

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
«ХАРКІВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ»**

Макаров Вадим Олександрович

УДК 621.311.68: 621.314.5

**РЕЗЕРВНЕ ДЖЕРЕЛО ЗМІННОЇ НАПРУГИ ДЛЯ ЖИВЛЕННЯ ВІДПОВІДАЛЬНИХ
СПОЖИВАЧІВ**

Спеціальність 05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії

**Автореферат
дисертації на здобуття наукового ступеня
кандидата технічних наук**

Харків – 2009

Дисертацією є рукопис

Робота виконана на кафедрі промислової і біомедичної електроніки Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут» Міністерства освіти і науки України, м. Харків

Науковий керівник

доктор технічних наук, професор

Сокол Євген Іванович,

Національний технічний університет

«Харківський політехнічний інститут»,

проректор з науково-педагогічної роботи, завідувач

кафедри промислової і біомедичної електроніки

Науковий консультант

кандидат медичних наук, доцент

Лісова Марія Аршавірівна,

Національний технічний університет

«Харківський політехнічний інститут»,

професор кафедри промислової і біомедичної

електроніки

Офіційні опоненти:

доктор технічних наук, професор

Юрченко Миколай Миколайович,

Інститут електродинаміки НАН України,

провідний науковий співробітник відділу транзисторних

перетворювачів

кандидат технічних наук, доцент

Попов Володимир Андрійович,

Національний технічний університет України

«Київський політехнічний інститут»,

доцент кафедри промислової електроніки

Захист відбудеться «02» липня 2009 р. о 14³⁰ годині на засіданні спеціалізованої вченої ради Д 64.050.04 в Національному технічному університеті «Харківський політехнічний інститут» за адресою: 61002, м. Харків, вул. Фрунзе, 21

З дисертацією можна ознайомитись у бібліотеці Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут» за адресою: 61002, м. Харків, вул. Фрунзе, 21

Автореферат розісланий «29» травня 2009 р.

Вчений секретар

спеціалізованої вченої ради

Осичев О.В.

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

Актуальність теми. Впровадження електронних пристроїв у промисловості привело до росту кількості споживачів електричної енергії, що забезпечують безпеку та життєдіяльність людини, роботу телекомунікаційних систем, безперервність технологічних процесів, збереження інформації, та мають потребу в безперебійному живленні. Найбільш жорсткі вимоги до якості електричної енергії, електромагнітної сумісності із джерелом живлення та навантаженням пред'являються в системах живлення медичної і телекомунікаційної апаратури. Для розглянутих систем характерне використання електронних блоків живлення (нелінійне навантаження).

Питанням якості електроенергії систем резервного живлення присвячені роботи відомих вчених Булатова О.Г., Гончарова Ю.П., Горбачова Г.М., Ковальова Ф.І., Макаренка М.П., Пілінського В.І., Руденка В.С., Сенька В.І., Чаплигіна Є.Є., Юрченка М.М., та ін., у яких сформульовані основні принципи та підходи до рішення проблеми якості електроенергії.

Серед існуючих джерел безперебійного живлення слід виділити спеціалізовані, які забезпечують потрібну якість вихідної напруги. Однак ці пристрої не забезпечують необхідний коефіцієнт несинусоїдальності напруги при роботі на нелінійне навантаження, а також впливають на джерело автономного живлення, що обумовлюється імпульсним характером споживаного струму.

Жорсткі вимоги, що ставляться до якості та надійності мереж електроживлення відповідальних споживачів, вводять обмеження на зміст вищих гармонік напруги живлення при роботі на лінійне та нелінійне навантаження. При використанні автономних джерел живлення для телекомунікаційних систем, висувуються вимоги до допустимих пульсацій напруги автономних джерел.

Тенденція посилення вимог до якості електроенергії, ріст кількості систем, які вимагають гарантованого живлення високоякісною енергією та практична відсутність вітчизняних перетворювачів цього класу на ринку України дозволяють спрогнозувати ріст попиту на системи резервного живлення з підвищеним рівнем електромагнітної сумісності.

Таким чином, актуальними є дослідження та розробка резервних джерел змінної напруги з поліпшеним рівнем електромагнітної сумісності (ЕМС) із джерелами електричної енергії та навантаженням, що визначило напрямок дисертаційного дослідження.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дисертаційна робота виконана на кафедрі промислової і біомедичної електроніки НТУ «ХПІ» відповідно до тематичних планів науково-дослідних робіт МОН України за напрямком «Енергетика, енергозбереження». Здобувач був відповідальним виконавцем НДР МОН України: «Розробка

та дослідження перетворювачів з синусоїдальною вихідною напругою» (№ДР 0105U000586); «Дослідження та теоретичні основи створення перетворювачів з синусоїдальною вихідною напругою, що мають електромагнітну сумісність з мережею живлення» (№ДР 0108U001456) та госпдоговірною науково-дослідною роботою «Розробка перетворювача 60 В постійного струму (акумуляторна батарея) – 220 В 50 Гц» (ДП «ХПЗ ім. Т.Г. Шевченка», м. Харків).

Мета і завдання дослідження. Метою дисертаційної роботи є розвиток теорії резервних джерел змінної напруги, що мають високі динамічні показники та поліпшений рівень електромагнітної сумісності із джерелами електричної енергії та навантаженням і застосовуються для живлення відповідальних споживачів.

Для рішення поставленої мети вирішені наступні задачі:

- аналіз та синтез структури резервного джерела змінної напруги, що має покращану електромагнітну сумісність з джерелами електричної енергії та навантаженням;
- дослідження електромагнітних процесів в інверторі напруги з LC-фільтром на виході, що працює на нелінійне навантаження;
- аналіз потужності втрат в ключах інвертора напруги, що генерує синусоїдальну напругу за допомогою широтно-імпульсної модуляції та з LC-фільтром на виході;
- розробка теоретичних положень по розрахунку параметрів вихідного LC-фільтра, для забезпечення електромагнітної сумісності перетворювача з нелінійним навантаженням;
- визначення точок комутації інвертора напруги та алгоритмів управління джерелом резервного живлення з урахуванням структури силової схеми;
- розробка алгоритмів керування перетворювачем для поліпшення електромагнітної сумісності з мережею живлення.

Об'єктом дослідження є інвертори напруги та напівпровідникові перетворювачі постійної напруги.

Предметом дослідження є структури резервних джерел змінної напруги, електромагнітна сумісність із джерелами електричної енергії та навантаженням.

Методи дослідження. Всі теоретичні розробки дисертації побудовані на фундаментальних положеннях теорії перетворювачів електроенергії. Для аналізу електромагнітних процесів у перетворювачі і розробці теоретичних положень визначення параметрів LC-фільтра використаний операторно-рекурентний метод аналізу і синтезу електричних кіл. Для числових розрахунків систем диференціальних рівнянь застосовано метод Ейлера. Для аналізу гармонічного складу вихідної напруги використане розкладання в ряд Фур'є. Для апроксимації функції синуса при реалізації мікропроцесорної системи керування застосовані ряди Маклорена та рекурентні вирази, отримані шляхом Z – перетворення. Методи математичного і фізичного моделювання використовувалися для

підтвердження теоретичних передумов.

Наукова новизна одержаних результатів полягає в наступному:

- отримала подальший розвиток теорія електромагнітної сумісності інвертора напруги з LC-фільтром на виході при роботі на нелінійне навантаження;

- створено нові теоретичні положення визначення параметрів вихідного LC-фільтра інвертора напруги, що працює на нелінійне навантаження ємнісного типу, при застосуванні яких досягається високий рівень електромагнітної сумісності перетворювача з нелінійним навантаженням;

- запропонована перспективна методика визначення частоти широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) і знаходження точок комутації в інверторі напруги для мікропроцесорних систем керування, що дозволяє поліпшити гармонічний склад вихідної напруги перетворювача та мінімізувати втрати в ключових елементах;

- вдосконалено структуру системи керування та запропоновано алгоритми керування перетворювачем постійної напруги, які на відміну від існуючих дозволяють поліпшити динамічні показники та електромагнітну сумісність перетворювача з джерелом постійного струму.

Практичне значення одержаних результатів полягає в тому, що для електротехнічної галузі обґрунтовано застосування запропонованої структурної схеми та методики по розрахунку параметрів вихідного фільтра, що дозволить підвищити рівень електромагнітної сумісності перетворювача з джерелами живлення та навантаженням. Методики визначення частоти ШІМ і знаходження точок комутації в інверторі напруги дозволять поліпшити гармонічний склад вихідної напруги перетворювача та мінімізувати втрати в ключах перетворювача у складі резервного джерела для живлення відповідальних споживачів таких як: телекомунікаційні системи, де потрібна висока якість напруги живлення та електромагнітна сумісність для виключення впливу перетворювача на якість зв'язку і передачу даних; для медичного обладнання, зокрема в діагностичному і терапевтичному обладнанні та ін. для виключення небажаних післядій для пацієнта. Алгоритми та програми керування формувачем синусоїдальної напруги в реальному масштабі часу підвищують динамічні властивості перетворювача.

Запропоновані технічні рішення дозволяють створювати конкурентоздатні вироби, які мають суттєво меншу ціну, ніж вироби подібного класу закордонного виробництва.

Результати роботи знайшли практичне застосування при проектуванні та створенні резервних джерел живлення з синусоїдальною вихідною напругою на ДП «ХПЗ ім. Т.Г. Шевченка» (м. Харків). Теоретичні і практичні результати дисертаційної роботи використані у навчальному процесі кафедри промислової і біомедичної електроніки НТУ «ХП» при

викладанні дисциплін: «Електромагнітна техніка», «Джерела електроживлення», «Мікроконтролери», «Перетворювачі сигналів та інтерфейсів».

Особистий внесок здобувача. Всі положення, висновки та рекомендації, які викладені в дисертації, належать особисто здобувачеві. Серед них: залежність для визначення кута відсічки залежно від потужності навантаження і параметрів вихідного фільтра; залежність для визначення діючого струму в інверторі напруги з урахуванням вихідного фільтра; розрахунок втрат в ключах інвертора напруги; аналіз структур резервних джерел змінної напруги; теоретичні положення з визначення параметрів вихідного фільтра; аналіз способів та методика визначення точок комутації; алгоритми керування адаптовані для мікроконтролерів; залежності, що апроксимують функцію синуса при реалізації мікропроцесорної системи керування; синтез цифрового регулятора аналогового типу в перетворювачі постійної напруги.

Апробація результатів дисертації. Наукові та практичні результати, отримані в дисертації, обговорювалися на: міжнародних науково-технічних конференціях «Силова електроніка та енергоефективність» (м. Алушта, 2002-2008 р.); міжнародних науково-практичних конференціях «Інформаційні технології: наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я» (м. Харків, 2004-2007 р.); міжнародній науково-технічній конференції «Фізичні та технічні проблеми світлотехніки і електроенергетики» (м. Харків, 2005 р.); на щорічному семінарі «Силова та біомедична електроніка» Наукової ради НАН України комплексної проблеми «Наукові основи електроенергетики» (м. Харків, 2003-2008 р.).

Публікації. Результати дисертації викладені в 8 наукових працях, які опубліковані в фахових виданнях ВАК України.

Структура та обсяг дисертаційної роботи. Дисертація складається із вступу, 4 розділів, висновків, додатків і списку використаних джерел. Повний обсяг дисертації становить 199 сторінок, з них 11 ілюстрацій на 8 сторінках; 70 ілюстрацій та 1 таблиця по тексту; 6 додатків на 34 сторінках; 110 найменувань використаних літературних джерел на 12 сторінках.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

У вступі обґрунтовані актуальність і доцільність виконаної роботи, сформульовано мету і задачі наукового дослідження, наведено дані про зв'язок роботи з науковими програмами, викладено наукову новизну, практичне значення та реалізацію результатів дисертаційних досліджень, наведено відомості про їх апробацію, публікацію та впровадження.

У першому розділі розглянуто особливості роботи резервного джерела змінної напруги для відповідальних споживачів, потужність яких не перевищує декількох кВт. Такі джерела

можуть створювати небажаний вплив на комплекси, що живляться від них. Одним із прикладів такого впливу є взаємодія через спільне джерело живлення. Особливе значення такий вид взаємодії приймає в апаратурі зв'язку, в якій нормується діюче значення пульсацій напруги джерела живлення в заданому діапазоні частот, психофотометричне значення напруги. Для надійної роботи апаратури зв'язку та джерела безперебійного живлення (ДБЖ) потрібно вирішити проблему електромагнітної сумісності ДБЖ як із джерелом живлення (обмеження пульсацій), так і з навантаженням (задана якість напруги).

ДБЖ універсального призначення можуть використатися для живлення довільного навантаження та обов'язково мають у своєму складі буферну акумуляторну батарею (АБ). Однак часто АБ вже входить до складу обладнання, наприклад автоматичної телефонної станції (АТС). У цьому випадку ДБЖ може використати наявну АБ, оскільки її ємність, як правило, значно перевершує ємність АБ, що встановлено у ДБЖ. При використанні вбудованої АБ, ДБЖ має відповідати вимогам електромагнітної сумісності, зокрема - впливу на АБ.

ДБЖ широкого застосування не задовольняють поставленим вимогам у частині впливу на джерело живлення. Для живлення апаратури АТС необхідна постійна напруга із заданим рівнем діючого психофотометричного значення (квадратичної суми діючих напруг гармонік у заданому частотному діапазоні 300-3000 Гц) $U_{\text{псоф}}$, яка не повинна перевищувати 2мВ. Тому падіння напруги на внутрішньому опорі джерела енергії від пульсацій струму, що споживається обладнанням, не повинно перевищувати цієї величини.

Систематизовано енергетичні показники джерел резервного живлення, згідно з національними і міжнародними стандартами. Відповідно до цієї науково-технічної документації, регламентується форма споживання електричного струму перетворювачем, встановлюються обмеження гармонічного складу вихідної синусоїдальної напруги джерела живлення, приведені навантажувальні та перевантажувальні характеристики для даного класу ДБЖ.

Визначено типи навантажень потужністю одиниці кВт, що підключають до даного класу ДБЖ. Це – лінійна (нагрівальна), нелінійна (випрямляч із ємнісним фільтром) та навантаження в якості якого є електродвигун. Приділена увага саме нелінійному навантаженню, оскільки основна маса споживачів відноситься саме до цього типу навантаження. Основна складність при формуванні синусоїдальної напруги так само пов'язана з нелінійним характером навантаження.

Розглянуто типові структури джерел безперебійного живлення, які класифіковані відповідно до топології силової схеми. Розрізняють ДБЖ із одинарним перетворенням (Off-line або Line-Interactive) або з подвійним перетворенням енергії (On-line).

Проведено аналіз використання вихідних фільтрів у інверторах напруги з урахуванням

нелінійного навантаження. Розглянуто різні структури вихідних фільтрів, дані рекомендації щодо використання деяких з них. Визначено, що найбільш придатною структурою для даного класу перетворювача є Г-подібний LC-фільтр, що має меншу встановлену потужність і масогабаритні показники в порівнянні з іншими.

Наведено способи формування вихідної синусоїдальної напруги та класифікацію типів модуляції при імпульсному формуванні синусоїдальної напруги. Показані різні схеми перетворювачів, що реалізують ці види модуляції, такі як: амплітудно-імпульсна модуляція, що реалізована на основі багаторівневих інверторів, широтно-імпульсна модуляція на основі автономного інвертора напруги (АІН), і комбінований тип, що сполучає два види модуляції, реалізований на основі багаторівневих інверторів. Показано, що для ДБЖ потужністю в одиниці кВт доцільно використовувати АІН із ШІМ за синусоїдальним законом. До переваг даного рішення відноситься простота схемної реалізації та алгоритмів керування.

У другому розділі зроблено синтез структури резервного джерела змінної напруги, при застосуванні якої досягається електромагнітна сумісність з мережею живлення змінного і постійного струму та навантаженням. За базову структуру була взята структура On-Line ДБЖ (рис. 1), яка дозволяє усунути вплив мережі живлення на навантаження та отримати синусоїдальну вихідну напругу заданої якості.

Рис. 1. Структурна схема On-Line ДБЖ

Запропоновано варіант побудови ДБЖ, що використовує вбудовану в обладнання АБ (рис. 2) у якому замість вхідного АС/DC перетворювача використовується некерований випрямляч (В). При використанні АБ, що входить до складу телекомунікаційного обладнання, необхідно виключити вплив ДБЖ на неї. Структура, типового On-Line ДБЖ (рис.1) має ряд недоліків, головним з них є те, що для підвищення напруги від АБ використовують електронний трансформатор, отже, з АБ буде

Рис. 2. Структурна схема ДБЖ (еквівалент On-line)

споживатися струм, пропорційний миттєвій потужності навантаження. У разі лінійного навантаження струм з АБ буде пропорційний $\sin^2(\omega t)$. Такий вплив на АБ не припустимий, тому запропоновано використовувати буферний накопичувач енергії, на якому за допомогою

регулятора буде стабілізовано середню напругу на періоді вихідної напруги ДБЖ, що приведе до постійного струму споживання з АБ та заданому рівню діючого психофотометричного значення. Структура на рис. 2 має найбільші можливості, для забезпечення електромагнітної сумісності. Наявність у складі ДБЖ потужного ємнісного фільтра, призводить до споживання з мережі несинусоїдального струму. Для поліпшення форми вхідного струму (зменшення негативного впливу на мережу) доцільно використовувати коректор коефіцієнта потужності (ККП).

Виконано аналіз роботи автономного інвертора з LC-фільтром при роботі на нелінійне навантаження. Основним фактором, що знижує ЕМС навантаження та джерела живлення, є несинусоїдальність струму споживання, що, як правило, пов'язано з використанням випрямлячів з активно-ємнісним навантаженням, що характерно для виробів потужністю до одиниць кВт при живленні від джерела однофазної напруги. Для проведення випробовувань джерел резервного живлення параметри нелінійного навантаження визначаються відповідно до стандарту залежно від його потужності.

При роботі на випрямляч інвертор у сукупності з навантаженням (рис. 3) являють собою систему з параметрами, що змінюються. Цикл роботи складається з двох етапів (рис. 4). На першому етапі (інтервал часу t_1-t_2) відкриті діоди випрямляча і відбувається заряд вихідного конденсатора C_H через силовий фільтр інвертора. На другому етапі (інтервал часу t_2-t_3) діоди випрямляча закриті, і інвертор перебуває в режимі холостого ходу. Час, за який протікає струм (інтервал t_1-t_2), є кутом відсічки 2θ . Протягом циклу своєї роботи, інвертор забезпечує імпульсне споживання струму навантаженням для форсованого заряду вихідного конденсатора випрямляча при заданій якості вихідної напруги. При цьому, очевидно, що через дросель силового LC-фільтра інвертора також протікає імпульсний, несинусоїдальний струм.

Рис. 3. АПН з нелінійним навантаженням

Рис. 4. Діаграми напруги на виході перетворювача і струм, що споживається навантаженням

Як видно з рис. 4, несинусоїдальний струм, що споживається навантаженням впливає на вихідну напругу інвертора, спотворюючи її. На інтервалі провідності діодів t_1-t_2 вихідний конденсатор випрямляча підключається до конденсатора фільтра інвертора, при цьому напруга на виході інвертора дорівнює напрузі на навантаженні

випрямляча за винятком падіння напруги на фільтрі і носить коливальний або аперіодичний характер в залежності від параметрів LC -фільтра. Оскільки ємність фільтра випрямляча C_H на порядки вище ємності фільтра інвертора C , то для виключення її впливу на форму вихідної напруги інвертора, необхідно зменшувати індуктивність фільтра L , однак при цьому зростає амплітуда струму через ключі перетворювача. Ще один фактор, що впливає на форму вихідної напруги інвертора, це слабо демпфіровані коливання в LC -фільтрі, які виникають у момент зникнення струму. В момент часу t_2 до фільтра прикладається різниця напруг ΔU – початкова амплітуда коливань. Величина ΔU залежить від кута відсічки θ , який визначається через залежність

$$\theta = \sqrt[3]{-14 \cdot 10^{-4} + 2,9 \cdot A - 10 \cdot A^3}, \quad (1)$$

де $A = \frac{\pi}{2} \frac{z}{R_H}$; z – опір, що впливає на формування струму навантаження та враховує втрати у

випрямлячі та фільтрі інвертора, а також опір дроселя фільтра на основній гармоніці. Якщо прийняти допущення про нескінченність величини частоти ШІМ інвертора, то величина z буде мати вигляд

$$z = r + k\omega L + R_s, \quad (2)$$

де r – опір, що враховує втрати в дроселі; R_s – опір, що враховує втрати у випрямлячі, $k=3,355$ – коефіцієнт, що враховує вплив дроселя фільтра L на струм в діодах випрямляча.

Залежність (1) одержано шляхом апроксимації функції $tg(x)$ -х рядом Тейлора, похибка такої апроксимації на інтервалі від 0^0 до 45^0 становить не більше 1%. На рис. 5 показано залежність кута θ від індуктивності фільтра L при потужності навантаження 1 кВт, безперервною лінією обчислене за виразом (1), а пунктиром отримане шляхом математичного моделювання.

Рис. 5. Залежність індуктивності від кута θ

Різниця напруг ΔU , визначається з наступних припущень: верхня границя U_1 – це напруга на навантаженні в момент часу t_2 , а нижня U_2 – це миттєве значення першої гармоніки напруги, що формується інвертором в той самий момент часу. Отже для U_1 записується залежність

$$U_1 = 0,92 \cdot U_m, \quad (3)$$

де U_m – амплітуда напруги на конденсаторі випрямляча, що залежить від індуктивності фільтра L

$$U_m = U_a - (k_L \cdot \omega L + r) \cdot I_d,$$

де U_a – амплітудне значення номінальної вихідної напруги джерела живлення; $k_L=1,85$ – емпіричний коефіцієнт; I_d – середньоквадратичне значення номінального струму навантаження.

Нижня границя напруги визначається як

$$U_2 = U_a \cdot \sin(2 \cdot \theta + \alpha), \quad (4)$$

де α – кут включення діодів випрямляча (момент часу t_1), який знаходиться як

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{0,9 \cdot U_m}{U_a}\right) + \operatorname{arctg}\left(\frac{\pi \omega L}{(R_H + R_S + r)}\right).$$

Звідси $\Delta U = U_1 - U_2$. Відповідно до виразів (3) і (4), чим більше кут θ , тим більше буде ΔU , а також амплітуда гармоніки на частоті фільтра ω_0 , що збільшить коефіцієнт несинусоїдальності та істотно спотворить форму напруги. На рис. 6 показано залежність ΔU від індуктивності дроселя фільтра L . З ростом величини індуктивності різниця напруг істотно зростає. На рис. 7 показано залежність коефіцієнта амплітуди струму K_a (показує в скільки раз амплітуда струму більше діючого струму) залежно від кута θ .

Рис. 6. Залежність ΔU від L

Рис. 7. Залежність K_a
від кута θ

Для зменшення впливу навантаження на вихідну напругу перетворювача, що формує синусоїдальну напругу, необхідно вибирати параметри вихідного фільтра таким чином, щоб мінімізувати вплив його на процеси, що протікають у навантаженні. Це досягається вибором індуктивності фільтра, з одного боку мінімального значення, щоб зменшити перенапругу на фільтрі ΔU , а з іншого боку максимального – для зменшення амплітуди споживаного струму, а, отже, і втрат у схемі та зменшення встановленої потужності елементів схеми.

Проведено аналіз втрат в ключах АІН з LC-фільтром і синусоїдальною ШІМ. Показано, що струм, який комутується ключем інвертора, відрізняється від синусоїдального. В реальній схемі струм, що комутується силовим ключем, визначається струмом i_V в дроселі фільтра. Цей струм складається зі струму навантаження i_L та струму що протікає в конденсатор i_C , який

Рис. 8. Еквівалентна схема

розкладається на струм першої гармоніки i_{C1} та струм вищих гармонік i_{Cn} , який дорівнює пульсаціям струму на дроселі. В момент переключення силового ключа струм дроселя визначається різницею напруг джерела живлення U_d та конденсатора фільтра U_C (рис. 8). Якщо не враховувати втрати у фільтрі, пульсації струму в

дроселі знаходяться, як

$$di_V = \frac{U_L dt}{L} = \frac{(U_d - U_C)}{L} dt = \frac{(U_d - U_d \sin \omega_0 t)}{L} dt. \quad (5)$$

Величина пульсацій струму дроселя $\Delta I_V(t)$ залежить від тривалості імпульсу $\Delta t = T_n \sin \omega_0 t$ згідно з частотою ШІМ $f_n = 1/T_n$. Тому якщо перейти до кінцевих прирощень, залежність (5) записується у вигляді

$$\Delta I_V(t) = i_{Cn}(t) = \frac{U_d}{L f_n} (1 - \sin \omega_0 t) \sin \omega_0 t.$$

Амплітуда першої гармоніки струму конденсатора визначається як

$$I_{Cm1} = \frac{U_d}{\left| -\omega_0 L + 1/\omega_0 C \right|}.$$

Таким чином, струм дроселя для поточного моменту часу знаходиться як

$$\begin{aligned} i_V(\theta) &= i_L(\theta) + (i_{Cn}(\theta) + i_{C1}(\theta)) = \\ &= I_{Lm} \sin \omega_0 \theta + \left(\frac{U_d}{L f_n} (1 - \sin \omega_0 \theta) \sin \omega_0 \theta + I_{Cm1} \sin \left(\omega_0 \theta + \frac{\pi}{2} \right) \right). \end{aligned}$$

Для визначення діючого значення струму дроселя знайдемо діючі значення його складових: діюче значення струму вищих гармонік буде

$$I_{Cn} = \frac{U_d}{L f_n} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left(\frac{1}{\sqrt{3}} (1 - \sin \omega_0 \theta) \sin \omega_0 \theta \right)^2 d\theta} = \frac{U_d}{L f_n} \cdot \left(\frac{2 - \sqrt{3}}{2\sqrt{6}} \right);$$

струм першої гармоніки –

$$I_{C1} = \frac{U_d}{\left| -\omega_0 L + 1/\omega_0 C \right|} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left(\sin \left(\omega_0 \theta + \frac{\pi}{2} \right) \right)^2 dt} = \frac{U_d}{\left| -\omega_0 L + 1/\omega_0 C \right|} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}};$$

та діюче значення струму навантаження $I_L = \frac{S}{U_d \sqrt{2}}$, де S – номінальна потужність навантаження.

Діюче значення струму дроселя визначається, як середньоквадратичне його складових

$$I_V = \sqrt{I_L^2 + I_{Cn}^2 + I_{C1}^2}.$$

Сумарні втрати в ключах мають дві складові: статичну P_{st} і динамічну P_D . Динамічні втрати складаються із втрат на вмикання P_{on} і вимикання P_{off} . Для оцінки сумарних втрат в ключах інвертора, складовою на вимикання зневажають. Середнє значення потужності втрат на вмикання визначається як

$$P_{onAV} = U_d f_n \left(k I_{VAV} + I_{VAV} \sqrt{\frac{2k I_{VAV}}{di/dt} + \frac{I_{VAV}^2}{2 di/dt}} \right),$$

Рис. 9. Залежність сумарної потужності втрат від частоти ШІМ

де k – коефіцієнт, що визначає величину заряду зворотного відновлення діода,

$$I_{VAV} = \frac{1}{\pi \sqrt{2}} \int_0^{\pi} i_V(\theta) d\theta - \text{середнє}$$

значення струму дроселя. Середнє значення потужності статичних втрат визначається як

$$P_{stAV} = I_{VT RMS}^2 \cdot R_{DS(on)}, \text{ де } I_{VT RMS} = \frac{I_V}{2} - \text{діючий ток транзистора, } R_{DS(on)} - \text{опір каналу}$$

транзистора у відкритому стані. Сумарна потужність втрат на ключі інвертора буде

$$P_{AV} = P_{onAV} + P_{stAV}.$$

На рис. 9 наведена залежність сумарної потужності втрат від частоти ШІМ. Для потужності 1 кВт в діапазоні частот від 7 до 10 кГц спостерігається мінімум сумарних втрат.

Запропонована послідовність визначення параметрів вихідного LC-фільтру, застосовуючи яку мінімізується вплив нелінійного навантаження на роботу перетворювача. Індуктивність дроселя визначається таким чином, щоб мінімізувати величину ΔU за наступною залежністю

$$L = \frac{k_{\theta} R_H - k_r R_S}{k \omega_0},$$

де $k_{\theta} = \frac{2A}{\pi}$; $k_r = 1,25$ - коефіцієнт, що враховує втрати в дроселі, $k = 3.355$; R_H і R_S - визначаються згідно стандарту залежно від потужності навантаження. Ємність конденсатора в першому наближенні визначається згідно резонансної частоти фільтру. Подальше уточнення значення ємності фільтру здійснюється згідно з залежністю

$$C = \frac{f_{00}^2 \cdot C_H}{f_0^2 - f_{00}^2},$$

де f_0 - резонансна частота фільтру, яка знаходиться в межах від 1 до 1,5 кГц; f_{00} - резонансна частота фільтра під час протікання струму нелінійного навантаження, знаходиться в межах від 120 до 140 Гц.

Для формування вихідної синусоїдальної напруги, необхідно задавати закон роботи ключів інвертора, так званий метод визначення точок комутації. Формування точок комутації здійснюється шляхом порівняння еталонної синусоїдальної напруги з опорною пилоподібною,

або розрахунковим шляхом. Перший спосіб застосовується в аналогових системах, другий у системах з мікропроцесорним (МП) керуванням. Для реалізації складних систем керування в наш час використовують перетворювачі із МП керуванням, оскільки такі системи вигідні в порівнянні з аналоговими, так як вони забезпечують високу динаміку системи за рахунок гнучкості реалізації законів управління.

Для визначення точок комутації для МП систем використовують наступні способи:

- 1) табличний - кожен проміжок часу має своє еквівалентне значення функції синуса, тобто існує таблиця виду «час – значення», що завантажується до пам'яті мікроконтролера;
- 2) інтерполяція табличного синуса - для економії пам'яті мікроконтролера, проміжні значення синуса обчислюються як середнє між сусідніми;
- 3) розрахунковий - значення синуса обчислюються інтегральним способом безпосередньо в мікроконтролері, наприклад за методами Тейлора, Маклорена, або за рекурентними формулами.

Для отримання табличних даних використовують програмне забезпечення ЕОМ. Синус у цьому випадку апроксимується числовими методами з високою точністю. У результаті отримується таблиця машинозалежних часових інтервалів, тобто значення, що завантажують у лічильник мікроконтролера залежно від його частоти. Очевидно, що недоліком даного способу є створення декількох таблиць для різних значень вхідної напруги, що необхідно для регулювання коефіцієнта заповнення імпульсів залежно від вхідної напруги. Цього недоліку можна позбутися, якщо ввести коефіцієнт вхідної напруги, тобто здійснюється інтерполяція табличних даних.

Для завдань, де важлива висока точність отримання синусоїдальної напруги і можливість регулювання вихідної напруги в широких межах, використовують розрахунковий спосіб отримання значень синуса, що розраховується безпосередньо в МП.

Реалізація синусоїдальної ШІМ виконана на мікроконтролері ADSP2181 фірми Analog Device. Функція синуса в цьому МП реалізована з точністю до 2^{-10} на інтервалі $(0 \div \pi/2)$, за виразом

$$\sin(x) = 3,140625 \cdot (x/\pi) + 0,02026367 \cdot (x/\pi)^2 - 5,325196 \cdot (x/\pi)^3 + 0,5446778 \cdot (x/\pi)^4 + 1,800293 \cdot (x/\pi)^5 \quad (6)$$

У виразі (6) коефіцієнти полінома наведено у форматі 4.12, тобто 4 біти під цілу частину числа, 12 – під дробову. Вхідною величиною x , є поточний кут, наведений до першої чверті періоду, оскільки $\sin(-x) = -\sin(x)$ і $\sin(x) = \sin(180^\circ - x)$. Дане рішення, крім високої точності, ще має високу швидкодію з урахуванням того, що в мікроконтролері є аналоговий вхід.

Для зменшення собівартості перетворювача, при незначній втраті точності та швидкодії,

Рис. 10. Структура ДБЖ

можна взяти 8-ми розрядний мікроконтролер, виконаний за RISC архітектурою. Модифікувавши вираз (6) до вигляду

$$\sin(x) = x - 0.149 \cdot x^3, \quad (7)$$

можна з мінімальною кількістю обчислень домогтися апроксимації синуса, з максимальною похибкою 1,2% на тому ж інтервалі, що прийнятно для перетворювальних систем.

У третьому розділі наведено структуру системи керування резервного джерела змінної напруги (рис. 10), що відповідає вимогам ЕМС як відносно джерел живлення (мережа змінного струму та АБ), так і навантаження. Відповідно до топології силової схеми воно відноситься до ДБЖ із подвійним перетворенням енергії. На рис. 10 позначено: В - вхідний випрямляч; ККП - коректор коефіцієнта потужності; С - ємнісний фільтр; АІН - автономний інвертор напруги; АБ - акумуляторна батарея телекомунікаційного комплексу; ППН - дволанковий перетворювач постійної напруги з L-фільтром; Ф - вихідний LC-фільтр АІН; К - обвідний ключ. Енергія мережі змінного струму надходить через випрямляч В на вхід коректора коефіцієнта потужності ККП. Введення ККП зменшує вплив ДБЖ на джерело енергії, знижуючи амплітудне значення споживаного струму, приводячи форму струму до синусоїдальної. На ємнісному фільтрі С формується постійна напруга, що подається на вхід інвертора напруги. До виходу цього перетворювача через LC-фільтр підключається навантаження. ККП не тільки корегує струм, що споживається ДБЖ від мережі, але і стабілізує напругу на ємнісному фільтрі на рівні 400В, що розширює діапазон напруги мережі (160В – 275В) за якої ДБЖ не переходить на роботу від АБ.

При роботі ДБЖ від АБ, напруга батареї надходить на вхід перетворювача постійної напруги. У цьому перетворювачі здійснюється гальванічна розв'язка АБ від навантаження, вихід перетворювача підключено до ємнісного фільтра С, напруга на якому стабілізується на рівні 400В. У будь-якому режимі роботи на вході АІН забезпечується стабілізація середньої напруги.

Для підвищення надійності роботи ДБЖ при внутрішніх несправностях використовується комутатор К, що підключає навантаження безпосередньо до мережі змінного струму. Введення обвідного ланцюга дозволяє проводити ряд регламентних і ремонтних робіт ДБЖ без відключення живлення навантаження.

Рис. 11. Докладна структура ДБЖ

На рис. 11 показана докладна структурна схема ДБЖ. На рисунку позначено: АБ - акумуляторна батарея, що входить до складу АТС; Н – навантаження ДБЖ. До складу ДБЖ входять: АІН1 - автономний інвертор напруги первинної ланки, виконаний за мостовою схемою на польових транзит-торах; ДС1 - датчик вихідного струму АІН1, виконаний на базі трансформатора струму; Т - силовий трансформатор; В1 - некерований мостовий випрямляч; Ф1 - L-фільтр, Ф2 - С-фільтр, фільтри Ф1 і Ф2 утворюють Г-подібний LC-фільтр; АІН2 - автономний інвертор напруги вторинної ланки, виконаний за мостовою схемою на польових транзисторах; ДС2 - датчик струму АІН2, у якості

цього датчика використовуються опори каналів нижніх ключів АІН2; Ф3 - Г-образний LC-фільтр, В2 - мостовий випрямляч мережевої напруги; ККП - коректор коефіцієнта потужності; К1 - силовий ключ, що вмикає обвідний ланцюг; ДНМ - датчик наявності напруги в мережі; ДН1 - датчик напруги конденсатора фільтра Ф2; ДН2 - датчик напруги конденсатора фільтра Ф3 (датчик вихідної напруги АІН2); СК - система керування, має гальванічний зв'язок з АІН2, сигнали керування АІН1, формовані СК, надходять на входи драйверів АІН1 через оптрону розв'язку; БЖ - блок живлення, формує напруги живлення СК АІН1 і СК АІН2.

Структурна схема ДБЖ забезпечує наявність засобів поліпшення електромагнітної сумісності джерела з мережею живлення та навантаженням.

Для живлення апаратури АТС необхідна напруга із заданим рівнем діючого психофотричного значення. Для зниження впливу ДБЖ на акумуляторну батарею необхідно використовувати регулятор напруги буферного накопичувача енергії – фільтра Ф2 (активний фільтр споживаного струму). Формально застосовуючи поняття коефіцієнта потужності до ланцюга постійної напруги, можна говорити про використання коректора коефіцієнта потужності в ланцюзі акумуляторної батареї.

Для зниження впливу ДБЖ на мережу змінного струму використовується коректор коефіцієнта потужності.

Для регулювання миттєвого значення вихідної напруги ДБЖ використовується ПІ-регулятор за відхиленням з постійною часу, рівною кілька періодів частоти ШІМ, для зменшення впливу їх на вихідну напругу, але меншою частоти власних коливань вихідного LC-фільтра, для демпфірування коливань, що виникають при живленні нелінійного навантаження.

Рис. 12. Зведена еквівалентна схема ППН

постійної напруги (ППН), що живиться від АБ. При відсутності пульсацій на конденсаторі фільтра С з АБ буде споживатися струм із широким спектральним складом. Рівень гармонік струму, що лежать у контрольованій смузі частот, не задовольняє вимогам психофізіологічних вимірів.

В роботі синтезовано цифровий регулятор аналогового типу перетворювача постійної

Рис. 13. Лінеаризована безперервна модель САР ППН

напруги. Основним чинником збурення у системі авторегулювання (САР) є зміна напруги АБ у широких межах (48 - 72В). Для забезпечення інваріантності середньої за період пульсацій струму навантаження напруги на конденсаторі фільтра С за умови отримання високих динамічних характеристик САР запропоновано доповнити систему керування ППН безінерційним регулятором за збуренням. Оскільки компенсація основного чинника збурювання, здійснюється регулятором за збуренням, внесок сигналу ПІ-регулятора в загальному керуючому сигналі ШІМ-модулятора не є визначальним. Еквівалентна схема ППН наведена на рис. 12, де U' , r' – приведені до вторинної обмотки трансформатора ППН напруга та внутрішній опір АБ; S і VD – комутатор понижуючого перетворювача із ШІМ, до якого приводиться ППН; R – опір, що враховує ККД ППН; i'_n – вхідний струм АІН. Лінеаризована безперервна модель САР ППН наведена на рис. 13. Регулятор по збурюванню реалізує функцію ділення вхідної напруги ППН і напруги завдання $k_B = \frac{1}{u_{BX}}$. Отримана величина підсумовується з вихідним сигналом ПІ-регулятора за відхиленням, де k_p – коефіцієнт пропорційної частини. Результат підсумовування є керуючим сигналом ШІМ-модулятора. Ланка k_{np} являє собою коефіцієнт передачі складових ШІМ-модулятор – силовий комутатор ППН. Інші ланки являють собою модель незмінної частини САР, $k_{дн}$ - коефіцієнт передачі датчика вихідної напруги ППН.

Для формування вихідної напруги ДБЖ використовується автономний інвертор напруги, що управляється за законом синусоїдальної ШІМ. У режимі роботи ДБЖ від мережі постійного струму (АБ) підтримка напруги на конденсаторі фільтра С здійснюється перетворювачем

напруги. Основним чинником збурення у системі авторегулювання (САР) є зміна напруги АБ у широких межах (48 - 72В). Для забезпечення інваріантності середньої за період пульсацій струму навантаження напруги на конденсаторі фільтра С за умови отримання високих динамічних

Результати математичного моделювання в пакеті MatLab статичного режиму вищеописаної САР показали, що пульсації наведеної напруги АБ задовольняють вимогам ЕМС у аспекті психофізіологічного значення пульсацій напруги. При потужності навантаження 500 Вт пульсації напруги АБ становлять 1,5 мВ, коефіцієнт пульсацій вихідної напруги ППН – 0,8%. Дослідження на імітаційній моделі з використанням пакета MatLab показали також прийнятну якість перехідних процесів при скиданні-накиданні навантаження. Максимальне перерегулювання не перевищує 5% при накиданні та 7% при скиданні навантаження.

Реалізовано алгоритми керування на базі мікроконтролерів Atmel AVR Mega та AT90S2313, з двома типами знаходження точок комутації: в першому випадку за допомогою розрахункового методу, в другому – табличним засобом.

У четвертому розділі представлено результати математичного моделювання електромагнітних процесів у джерелах змінної напруги з урахуванням нелінійності навантаження.

Для більш детального дослідження системи перетворювач - навантаження із системою керування, в спеціалізованому програмному пакеті MatLab версії R2007a (лиц. № 335408) була створена імітаційна модель інвертора напруги з нелінійним навантаженням (рис. 14). На рисунку зображено джерело постійної напруги, із внутрішнім опором, що моделює роботу АБ, АІН з LC-фільтром з урахуванням втрат у ньому та еталонному нелінійному навантаженні.

Рис. 14. Імітаційна модель перетворювача в MatLab

Перевірка допустимості параметрів вихідного LC-фільтра, розрахованого за наведеною методикою, проводилася не тільки в розімкнутій системі, але і у системі зі зворотним зв'язком за вихідною напругою. Машинограми процесів у схемі наведено на рис. 15,а та рис. 15,б відповідно.

а)

б)

Рис. 15. Машинограми вихідної напруги перетворювача, струму споживаного навантаженням:

а) без зворотного зв'язку

б) зі зворотнім зв'язком по формі вихідної напруги

Експериментальне дослідження також проводилося на лабораторному макеті, який

розроблявся з метою перевірки способів забезпечення електромагнітної сумісності джерела безперебійного живлення з навантаженням і джерелом постійної напруги та запропонованих методик. Зміна алгоритмів керування проводиться перепрограмуванням мікроконтролера, розташованого на платі перетворювача, або підключенням до ліній керування зовнішньої керуючої ЕОМ. У ході експерименту були отримані осцилограми, що зображені на рис. 16.

Як видно з осцилограм, вони повністю ідентичні машинограмам, отриманим у результаті математичного моделювання електромагнітних процесів у резервному джерелі.

Рис. 16. Осцилограма вихідної напруги інвертора при роботі на еталонне нелінійне навантаження та струм, що споживається нелінійним навантаженням

По запропонованій методиці надані практичні рекомендації по розрахунку параметрів вихідного LC-фільтру. Дано приклад розрахунку вихідного LC-фільтру для джерела змінної напруги потужністю 1 кВт, що працює на нелінійне навантаження. Адекватність теоретичних результатів, підтверджено за рахунок імітаційного моделювання та експериментальних досліджень.

ВИСНОВКИ

Дисертаційна робота присвячена рішенням науково-практичної задачі розвитку теорії резервного джерела змінної напруги для живлення відповідальних споживачів. У процесі досліджень зроблені наступні висновки:

1. На основі аналізу структур резервних джерел змінної напруги синтезовано нову структуру резервного джерела змінної напруги, яка на відмінну від існуючих: використовує АБ, що входить до складу джерела живлення відповідального споживача; має буферний накопичувач енергії. При застосуванні даної структури, досягається високий рівень електромагнітної сумісності з джерелами електричної енергії та навантаженням.

2. Зроблено аналіз електромагнітних процесів в інверторі напруги з урахуванням LC-фільтра та навантаження, в результаті чого отримана залежність кута відсічки від потужності навантаження та параметрів LC-фільтра, яка дозволяє визначити параметри вихідного фільтра інвертора напруги.

3. Зроблено аналіз втрат в силових ключах АІН, визначено діючий струм, що протікає в ключі, отримано залежність для визначення потужності втрат при включенні та статичних втрат в ключах АІН з LC-фільтром та синусоїдальною ШІМ. Визначена область частот ШІМ 8 ± 1 кГц, в якій досягаються мінімальні сумарні втрати в ключах.

4. Розроблено нові теоретичні положення та рекомендації по розрахунку параметрів вихідного LC-фільтра інвертора напруги, який забезпечує електромагнітну сумісність перетворювача з навантаженням, які враховують змінну структуру перетворювальної системи при роботі на нелінійне навантаження.

5. Розроблена методика визначення точок комутації та алгоритми керування ключами інвертора напруги, що забезпечує поліпшений гармонічний склад вихідної змінної напруги.

6. Запропонована вдосконалена структура системи керування та алгоритми керування перетворювачем постійної напруги, які дозволяють покращити динамічні показники та електромагнітну сумісність перетворювача при живленні від джерела постійного струму – псофометричне значення напруги пульсацій складає 1,5 мВ.

7. Розроблені програми управління резервним джерелом живлення в реальному масштабі часу для мікроконтролерів начального рівня з часом виконання одного циклу обчислювань – 50 мкс; середнього рівня – 5 мкс, при тривалості одного циклу роботи процесора 125 нс и 38,46 нс відповідно.

8. Результати математичного моделювання резервного джерела змінної напруги в пакеті MatLab підтвердили правильність аналітичних залежностей та зроблених на основі їх виводів та рекомендацій. Коефіцієнт гармонік вихідної напруги при роботі на лінійне навантаження складає 1%, при роботі на нелінійне – не більш 3,5%. Розроблено макет джерела резервного електроживлення, виконані експерименти на фізичній моделі. Результати досліджень на фізичній моделі підтвердили справедливність аналітичних залежностей, достовірність результатів застосування методики вибору точок комутації, методики по розрахунку параметрів LC-фільтра. Результати експерименту на лабораторному макеті с точністю 7% співпадають з теоретичними.

9. Результати дисертаційної роботи знайшли практичне застосування при проектуванні та створенні резервних джерел живлення з синусоїдальною вихідною напругою на ДП «ХПЗ ім. Т.Г. Шевченка» (м. Харків). Теоретичні та практичні результати дисертаційної роботи використані у навчальному процесі кафедри промислової і біомедичної електроніки НТУ «ХП».

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Макаров В.А. Реализация трехфазной синусоидальной ШИМ на базе микроконтроллера ADMC331 / В.А. Макаров, М.А. Шишкин // Технічна електродинаміка. – Київ: ІЕД НАНУ. – 2002. – Тематичний вип., Ч. 2. – С. 78-81.

Здобувачем виконано порівняльний аналіз та висновки з реалізації синусоїдальної ШИМ

аналогового або цифрового типу, зроблено програмну реалізацію синусоїдальної ШІМ на мікроконтролері.

2. Макаров В.А. Синтез цифровых систем: математическое моделирование и применение / Л.В. Фетюхина, В.А. Макаров // Технічна електродинаміка. – Київ: ІЕД НАНУ. – 2002. – Тематичний вип., Ч. 3. – С. 25-26.

Здобувачем встановлено можливість синтезу цифрових систем для обробки інформації, аналізу процесів в перетворювачі при реалізації мікропроцесорної системи керування.

3. Макаров В.А. Источник бесперебойного питания с неидеальным буферным накопителем энергии // В.В. Замаруев, В.В. Ивахно, В.А. Макаров // Технічна електродинаміка. – Київ: ІЕД НАНУ. – 2003. – Тематичний вип., Ч. 4. – С. 11-14.

Здобувачем зроблено огляд структурних схем джерел безперебійного живлення відомих виробників. Виконано математичне моделювання запропонованої в роботі структури.

4. Макаров В.А. Определение параметров тока нелинейной нагрузки при питании от источника синусоидального напряжения / В.В. Замаруев, В.В. Ивахно, В.А. Макаров // Технічна електродинаміка. – Київ: ІЕД НАНУ. – 2004. – Тематичний вип., Ч. 1. – С. 44-46.

Здобувачем виконане математичне моделювання системи перетворювач змінної синусоїдальної напруги – нелінійне навантаження. Отримано залежності амплітуди вищих гармонік від кута відсічення та залежність кута відсічення від величини індуктивності фільтра та потужності нелінійного навантаження.

5. Макаров В.А. Влияние входного фильтра широтно-импульсного преобразователя на синтез алгоритмов управления / Л.В. Фетюхина, В.А. Макаров // Технічна електродинаміка. – Київ: ІЕД НАНУ. – 2004. – Тематичний вип., Ч. 1. – С. 83-86.

Запропонована методика щодо вибору параметрів фільтра.

6. Макаров В.А. Выходные фильтры автономного инвертора напряжения, работающего на нелинейную нагрузку / В.А. Макаров // Технічна електродинаміка. – Київ: ІЕД НАНУ. – 2005. – Тематичний вип., Ч. 4. – С. 10-15.

7. Макаров В.А. Источник бесперебойного питания для телекоммуникационных комплексов. Решения и перспективы / В.А. Макаров, В.В. Замаруев, В.В. Ивахно, В.Л. Кальян // Технічна електродинаміка. – Київ: ІЕД НАНУ. – 2006. – Тематичний вип., Ч. 2. – С. 19-22.

Здобувачем розроблений алгоритм роботи резервного джерела згідно з структурною схемою, що представлена в роботі. Зроблено розрахунок падіння напруги на внутрішньому опорі акумуляторної батареї. Запропоновані заходи щодо поліпшення якості вихідної напруги резервного джерела.

8. Макаров В.А. Обеспечение электромагнитной совместимости источника бесперебойного питания с сетью постоянного тока / В.А. Макаров, В.В. Замаруев, В.В. Ивахно

// Технічна електродинаміка. – Київ: ІЕД НАНУ. – 2007. – Тематичний вип., Ч.2., – С. 60-62.

Здобувач зробив синтез цифрового регулятора інтегрального типу перетворювача та проаналізував його роботу на математичній моделі при різних режимах роботи.

АНОТАЦІЇ

Макаров В.О. Резервне джерело змінної напруги для живлення відповідальних споживачів. – Рукопис.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії. – Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут» – Харків – 2009.

Дисертація присвячена розвитку теорії резервних джерел змінної напруги, що мають високі динамічні властивості та поліпшену електромагнітну сумісність з джерелами живлення та навантаженням і застосовуються для живлення відповідальних споживачів. Запропоновано структуру резервного джерела, що забезпечує електромагнітну сумісність з мережею живлення та навантаженням. Досліджено електромагнітні процеси у інверторі напруги з LC-фільтром і нелінійним навантаженням. Розроблені теоретичні положення визначення параметрів вихідного LC-фільтра інвертора напруги. Отримано аналітичну залежність потужності втрат від частоти комутатора. Запропонована методика визначення частоти ШІМ і точок комутації інвертора напруги. Запропонований новий спосіб управління перетворювачем постійної напруги, за допомогою якого можливо покращати електромагнітну сумісність його з джерелом постійного струму. Розроблені методи та алгоритми керування перетворювачем, за допомогою яких поліпшується електромагнітна сумісність з мережею живлення і навантаженням. Розроблено комп'ютерні моделі, що дозволяють дослідити електромагнітні процеси в системі перетворювач-навантаження, розроблено лабораторний макет резервного джерела змінної напруги, за допомогою якого перевірені та підтверджені аналітичні вирази і результати застосування запропонованих в дисертації методик та алгоритмів.

Ключові слова: пристрої безперервного живлення, інвертори з широтно-імпульсною модуляцією, перетворювачі постійної напруги, електромагнітна сумісність, LC-фільтр, нелінійне навантаження, мікроконтролери.

Макаров В.А. Резервный источник переменного напряжения для питания ответственных потребителей. – Рукопись.

Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук по специальности 05.09.12 – полупроводниковые преобразователи электроэнергии. – Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт» – Харьков – 2009.

Диссертация посвящена развитию теории резервных источников переменного напряжения для питания ответственных потребителей, обладающих высокими динамическими показателями и улучшенной электромагнитной совместимостью с источниками электрической энергии и нагрузкой.

Показана специфика использования резервных источников электропитания для ответственных потребителей. Систематизированы энергетические показатели источников резервного питания. Выполнен анализ структур источников бесперебойного питания, особенностей построения выходных фильтров инвертора напряжения, способов получения синусоидального напряжения. Синтезирована структура резервного источника переменного напряжения, применение которой позволяет достичь электромагнитной совместимости с источниками электрической энергии и нагрузкой. Выполнен анализ и теоретическое обоснование электромагнитных процессов в инверторе напряжения при работе на нелинейную нагрузку, определен механизм воздействия такого типа нагрузки на работу выходного фильтра преобразователя. Установлено, что увеличение величины индуктивности выходного фильтра приводит к увеличению угла отсечки и ухудшению гармонического состава выходного напряжения преобразователя. Получено расчетное выражение для нахождения угла отсечки тока нагрузки. Произведен расчет потерь в силовых ключах АИН, определен действующий ток, протекающий в ключе, получено выражение для определения мощности потерь на включение и статических потерь в ключах АИН с LC-фильтром и синусоидальной ШИМ. Разработаны теоретические положения по определению параметров выходного LC-фильтра при формировании выходного напряжения, близкого к синусоидальному, при работе на нелинейную нагрузку. Предложена методика определения точек коммутации применительно к микропроцессорным системам управления, которая содержит в себе ряд способов аппроксимации синусоиды для реализации системы управления на микроконтроллерах различной стоимости без потери качества выходного напряжения. Предложена структура системы управления резервным источником переменного напряжения. Предложены способы улучшения электромагнитной совместимости резервного источника с питающей сетью. При питании от источника переменного тока для данного применения необходимо использовать корректор коэффициента мощности на входе преобразователя. При питании от источника постоянного тока необходим регулятор, стабилизирующий потребляемый ток. Электромагнитная совместимость с нелинейной нагрузкой достигается путем выбора

параметров выходного фильтра преобразователя, а так же использованием регулятора, приближающего форму выходного напряжения к синусоидальной. Синтезирован регулятор преобразователя постоянного напряжения 60 В в постоянное 400 В. Регулятор обеспечивает псофометрическое значение напряжения пульсации на уровне 1,5 мВ. Показана возможность реализации аппроксимированной и табличной функции синуса на малобюджетном микроконтроллере без потери качества выходного напряжения. Описан алгоритм работы преобразователя в целом в соответствии с его структурной схемой. Выполнено исследование правильности предложенных методик и параметров резервного источника переменного напряжения на математической модели и на лабораторном макете. Даны практические рекомендации по расчету параметров выходного фильтра для инженерных работников при разработке различной аппаратуры, которая содержит в себе АИН с LC-фильтром на выходе, формирует близкое к синусоиде выходное напряжение при работе на линейную и нелинейную нагрузку, с коэффициентом несинусоидальности не более 5%.

Ключевые слова: устройства бесперебойного питания, инверторы с широтно-импульсной модуляцией, преобразователи постоянного напряжения, электромагнитная совместимость, LC-фильтр, нелинейная нагрузка, микроконтроллеры.

Makarov V.A. Reserve AC voltage source for the important users. – Manuscript.

Thesis for a candidate of sciences degree in the speciality 05.09.12 – Semiconductor converters of electric energy – National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute» – Kharkiv – 2009.

Dissertation is devoted to the development of theory of reserve AC voltage sources with high dynamic characteristics and improved electromagnetic compatibility with the power supplies and load, used for the important users. The structure of reserve source which provides electromagnetic compatibility with the mains and load is proposed. Electromagnetic processes were studied in the voltage-source inverter with LC-filter and nonlinear load. Theoretical fundamentals of determination of parameters of output LC-filters of the voltage-source inverter were developed. Analytical relationship of power losses and frequency of switches was received. Methodology of determination of PWM frequency and switching points of voltage-source inverter was proposed. The modified structure of control system of the DC voltage converter is proposed, which improves its electromagnetic compatibility with the DC source. Methods and algorithms of converter control were developed for the improvement of electromagnetic compatibility with the mains and load. Computer model was developed which allows to study electromagnetic processes in the “converter – load”

system. Laboratory model of reserve AC voltage source was developed to check and prove analytical formulas and results of methods and algorithms proposed in the dissertation.

Keywords: uninterruptible power supply units, inverters with pulse width modulations, DC voltage converter, electromagnetic compatibility, LC-filter, nonlinear load, microcontrollers.

Відповідальний за випуск к.т.н., доц. Замаруєв В.В.

Підп. до друку 19.05.09. Формат видання 145x215. Формат паперу 60x90/16.

Папір офісний. RISO-друк. Гарнітура Таймс. Обсяг 0,9. авт. арк.

Наклад 100 прим. Зам. № 132.

Видавничий центр НТУ “ХПІ”.

Свідоцтво про державну реєстрацію ДК № 116 від 10.07.2000 р.

61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

Друкарня НТУ “ХПІ”. 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21