трифазного навантаження.

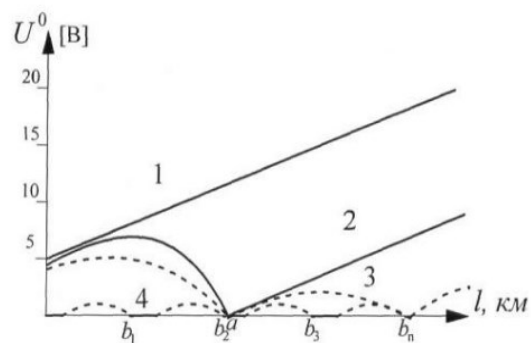


Рис. 5 – Графіки розподілу рівня напруги НП вздовж лінії відгалуження мережі

При цьому, з урахуванням дуже малого опорів ФСНП-1 струмам НП, в даному відгалуженні трифазної мережі створюється "n" окремих незалежних від опорів нульової послідовності СТ кіл для замикання струмів нульової послідовності. Рівень напруги НП у цих вузлах навантажень зменшується практично до нульових значень (крива 4 та точки b_1 ,

$b_2, b_3 \dots b_n$ на рис. 5). Графік розподілу рівня напруги нульової послідовності вздовж лінії відгалуження для даного випадку приведено на рис. 5 (крива 2), де символом «а» позначено місце встановлення лише одного ФСНП-1. При цьому зменшення рівнів напруги нульової послідовності забезпечується тільки у місцях приєднання ФСНП до відповідних вузлів навантажень відгалуження. Навпаки, на інших ділянках, особливо на СТ джерела живлення, згадані рівні зменшуються несуттєво, що загалом не дає можливості підвищити ЯЕ для інших споживачів. На рис. 5 приведено графік розподілу рівня напруги НП (крива 3) для цього випадку.

Таким чином, у кожній секції відгалуження завдяки властивостям ФСНП не виникає зміщення штучної нейтральної точки, яка гарантовано буде знаходитись в геометричному центрі трикутника лінійних напруг та досягається симетрія фазних напруг. Цим забезпечується висока якість та стабільність трифазної напруги живлення навантажень відповідної секції відгалуження, а

завдяки відсутності нейтрального провідника в схемі даного відгалуження і наявності ФСНП забезпечується симетрування струмів лінійних фаз відгалуження за рахунок їхнього перерозподілу та розвантаження від струмів НП у кожній секції відгалуження, що додатково призводить до зменшення втрат електричної енергії в мережі [7, 10].

На рис. 6 наведено трифазну низьковольтну мережу з локальними ділянками електропостачання ВН, що виконана на основі використання нерегульованих ФСНП різних типів ФСНП-1 і ФСНП-2. Принцип дії кожної з ділянок локальної мережі аналогічний розглянутим вище ділянкам на основі використання пристроїв типу ФСНП-1 (рис. 1) та ФСНП-2 (рис. 3). Це дозволяє підвищити рівень електробезпеки при забезпеченні необхідної якості напруги на затискачах відповідальних навантажень VH_1-VH_n . Крім того, використання зазначених схем ФСНП призводить до значного зменшення (понад 10 разів) рівня напруги НП в місці приєднання локальної мережі до основної магістралі.

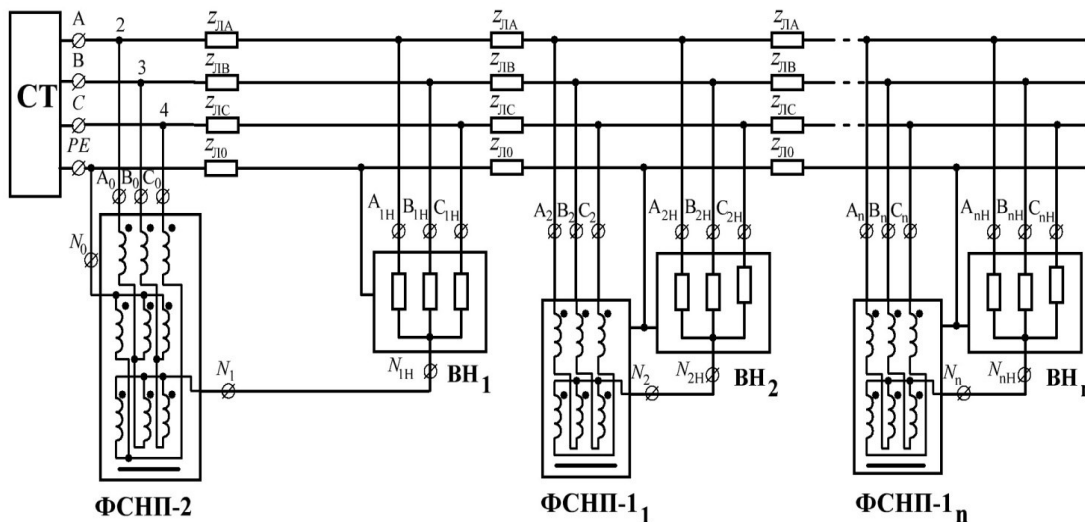


Рис. 6 – Трифазна низьковольтна мережа з ЛДЕП, що виконана на основі нерегульованих ФСНП двох типів

Це еквівалентно створенню низки ШНТ у мережі, які гарантовано знаходяться в геометричному центрі трикутника лінійних напруг, а також забезпечує високу стабільність і симетрію фазних напруг трифазної мережі й призводить до суттєвого вирівнювання струмів у лінійних провідниках і, як наслідок, до зменшення втрат електричної енергії в основній мережі.

На рис. 7 наведено ЛСЕСП з локальними ділянками електропостачання зі штучними нульовими точками при використанні нерегульованих ФСНП

третього типу (ФСНП-3) з вольто додатковими обмотками [11].

В цьому випадку СТ, що виконаний за схемою «зірка-зірка з нулем», має достатньо великий опір НП, і напруга на його вторинній стороні нижче за номінальне значення. Тому для підвищення рівня цієї напруги слугують вольтододаткові обмотки ФСНП-3, оскільки вони за рахунок автотрансформаторного магнітного зв'язку підвищують напругу навантаження.

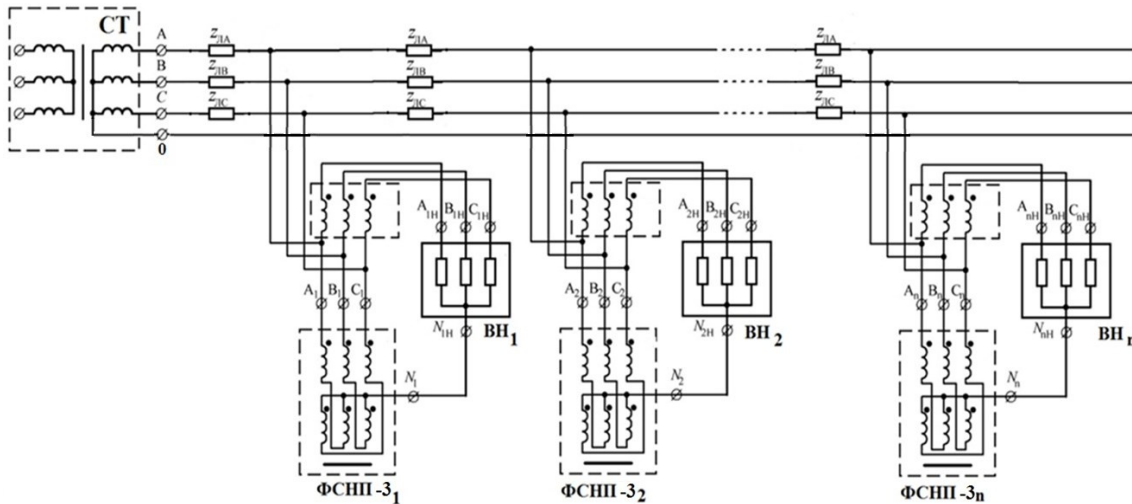


Рис. 7 – Трифазна низьковольтна мережа з ЛДЕП при використанні нерегульованих ФСНП-3

Рівень останньої визначається значенням коефіцієнту трансформації ФСНП-3. Робота цієї трифазної мережі полягає в тому, що електроенергія від СТ за допомогою трьох фазних провідників з відповідними комплексними опорами лінійних фаз подається до секцій ФСНП-3. При цьому, завдяки наявності опорів фазних провідників, виникають неминучі втрати напруги вздовж лінії електропередачі, що призводять до відхилень напруги від номінальних значень (рис. 9, крива 1), величина яких по мірі віддаленості від джерела живлення зростає. На затискачах фазних провідників A_1-A_n , B_1-B_n , C_1-C_n секцій ФСНП-3 мають місце понижені рівні напруги [11].

На рис. 8 показано фотографія зовнішнього вигляду ФСНП-3 з вольтододатковими обмотками, а на рис. 9 – графік розподілу рівня напруги повздовж довжини мережі з локальними ділянками з ШНТ при використанні низки ФСНП-3.



Рис. 8 – Фотографія ФСНП-3

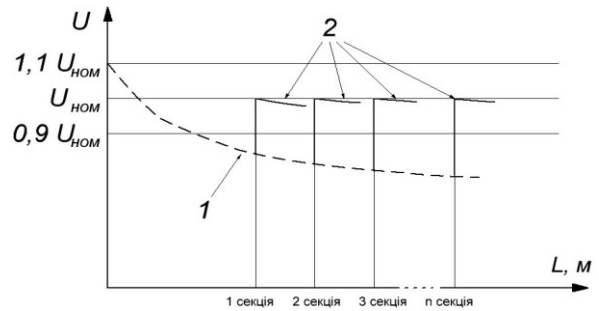


Рис. 9 – Графік розподілу рівня напруги повздовж довжини мережі

Враховуючи те, що зазначені секції ФСНП-3 споряджено додатковими обмотками, що включені послідовно з основними в розсічку фазних провідників, на затискачах навантажень $A_{1n}-A_{nn}$, $B_{1n}-B_{nn}$, $C_{1n}-C_{nn}$ створюється додаткова напруга, яка підсумовується з основною фазною напругою мережі. Тому, рівень лінійних напруг трифазних навантажень підвищується на величину, яка визначається числом витків вольтододаткових обмоток. Для цього випадку розподіл напруги вздовж лінії електропередачі має вигляд, показаний на рис. 9 (крива 2). При цьому в вузлах навантажень, де розміщено секції ФСНП-3, напруга в місці підключення споживачів зростає до номінального значення. Це суттєво покращує умови та режими роботи споживачів електричної енергії.

На рис. 10 наведено схему локальної ділянки електропостачання ВН, яку побудовано на основі застосування регульованого фільтросиметруючого пристрою (РФСП) для зрівноважування системи напруг, фільтрації гармонік струмів НП, забезпечення симетричного регулювання напруги навантаження та ін. (система захисного заземлення «TN-C»).

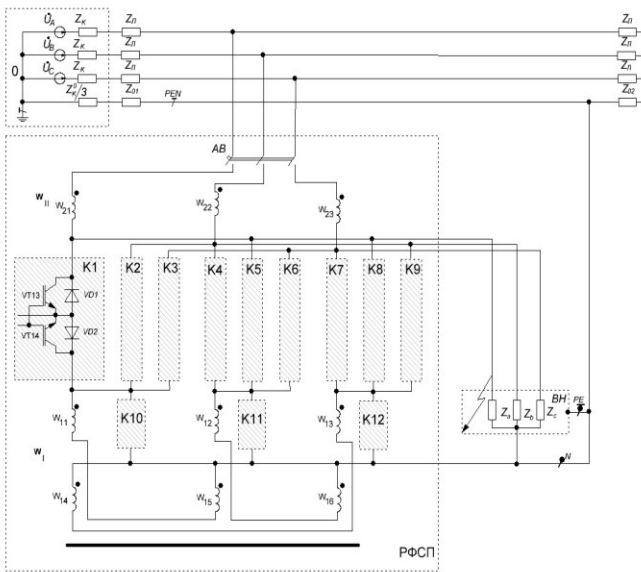


Рис. 10 – Схема ЛДЕП, що побудована на основі РФСП

В результаті застосування цієї схеми РФСП є можливість створення в межах існуючих електричних мереж ЛДЕП з ШНТ для безперерйного електроживлення ВН, які потребують високої якості напруг, причому РФСП забезпечує електропостачання ВН в аварійних режимах, наприклад, обумовлених «обривами» провідників фаз мережі [2, 12].

Для живлення ВН, електроприймачі яких чутливі до порушень ЯН, використовується друга трифазна електрична система, що включає трифазну електричну систему напруг без нейтральної точки джерела трифазних напруг, а також ФСНП-3 для створення ШНТ, яка знаходиться практично в геометричному центрі трикутника міжфазних напруг джерела, причому завдяки дуже незначному опорі нульової послідовності ФСНП-3 висока стабільність ШНТ визначається стабільністю трикутника міжфазних напруг.

На рис. 11 наведено трифазну чотирипровідну систему, до якої підключено низку локальних електричних мереж ЛМ1-ЛМ «N», що побудовані на основі гібридних фільтрокомпенсуючих перетворювачів першого типу (ГФКП-1), нульова точка «зірки» яких у кожній з ЛСЕР (ЛМ1-ЛМ«N») підключена до ШНТ «N1»-«NN», котрі підключені відповідно до загальної точки з'єднання накопичувальних конденсаторів С1-С2 статичного синхронного компенсатора реактивної потужності (D-СТАТКОМ), який здатний управляти обміном реактивної потужності між ним и мережею живлення. [13-15]. Результати імітаційного моделювання режимів роботи ГФКП-1 у складі локальної СЕР показали, що значення коефіцієнту несиметрії напруг за нульовою послідовністю K_{0U} (величина якого згідно з ГОСТ 13109-97 не повинна перевищувати 2%) зменшується з 3% до 0,8%, а СКГС напруги у ТЗП мережі знижується з 19,3% до 6,2% (величина

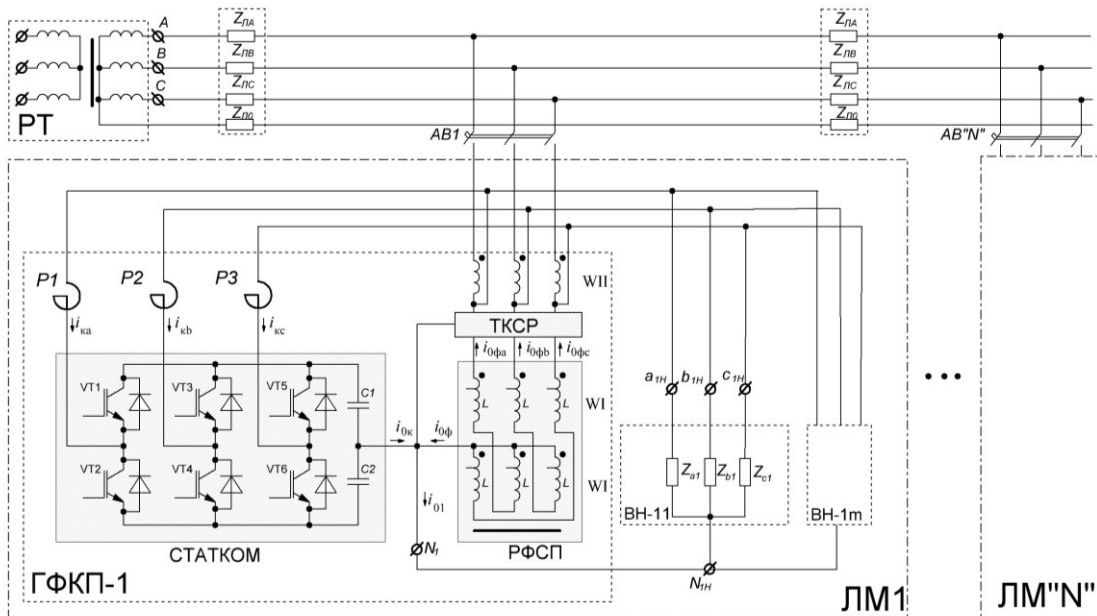


Рис. 11 – Схема підключення низки ЛМ, що побудовані на основі застосування ГФКП-1

якого згідно з ДСТУ EN 50160:2014 не повинна перевищувати 8%).

Одержані результати досліджень дозволяють провести оцінювання впливу роботи ГФКП у складі локальних мереж на режимні параметри основної мережі та локальної системи електропостачання і визначити оптимальні значення параметрів силових

елементів та системи керування ГФКП з метою їх практичного застосування в розподільних електричних мережах для приведення значень параметрів якості електроенергії до норм, які визначені діючими стандартами ДСТУ EN 50160:2014 і ГОСТ 13109-97.

Висновки

1. Розроблено принципи побудови локальних систем електропостачання, що виконані на основі використання нерегульованих і регульованих фільтросиметруючих пристроїв з електромагнітними зв'язками та гібридних фільтрокомпенсуючих перетворювачів, для електроживлення відповідальних навантажень в ЛСЕП зі штучною нейтраллю.

2. Запропоновані трифазні мережі з штучними нульовими точками можуть бути ефективно застосовано для створення ЛСЕП з відокремленням від основної мережі контуром для протікання струмів нульової послідовності основної та вищих частот, що дозволяє комплексно поліпшити якість напруги на затискачах відповідальних навантажень, забезпечити їх електромагнітну сумісність і електробезпеку, а також підвищити надійність електропостачання електроустановок ЛСЕП при виконанні вимог стандартів з ЕМС та ПУЕ.

3. Розглянуто особливості виконання силових схем зазначених багатфункціональних пристроїв у складі локальних мереж і надано результати імітаційного моделювання режимів деяких з розроблених пристроїв, що підтверджує їх ефективність при практичному використанні в низьковольтних розподільчих мережах для приведення значень параметрів якості електроенергії до норм, які визначені діючими стандартами ДСТУ EN 50160:2014 і ГОСТ 13109-97.

Список літератури

1. **Четошникова, Л. М.** Система управления энергией в локальной электрической сети низкого напряжения / **Л. М. Четошникова, Н. И. Смоленцев, С. А. Четошников, Д. В. Дегтярев** // «Ползуновский вестник»: ФГБОУ «Алтайский государственный технический университет им. И.И. Ползунова». – Барнаул. – 2015. – № 1. – С. 103-107.
2. **Жаркін, А. Ф.** Комплексне покращення якості електроенергії та забезпечення електробезпеки в локальних системах електропостачання при застосуванні гібридних фільтрокомпенсуючих перетворювачів / **А.Ф. Жаркін, В. О. Новський, Д. О. Малахатка** // *Технічна електродинаміка*. – 2018. – № 1. – С. 69-78. – doi:10.15407/techned2018.01.069.
3. ДСТУ EN 50160:2014. Характеристики напруги електро-постачання в електричних мережах загальної призначеності. Київ; Мінекономрозвитку України. 2014. – 27 с.
4. Правила устройства электроустановок. Харків: Форт, 2015. 808 с.
5. **Song, Q.** Zero-sequence harmonics current minimization using zero-blocking reactor and Zig-Zag transformer / **Q. Song, Z. Yin, J. Xue** / *Third International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies*. Nanjing, China: IEEE. – 2008. – P. 1758-1764. – doi: 10.1109/DRPT.2008.4523691.
6. **Arvindan, A.** Investigation for harmonic mitigation in the line and neutral currents of three-phase four-wire

- system feeding two-pulse rectifiers with balanced and unbalanced load using Zig-Zag transformer / **A. Arvindan, C. Sanal** // *IEEE 2nd International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES)*. – 2014. – P. 194-201. – doi: 10.1109/ICEES.2014.6924167.
7. **Шидловський, А. К., Жаркін, А. Ф., Новський, В. О. Капличний, Н. М., Козлов, О. В.** Патент України. Трифазна електрична мережа. UA 86775, МПК H03J 3/26 (2006.01), Україна; Опубл. 10.01.2014, Бюл. № 1.
 8. **Ягуп, В. Г.** Синтез электрической системы во временной области методом поисковой оптимизации / **В. Г. Ягуп, Е. В. Ягуп** // *Технічна електродинаміка*. – 2015. – № 2. – С. 24-29.
 9. **Kumar, S. R.** Zig-Zag Transformer performance analysis on harmonic reduction in distribution load / **S. R. Kumar, S. Surendhar, A. Negi, P. Raja** // *India Conference Electrical, Control and Computer Engineering (INECCE)*. – 2011. – PP. 107-112. – doi: 10.1109/INECCE.2011.5953859.
 10. **Говоров, Ф. П.** Управление потоками активной и реактивной мощностей в электрических сетях / **Ф. П. Говоров, В. Ф. Говоров** // *Технічна електродинаміка*. – 2016. – № 5 – С. 61-63. – doi: https://doi.org/10.15407/techned2016.05.061.
 11. **Шидловський, А. К., Жаркін, А. Ф., Новський, В. О. Капличний, Н. М., Козлов, О. В., Малахатка, Д. О.** Патент України. Трифазна електрична мережа. UA117704, МПК H03J 3/26 (2006.01), Україна; Опубл. 10.07.2017, Бюл. № 13.
 12. **Benysek, G.** Improvement in the Quality of Delivery of Electrical Energy using Power Electronics Systems / **G. Benysek**. – London: Springer –2007. – 191 p.
 13. **Волков, А. В.** Исследование функционирования и энергоэффективности применения силового активного фильтра для четырехпроводной трехфазной сети переменного напряжения / **А. В. Волков, В. П. Метельский, В. А. Волков** // *Технічна електродинаміка*. – 2010. – № 5. – С. 61-68.
 14. **Kulkarni, O.** Power quality improvement using Zig-Zag transformer and DSTATCOM in three phase power distribution system / **O. Kulkarni, M. Mishra** // *India Conference (INDICON), Annual IEEE. Mumbai, India – 2013*. – P. 1-6. – doi: 10.1109/INDCON.2013.6725916.
 15. **Jayaprakash, P.** Reduction in rating of voltage source converter of DSTATCOM using a Zig-Zag transformer / **P. Jayaprakash, B. Singh, D. Kothari** // *Industrial Electronics (ISIE), Hangzhou, China: IEEE – 2012*. – P. 1066-1071. – doi: 10.1109/ISIE.2012.6237236.

Bibliography (transliterated)

1. **Chetoshny`kova, L. M., Smolencev, N. Y., Chetoshnykov, S. A., Degtyarev, D. V.** The energy management system in the local electrical network of low voltage. «Polzunovskij vestny`k»: FGBOU «Altajskij gosudarstvennyj tekhnicheskij univ`ersytet y`m. Y.Y. Polzunova». Barnaul, 2015, 1, 103-107.
2. **Zharkin, A. F., Novskiy, V. O., Malakhatka, D. O.** Complex improvement of power quality and ensure electrical safety in local power supply systems when using hybrid filter compensating converters. *Tekhnichna elektrodynamika*, 2018, 1, 69-78, doi:10.15407/techned2018.01.069.
3. ДСТУ EN 50160:2014. Kharakterystyky napruhy elektropostachannia v elektrychnykh merezhakh zahalnoi

- pryznachnosti. Kyiv; Minekonomrozvytku Ukrainy, 2014, 27.
4. Rules for the installation of electrical installations. Kharkiv: Fort, 2015, 808.
 5. Song, Q., Yin, Z., Xue, J. Zero-sequence harmonics current minimization using zero-blocking reactor and Zig-Zag transformer. *Third International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies*. Nanjing, China: IEEE, 2008, 1758-1764, doi: 10.1109/DRPT.2008.4523691.
 6. Arvindan, A., Sanal, C. Investigation for harmonic mitigation in the line and neutral currents of three-phase four-wire system feeding two-pulse rectifiers with balanced and unbalanced load using Zig-Zag transformer. *IEEE 2nd International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES)*, 2014, 194-201, doi: 10.1109/ICEES.2014.6924167.
 7. Shydlovskiy, A. K., Zharkin, A. F., Novskiy, V. O., Kaplychniy, N. M., Kozlov, O. V. Patent Ukrainy. Three-phase power grid. UA 86775, MPK H03J 3/26 (2006.01), Ukraina; Opubl. 10.01.2014, Biul. 1.
 8. Yahup, V. H., Yahup, E. V. Synthesis of the electric system in the time domain by the method of search optimization. *Tekhnichna elektrodynamika*, 2015, 2, 24-29.
 9. Kumar, S. R., Surendhar, S., Negi, A., Raja, P. Zig-Zag Transformer performance analysis on harmonic reduction in distribution load. *India Conference Electrical, Control and Computer Engineering (INECCE)*, 2011, 107-112, doi: 10.1109/INECCE.2011.5953859.
 10. Hovorov, F. P., Hovorov, V. F. Management of active and reactive power flows in electrical networks. *Tekhnichna elektrodynamika*, 2016, 5, 61-63, doi: https://doi.org/10.15407/techned.2016.05.061
 11. Shydlovskiy, A. K., Zharkin, A. F., Novskiy, V. O., Kaplychniy, N. M., Kozlov, O. V., Malakhhatka, D. O. Patent Ukrainy. Three-phase power grid. UA117704, MPK H03J 3/26 (2006.01), Ukraina; Opubl. 10.07.2017, Biul. 13.
 12. Benysek, G. Improvement in the Quality of Delivery of Electrical Energy using Power Electronics Systems. London: Springer, 2007, 191.
 13. Volkov, A. V., Metelskiy, V. P., Volkov, V. A. Investigation of the operation and energy efficiency of the use of a power active filter for a four-wire three-phase alternating voltage network. *Tekhnichna elektrodynamika*, 2010, 5, 61-68.
 14. Kulkarni, O., Mishra, M. Power quality improvement using Zig-Zag transformer and DSTATCOM in three phase power distribution system. *India Conference (INDICON), Annual IEEE. Mumbai, India*, 2013, 1-6, doi: 10.1109/INDCON.2013.6725916.
 15. Jayaprakash, P., Singh, B., Kothari, D. Reduction in rating of voltage source converter of DSTATCOM using a Zig-Zag transformer. *Industrial Electronics (ISIE), Hangzhou, China: IEEE*, 2012, 1066-1071, doi: 10.1109/ISIE.2012.6237236.

Відомості про авторів (About authors)

Шидловський Анатолій Корнійович – доктор технічних наук, академік НАН України, головний науковий співробітник, відділ стабілізації параметрів електромагнітної енергії, Інститут електродинаміки НАН України, м. Київ, Україна.

Shydlovskiy Anatoly Korniyovych – doctor of engineering sciences, academician of NAS of Ukraine, chief researcher, Department of stabilization of electromagnetic energy parameters, The Institute of Electrodynamics NAS of Ukraine, Kyiv, Ukraine.

Жаркін Андрій Федорович – доктор технічних наук, чл.-кор. НАН України, заступник директора з наукової роботи, завідувач відділу стабілізації параметрів електромагнітної енергії, Інститут електродинаміки НАН України, м. Київ, Україна.

Zharkin Andrii Fedorovych – doctor of engineering sciences, Corresponding Member of the NAS of Ukraine, Deputy Director for Science, head of department of stabilization of electromagnetic energy parameters, The Institute of Electrodynamics NAS of Ukraine, Kyiv, Ukraine.

Новський Володимир Олександрович – доктор технічних наук, старший науковий співробітник, провідний науковий співробітник, відділ стабілізації параметрів електромагнітної енергії, Інститут електродинаміки НАН України, м. Київ, Україна.

Novskiy Volodymyr Oleksandrovych – doctor of engineering sciences, senior researcher, leading researcher, department of stabilization of electromagnetic energy parameters, The Institute of Electrodynamics NAS of Ukraine, Kyiv, Ukraine.

Капличний Недь Микитович – кандидат технічних наук, старший науковий співробітник, відділ стабілізації параметрів електромагнітної енергії, Інститут електродинаміки НАН України, м. Київ, Україна.

Kaplychniy Ned Mykytovych – candidate of technical sciences, senior researcher, department of stabilization of electromagnetic energy parameters, The Institute of Electrodynamics NAS of Ukraine, Kyiv, Ukraine.

Козлов Олександр Валентинович – кандидат технічних наук, старший науковий співробітник, відділ стабілізації параметрів електромагнітної енергії, Інститут електродинаміки НАН України, м. Київ, Україна.

Kozlov Oleksandr Valentynovych – candidate of technical sciences, senior researcher, department of stabilization of electromagnetic energy parameters, The Institute of Electrodynamics NAS of Ukraine, Kyiv, Ukraine.

Малахатка Денис Олександрович – молодший науковий співробітник, відділ стабілізації параметрів електромагнітної енергії, Інститут електродинаміки НАН України, м. Київ, Україна.

Malakhhatka Denys Oleksandrovych – junior researcher, department of stabilization of electromagnetic energy parameters, The Institute of Electrodynamics NAS of Ukraine, Kyiv, Ukraine.

Будь ласка, посилайтесь на цю статтю наступним чином:

Шидловський, А. К. Забезпечення електромагнітної сумісності в локальних електричних мережах / **А. К. Шидловський, А. Ф. Жаркін, В. О. Новський, Н. М. Капличний, О. В. Козлов, Д. О. Малахатка** // *Вісник НТУ «ХПІ»*, Серія: *Нові рішення в сучасних технологіях*. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 174-183. – doi: 10.20998/2413-4295.2018.26.24.

Please cite this article as:

Shydlovskiy, A. K., Zharkin, A. F., Novskiy, V. O., Kaplychnyi, N.M., Kozlov, O. V., Malakhatka, D. O. Providing of electromagnetic compatibility in local electric networks. *Bulletin of NTU "KhPI". Series: New solutions in modern technologies*. – Kharkiv: NTU "KhPI", 2018, **26** (1302), 1, 174-183, doi: 10.20998/2413-4295.2018.26.24.

Пожалуйста, ссылайтесь на эту статью следующим образом:

Шидловский, А. К. Обеспечение электромагнитной совместимости в локальных электрических сетях / **А. К. Шидловский, А. Ф. Жаркин, В. А. Новський, Н. М. Капличний, А. В. Козлов, Д. А. Малахатка** // *Вестник НТУ «ХПІ»*, Серія: *Новые решения в современных технологиях*. – Харьков: НТУ «ХПІ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 1. – С. 174-183. – doi: 10.20998/2413-4295.2018.26.24.

АННОТАЦИЯ Рассмотрены основные аспекты разработки принципов построения параметрических и регулируемых фильтросимметрирующих устройств, а также гибридных фильтрокомпенсирующих преобразователей на их основе для обеспечения электромагнитной совместимости нагрузок и комплексного улучшения качества напряжения в локальных системах электроснабжения (ЛЭС) с искусственной нейтралью. Предложенные трехфазные сети с искусственными нулевыми точками могут быть эффективно применены для создания ЛЭС с отделенным от основной сети контуром для протекания токов нулевой последовательности, что позволяет комплексно улучшить качество напряжения на зажимах ответственных потребителей, обеспечить их электромагнитную совместимость, а также повысить надежность электроснабжения в ЛЭС при выполнении требований стандартов по ЭМС и ПУЭ.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость; локальная система электроснабжения; качество электроэнергии; нелинейная и несимметричная нагрузка; фильтр токов нулевой последовательности; гибридный фильтрокомпенсирующий преобразователь.

Надійшла(received) 15.06.2018

ЗМІСТ

<i>Сокол Є. І., Кіпенський А. В., Кривошеєв С. Ю.</i> Навчально-методична робота і науково-дослідницька діяльність кафедри промислової і біомедичної електроніки Національного технічного університету «ХПІ» (до 55-річчя від дня заснування)	3
<i>СИЛОВА ЕЛЕКТРОНІКА ТА ЕНЕРГОЕФЕКТИВНА ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА</i>	
<i>Алексієвський Д. Г., Алексєєв О. Г., Пенкова О. О., Туришев К. О., Таранець А. В., Шмалій С. Л.</i> Динаміка моментного управління електромеханічною системою ВЕУ з аеродинамічним мультиплікуванням	13
<i>Бойко В. С., Сотник М. І.</i> Вплив ємності кола навантаження електричної моделі на характер електромагнітних процесів	19
<i>Жаркін А. Ф., Новський В. О., Мартинов В. В., Пазєєв А. Г., Палачов С. О., Руденко Ю. В.</i> Системи накопичення енергії на основі застосування потужних двонапрямлених перетворювачів	25
<i>Жемеров Г. Г., Тугай Д. В., Котелевець С. В., Берчук І. В.</i> ККД трифазних систем електропостачання з двоспрямованим потоком енергії	34
<i>Зайцев Р. В., Хрипунов М. Г., Кіріченко М. В., Хрипунова І. В.</i> Гнучкі тонкі плівки для сонячних елементів на сульфіді кадмію	42
<i>Івахно В. В., Замарусєв В. В., Стисло Б. О., Блінов А. Б.</i> Асиметричний узгоджуючий DC / DC перетворювач для систем електропостачання з накопичувачами електричної енергії	48
<i>Сокол Є. І., Замарусєв В. В., Бутова О. А., Войтович Ю. С.</i> 18-пульсний випрямляч з електронним зсувом фаз та узгоджувальним автотрансформатором	57
<i>Сінчук І. О.</i> Аналіз формування вартісно-цільової стратегії електроспоживання підприємств залізорудної галузі України	63
<i>Фесенко А. П., Матюшкін О. О., Гусєв О. О.</i> Порівняльний аналіз інвертора на основі паралельної структури чергування фаз з підсилювальним каскадом і активним ланцюжком згладжування пульсацій вхідної потужності	68
<i>Шавьолькін О. О.</i> Удосконалення трифазного перетворювача для комбінованих систем електроживлення локальних об'єктів з фотоелектричною сонячною батареєю	75
<i>СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ І КОНТРОЛЮ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ</i>	
<i>Горкунов Б. М., Борисенко Є. А., Шибан Тамер, Шахін Иссам.</i> Електромагнітний перетворювач з просторово-періодичним полем для систем багатопараметрового контролю	80
<i>Кіпенський А. В., Король Є. І.</i> Теоретичне обґрунтування можливості створення універсального низькочастотного генератора сигналів для електротерапії	86
<i>Колосов В. І., Васечко Є. В.</i> Підвищення якості вихідної квазісинусоїдальної напруги в мостовому інверторі	95
<i>Куліченко В. В., Томашевський Р. С.</i> Дослідження інформаційної значущості параметрів плану медико-біологічного експерименту	103
<i>Мецианінов С. К., Нельга А. Т.</i> Апаратно-програмний комплекс контролю фізіологічних параметрів для поліграфічних досліджень	112
<i>Мисак Т. В.</i> Нелінійне керування вихідною напругою альтернативного джерела живлення в однофазній неавтономній мережі	118
<i>Плахтій О. А.</i> Аналіз впливу вищих гармонік на втрати потужності в системах електропостачання	126
<i>Хрестін Р. М.</i> Модальний регулятор привода переміщення електрода дугової сталеплавильної печі	135
<i>Шишкін М. А., Бутова О. А., Фетюхіна Л. В., Ахієзер О. Б., Дунаєвська О. І.</i> Матлаб модель генератора ЕКС на основі частотного перетворення	140
<i>ПРИЛАДИ І ПРИСТРОЇ СИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ</i>	
<i>Критська Т. В., Биткін С. В.</i> Перспективні напівпровідникові матеріали для використання в силовій електроніці	148
<i>ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ ТА ЯКІСТЬ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ</i>	
<i>Гурін В. К., Павловський В. О., Юрченко О. М., Твердохліб Ю. О.</i> Вплив високочастотних втрат у реальному накопичувальному дроселі транзисторних перетворювачів при застосуванні безфільтрового методу зменшення кондуктивних завад	162
<i>Пилипчук В. П., Ширяєв В. С., Сиченко В. Г., Косарєв Є. М., Малиш С. М.</i> Підвищення надійності функціонування автоматів освітлення мак при неякісній електроенергії	167
<i>Шидловський А. К., Жаркін А. Ф., Новський В. О., Капличний Н. М., Козлов О. В., Малахатка Д. О.</i> Забезпечення електромагнітної сумісності в локальних електричних мережах	174

CONTENTS

<i>Sokol Y., Kipenskiy A., Krivosheev S.</i> Educational-methodological work and scientific-research activity of the department of industrial and biomedical electronics of the National Technical University "KhPI" (to the 55th anniversary of the foundation)	3
<i>POWER ELECTRONICS AND ENERGY EFFICIENT ELECTRICITY</i>	
<i>Alekseevskiy D., Alyeksyeyev O., Pankova O., Turyshev K., Taranec A., Shmalij S.</i> Dynamics of Torque Control of the Electromechanical System of Wind Power with Aerodynamic Multiplication	13
<i>Boiko V., Sotnyk M.</i> The influence of load circuit capacitance of electric models on the electromagnetic processes nature	19
<i>Zharkin A., Novskiy V., Martynov V., Paziiev A., Palachov S., Rudenko Yu.</i> Electric storage systems based on the use of powerful bi-directional converters	25
<i>Zhemerov G., Tugay D., Kotelevets S., Berchuk I.</i> Efficiency of three-phase energy supply systems with bi-directional energy flow	34
<i>Zaitsev R., Khrypunov M., Kirichenko M., Khrypunova I.</i> Flexible thin films for solar cell based on cadmium sulfide	42
<i>Ivakhno V., Zamaruiev V., Styslo B., Blinov A.</i> Asymmetric matching DC/DC converter for electric power system with battery energy storage system	48
<i>Sokol E., Zamaruev V., Butova O., Voitovyeh Yu.</i> 18-pulse rectifier with electronic phase shifting and matching autotransformer	57
<i>Sinchuk I.</i> Analysis of formation of a highly-target strategy of electricity supply of enterprises of individual department of Ukraine	63
<i>Fesenko A., Matushkin O., Husev O.</i> Comparative study interleaved inverter with boost stage and active decoupling circuit	68
<i>Shavelkin A.</i> Improvement of a three-phase converter for combined power supply systems for local objects with a photovoltaic solar battery	75
<i>REGULATION AND CONTROL OF ELECTRIC POWER CONVERTERS</i>	
<i>Gorkunov B., Borisenko E., Shaiban Tamer, Shahin Issam.</i> Electromagnetic transducer with spatially-periodical field structure for multi-parameter inspection systems	80
<i>Kipenskiy A., Korol Y.</i> Theoretical substantiation of the possibility of creating a universal low-frequency generator signals for electrotherapy	86
<i>KolosoV V., Vasechko E.</i> Improving the quality of the output quasi-sinusoidal voltage in a bridge inverter	95
<i>Kulichenko V., Tomashevsky R.</i> Method of quantitative estimation of the absorbed energy of low-intensity electromagnetic ra-diation used in phototherapy	103
<i>Meshaninov S., Nelha A.</i> Equipment-software complex for control the physiological parameters for polygraphic studies	112
<i>Mysak T.</i> Nonlinear control of the output voltage of a grid-connected alternative power source in a single-phase non-autonomous supply network	118
<i>Plakhtiy A.</i> Analysis of power loss caused by higher harmonics in electrical supply systems	126
<i>Khrestin R.</i> Modal regulator of drive moving electrode of the arc furnace	135
<i>Shyshkin M., Butova O., Fetiukhina L., Akhüezer O., Dunaievskaya O.</i> Matlab ECG signal model based on frequency transformation	140
<i>POWER ELECTRONICS CIRCUITS AND DEVICES</i>	
<i>Kritskaya T., Bytkin S.</i> Perspective semiconductor materials for the using in the power electronics	148
<i>ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY AND POWER QUALITY</i>	
<i>Gurin V., Pavlovskiy V., Yurchenko O., Tverdohlib Yu.</i> Influence of high frequency loss in an accumulating choke of boost power factor correction converters under using of non-filter cancellation of conductive noise	162
<i>Pylypchuk V., Shyryayev V., Sychenko V., Kosariiev Ye., Malyshev S.</i> Improving the reliability of the automatic lightings functioning with non-quality electricity	167
<i>Shydlovskiy A., Zharkin A., Novskiy V., Kaplychniy N., Kozlov O., Malakhatka D.</i> Providing of electromagnetic compatibility in local electric networks	174

**ВІСНИК
НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ
"ХАРКІВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ"**

Збірник наукових праць
Серія:
Нові рішення в сучасних технологіях
№ 26 (1302), Т.1, 2018

Науковий редактор чл.-кор. НАН України, д-р техн. наук, проф. Є. І. Сокол
Технічний редактор канд. фіз.-мат. наук С. І. Меньшикова

Відповідальний за випуск: канд. техн. наук, доц. Р. С. Томашевський

АДРЕСА РЕДКОЛЕГІЇ: 61002, Харків, вул. Кирпичова, 2, НТУ «ХПІ».
Рада молодих вчених, тел. (057)707-69-37, e-mail: vestnik.nsmi@gmail.com

Обл.-вид. № 20-18

Підп. до друку «31» липня 2018 р. Формат 60x84 1/8. Папір офсетний. Друк цифровий.
Гарнітура Таймс. Ум. друк. арк. 11,0. Облік.вид.арк. 8,75.
Тираж 300 прим. Зам. № . Ціна договірна.

Видавничий центр НТУ «ХПІ». Свідоцтво про державну реєстрацію
суб'єкта видавничої справи ДК №5478 від 21.08.2017
61002, Харків, вул. Кирпичова, 2
