



Інституту
електродинаміки
НАН
України

ISSN 1727-9895

Праці

Інституту електродинаміки Національної академії наук України

Збірник наукових праць

**Випуск
46**

**Київ
2017**

Відділення фізико-технічних проблем енергетики
Національної академії наук України
Інститут електродинаміки

ПРАЦІ

Інституту електродинаміки Національної академії наук України

Збірник наукових праць

Виходить тричі на рік

Засновано у 1999 році

**Випуск
46**

Київ
2017

Збірник наукових праць

ПРАЦІ ІНСТИТУТУ ЕЛЕКТРОДИНАМІКИ НАН УКРАЇНИ

Головний редактор:

Заступник головного редактора:

Кириленко О.В., академік НАН України

Антонов О.Є., докт. техн. наук

Редакційна колегія:

Стогній Б.С.	академік НАН України	Шидловська Н.А.	член-кор. НАН України
Шидловський А.К.	академік НАН України	Щерба А.А.	член-кор. НАН України
Волков І.В.	член-кор. НАН України	Авраменко В.М.	докт. техн. наук
Жаркін А.Ф.	член-кор. НАН України	Буткевич О.Ф.	докт. техн. наук
Кондратенко І.П.	член-кор. НАН України	Васецький Ю.М.	докт. техн. наук
Кузнецов В.Г.	член-кор. НАН України	Липківський К.О.	докт. техн. наук
Резцов В.Ф.	член-кор. НАН України	Новік А.І.	докт. техн. наук
Розов В.Ю.	член-кор. НАН України	Римша В.В.	докт. техн. наук

Відповідальний секретар: Новік Н.В.

Збірник входить до переліку профільних видань ДАК МОН України та представлено у таких системах реферування:

- загальнодержавному депозитарії «Наукова періодика України»;
- загальнодержавній базі даних «Україніка наукова» (реферативний журнал «Джерело»);
- науковій електронній бібліотеці періодичних видань НАН України (NA SPLIB) (<http://www.dspace.nbu.gov.ua/>);
- базі РІНЦ Наукової електронної бібліотеки, Росія;
- Реферативному журналі, Росія.

У збірнику здійснюються експертне рецензування та наукове редагування статей.

*Друкується за постановою вченої ради
Інституту електродинаміки Національної академії наук України.
Протокол № 6 від 27 квітня 2017 року.*

Зареєстровано 07.02.2002. Свідоцтво: серія КВ, № 5843.

Засновник та видавець: Інститут електродинаміки НАН України
Україна, 03057, м. Київ-57, пр. Перемоги, 56

Адреса редакції:

03057, м. Київ-57, пр. Перемоги, 56

Інститут електродинаміки НАН України.

Тел. (044) 366-26-56, (044) 456-88-69.

Е-mail: mlyv@ied.org.ua; takied@meta.ua;

Адреса сайту: <http://ied.org.ua>

ISSN 1727-9895

© Інститут електродинаміки НАН України, 2017

Видання наукове

ПРАЦІ

Інституту електродинаміки Національної академії наук України

Збірник наукових праць

**Випуск
46**

Редактор: Ю.В. Морозова-Леонова

Зареєстровано 07.02.2002. Свідоцтво: серія КВ, № 5843.
Підп. до друку 05.05.2017. Формат 60x84 / 8. Папір офс. Офс. друк. Ум. друк. арк. 14,0.
Обл.-вид. арк. 13,5. Тираж 100 прим. Зам. 35. Ціна за домовленістю.

*03057, м. Київ-57, пр. Перемоги, 56,
Інститут електродинаміки НАН України.*

Відділ оперативної поліграфії Інституту електродинаміки НАН України

Праці
Інституту електродинаміки
Національної академії наук України

Випуск 46

2017 р.

ЗМІСТ

ЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ ТА КОМПЛЕКСИ

<i>Кучанський В.В.</i> Запобігання резонансним напругам у несинусоїдальних режимах магістральних електричних мереж.....	6
<i>Лук'яненко Л.М., Гончаренко І.С.</i> Аналіз ефективності використання методу Монте-Карло для розв'язання задачі визначення оптимальних місць встановлення та потужності джерел розосередженого генерування.....	13
<i>Чиженко О.І., Трач І.В.</i> Спосіб покращення якості струму системи мережа – тиристорний компенсатор реактивної потужності.....	22
<i>Білик А.В.</i> Особливості інтеграції систем постійного струму в магістральні мережі змінної напруги.....	30

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ТА АПАРАТИ

<i>Титко О.І., Мишастий М.Д., Воронін А.І., Хвалін Д.І.</i> Експериментальні дослідження ефективності екранів зубцево-пазової конструкції статорів турбогенераторів.....	34
<i>Приймак Б.І.</i> Деякі особливості задачі максимізації моменту векторно-керованих асинхронних двигунів у режимі ослаблення поля.....	42
<i>Куєвда Ю.В., Куєвда В.П., Балюта С.М.</i> Зменшення крутильних коливань валопроводів потужних турбогенераторів за допомогою асинхронного демпфувального пристрою.....	50

ЕЛЕКТРИЧНІ ТА НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

<i>Войтех В.О.</i> Безтрансформаторний підвищуючий перетворювач постійної напруги для відновлюваних джерел енергії.....	56
<i>Мисак Т.В.</i> Стабілізація вихідної напруги однофазного джерела живлення з нелінійним вихідним трансформатором.....	60

Зозулев В.И. Устройства преобразовательной техники на основе реконфигурации распределенных структур	71
Спірін В.М., Губаревич В.М., Гребенюк В.Г., Салко С.В., Маруня Ю.В. Дослідження роботи пасивного ЛМС-фільтра при малій потужності навантаження	81
Самков О.В., Смирнов В.С., Штіфзон О.Й., Любицький С.В., Лізанець В.В. Принципи побудови інваріантних підсилювально-перетворювальних систем з прогнозуванням для апаратних засобів автономних об'єктів	84

ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

Подольцев А.Д. Компьютерное моделирование грозовых перенапряжений в высоковольтной воздушной линии электропередачи	94
Кучерявая И.Н. Исследование эксплуатационных дефектов силовых кабелей с изоляцией из сшитого полиэтилена	107

ТЕХНОЛОГІЧНЕ ТА ЕНЕРГЕТИЧНЕ ЕЛЕКТРООБЛАДНАННЯ

Шидловський А.К., Павлов В.Б., Павленко В.Є., Малахатка Д.О. Моделювання та порівняльний аналіз гібридних систем живлення автономних електротранспортних засобів.....	113
Бондар О.І., Глухенький О.І., Гориславець Ю.М. Визначення основних конструктивних параметрів універсальних перемішувачів рідкого металу	119
Поднебенная С.К., Бурлака В.В., Гулаков С.В. К вопросу повышения коэффициента мощности однофазных источников питания машин контактной сварки.....	126

ВИМІРЮВАЛЬНА ТЕХНІКА

Саволюк А.М., Новик А.И. Ультразвуковые уровнемеры с коррекцией температурных погрешностей	134
---	-----

ЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ ТА КОМПЛЕКСИ

УДК 621.315.1

ЗАПОБІГАННЯ РЕЗОНАНСНИМ ПЕРЕНАПРУГАМ У НЕСИНУСОЇДАЛЬНИХ РЕЖИМАХ МАГІСТРАЛЬНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МЕРЕЖ

В.В. Кучанський, канд. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, м. Київ, 03057, Україна
e-mail: kuvlad@yandex.ru

Резонансні перенапруги можуть спричинити пошкодження електричного силового обладнання. Виникнення такого роду перенапруг зумовлено властивостями мережі й може бути усунено шляхом зміни співвідношення між параметрами мережі та її режимом. На відміну від комутаційних перенапруг, які існують протягом декількох періодів промислової частоти, резонансні перенапруги виникають не тільки несподівано, але вони можуть тривати протягом тривалого часу, поки спрацювання пристроїв релейного захисту або дії персоналу не змінять електричну схему або режим. Резонансні перенапруги не враховують при виборі ізоляції або параметрів обладнання, бо сучасні захисні заходи розраховані для обмеження комутаційних перенапруг, а не для подавлення тривалих резонансних процесів. Таким чином, ймовірність і розвиток системних аварій через резонансні перенапруги є значними. Важливість розробки заходів попередження резонансних перенапруг зумовило напрямки досліджень, які представлені в статті. Бібл. 11, рис. 5.

Ключові слова: резонансні перенапруги, керована комутація, імітаційна модель, несинусоїдальні режими.

Тенденції розвитку сучасних магістральних електричних мереж вказують на зростання ролі ліній електропередачі надвисокої напруги (ЛЕП НВН) як системоутворюючих та міжсистемних. Слід відзначити, що саме дослідження перенапруг для цього класу ліній номінальною напругою 750 кВ мають виконуватись особливо ретельно, зокрема, з врахуванням впливу джерел спотворень. Це пояснюється практичною відсутністю експлуатаційного запасу ізоляції, розрахованого на екстремальні значення параметрів, оскільки такий запас для надвисоких напруг має високу вартість [2, 8]. Таким чином, аналіз можливості виникнення перенапруг в ЛЕП НВН повинен виконуватись не лише для нормальних, але й для аномальних (несиметричних та несинусоїдних) режимів.

Однією з основних причин виходу з ладу обладнання в магістральній електричній мережі є перенапруги, тобто підвищення величини робочої напруги вище максимально допустимого значення, відповідно до технічного регламенту [8–10]. Це пояснюється тим, що передбачено порівняно малий резерв ізоляції для складових елементів магістральних електричних мереж через її високу вартість для такого класу напруги.

У магістральних електричних мережах відбулась заміна повітряних вимикачів на елегазові. Ця модернізація зумовлена тим, що сучасна електротехнічна промисловість не виготовляє повітряні вимикачі, і в разі пошкодження здійснити ремонт і поновити електропостачання буде неможливо. У порівнянні з повітряними вимикачами елегазові мають певні переваги, основними з яких є швидкодія та висока вимикаюча спроможність, а також можливість встановлення додаткового пристрою керованої комутації.

Такий пристрій дає змогу виконувати комутації елегазового вимикача у заздалегідь визначений момент з метою зменшення негативних наслідків перехідних процесів. Момент комутації повітряного вимикача є випадковою величиною і виконати розмикання чи замикання у необхідний момент неможливо. Такий недолік під час експлуатації призводив до аварійних ситуацій, у тому числі до виникнення резонансних перенапруг у несинусоїдних режимах [4, 6, 8].

Метою цієї роботи було застосування пристрою керованої комутації як заходу для запобігання резонансним перенапругам при ввімкненні лінії на ненавантажений автотрансформатор. Керована комутація має знизити величини перенапруг до рівня ефективної роботи таких традиційних заходів, як розрядники, обмежувачі нелінійних перенапруг та варистори. Така мета передбачає визначення діапазонів кутів вмикання вимикача, при яких спостерігаються максимальні та мінімальні величини перенапруг. Відповідно до визначених діапазонів були надані рекомендації магістральним електричним мережам, що пов'язані з необхідністю врахування моментів замикання полюсів елегазових вимикачів під час вмикання ненавантаженого автотрансформатора.

Аномальність несинусоїдних режимів характеризується появою вищих гармонік струму і напруги [4, 6, 9–11]. Спотворення форми кривої напруги і струмів у такому випадку обумовлені нелінійністю шунтів намагнічування. За останні роки велику увагу при дослідженнях режимів електричних мереж стали приділяти коливанням у колах зі сталлю. Приводом для цього слугує поява на ЛЕП НВН складних явищ, таких як резонанси на частотах, що відрізняються від основної [4, 6, 8].

Як одне з головних із джерел спотворення режиму електропередачі НВН у роботі розглядається нелінійність вольт-амперної характеристики шунта намагнічування при ввімкненні ненавантаженого автотрансформатора. Такий режим спричиняє умови для появи перенапруг парної кратності. Слід зазначити, що процес виникнення перенапруг на другій гармоніці загалом відомий, проте значення характеристик резонансних перенапруг залежить від багатьох факторів та чинників аномального режиму. Тому необхідно розробити методи визначення ключових факторів та чинників для перевірки наявності необхідних та достатніх умов аномальних перенапруг під час проектування та експлуатації мережі надвисокої напруги.

Фізична природа виникнення парних гармонік на ЛЕП НВН з приєднаним ненавантаженим автотрансформатором пояснюється періодичною зміною індуктивності магнітного шунта при протіканні через нього змінного струму. Ця індуктивність змінюється з подвійною частотою по відношенню до прикладеної напруги. За умови, що власна частота еквівалентної схеми дорівнює 100 Гц, можливе існування перенапруг на другій гармоніці. Для цього необхідно, щоб вхідний опір мав ємнісний характер і був приблизно рівний середньому значенню індуктивного опору магнітного шунта автотрансформатора на цій частоті. Процес виникнення гармонічних перенапруг представлено на рис. 1 зі спотвореною формою кривої напруги.

Як було зазначено, при моделюванні гармонічних перенапруг на другій гармоніці кожен окремо взятий чинник не може вважатись незалежним. Зміна одного параметра може призвести до зміни іншого, інакше кажучи в даному випадку існує кореляція як між параметрами режиму конкретної мережі, так і параметрами її устаткування [4]. Наявність цієї взаємозалежності не дає змоги отримати чіткі залежності, які могли б бути використані для аналізу перенапруг на другій гармоніці в магістральній електричній мережі, і в цьому випадку, як показує досвід наукових досліджень [9, 11], ефективним засобом для моде-

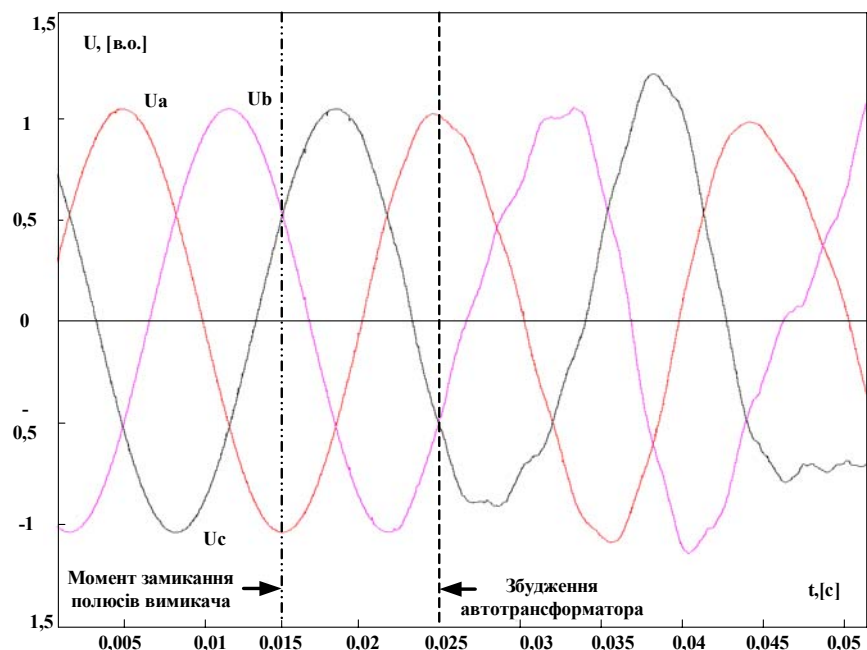


Рис. 1

лювання таких невизначених систем є імітаційне моделювання [4].

Головний напрямок попередніх досліджень був сконцентрований на розробці та застосуванні математичних моделей з метою отримання кількісних результатів для практичного використання. В них не виявлені точні причини виникнення резонансних перенапруг (РП) на вищих гармонічних складових, хоча випадки виникнення такого виду перенапруг відомі досить давно. З наведених результатів неясно та невідомо, які саме режими чи комутації призводять до РП на вищих гармонічних. Дослідження РП до цього часу виконувалось з великими спрощеннями, оскільки саме цей вид РП залежить від багатьох факторів, явищ та параметрів електричних мереж. Тому такі дослідження вважати за вичерпні неможливо.

Імітаційне моделювання застосовується в тих випадках, коли математична модель занадто складна, щоб можна було використати аналітичні методи, тобто виразити залежності між параметрами за допомогою обмеженої кількості математичних виразів. Імітаційну модель можна використати як для одного випробування, так і для заданої серії. Імітаційне моделювання – це метод дослідження, при якому досліджувана система замінюється моделлю ЛЕП НВН, що з достатньою точністю описує реальну систему і з якою проводяться експерименти з метою отримання інформації про умови виникнення РП. Експериментування з моделлю називають імітацією. У загальному випадку імітація – це усвідомлення суті явища, без експериментів на реальному об'єкті.

Імітаційне моделювання – це окремий випадок математичного моделювання. Існують класи об'єктів, для яких з різних причин не розроблені аналітичні моделі або не розроблені аналітичні методи вирішення отриманої моделі. У цьому випадку аналітична модель замінюється імітатором або імітаційною моделлю [1].

У роботі імітаційним моделюванням називається отримання чисельних результатів задачі аналізу РП на основі об'єднання аналітичних залежностей, чисельних методів та алгоритмів розвитку процесів в електропередачах НВН.

Через причини, вказані вище, було розроблено імітаційну модель електропередачі НВН для реалізації в середовищі MATLAB/Simulink [1] рис. 2. Особливість застосування цієї моделі полягає в обов'язковій наявності трьох груп ШР, оскільки з практики відомо [8], що гармонічні перенапруги виникають при довжинах ліній, які потребують для компенсації зарядної потужності саме таку кількість груп ШР [4, 6, 10]. Тобто однією з необхідних умов виникнення резонансних перенапруг в несинусоїдному режимі є довжина лінії.

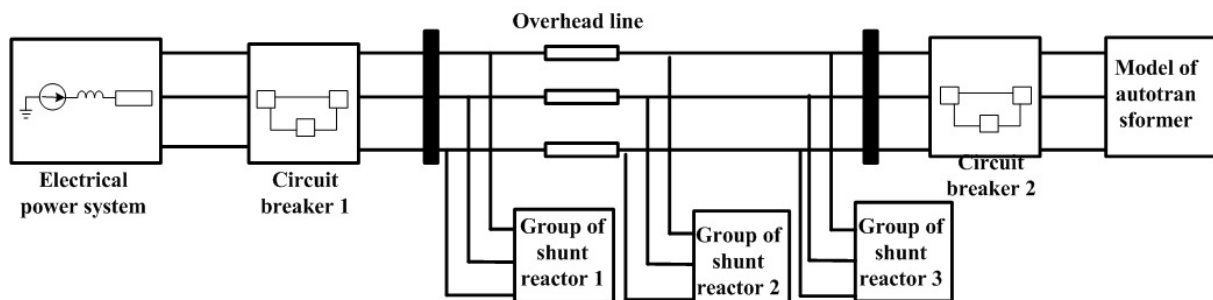


Рис. 2

Полюси вимикачів у моделі розглядаються окремо для кожної з фаз: кожний полюс моделюється ідеальним вимикачем. Це дає можливість незалежно змінювати моменти замикання кожного з полюсів під час моделювання. Повітряна лінія моделюється дільницею з розподіленими параметрами з довжиною, що відповідає довжині ЛЕП НВН. Електроенергетична система задається трифазним джерелом напруги з заданими величинами напруги та індуктивності.

Завдяки використанню імітаційної моделі (рис. 2) діапазони кутів, при яких досягаються значення перенапруг, такі: максимальні $\delta \in [0; 140] \cup [200; 240]$ ел. град; мінімальні $\delta \in [140; 215] \cup [275; 355]$ ел. град. Як видно з рис. 3, перенапруги досягають максимальних значень в зонах екстремумів синусоїди напруги (0; 140) та (200; 240). На рис. 3 напруга позначена

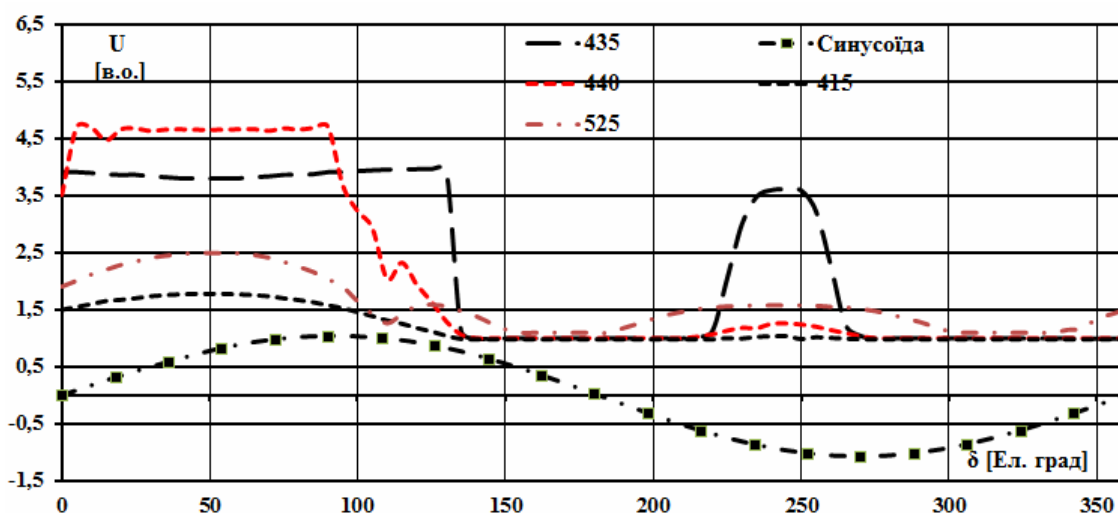


Рис. 3

у відносних одиницях. Одна відносна одиниця складає 643 кВ. Дослідження, що наведені на рис. 3, виконувались для чотирьох ліній з фіксованою довжиною 415, 435, 440, 525 км. Момент комутації лінії на ненавантажений АТ змінювався протягом повного періоду синусоїди $\delta \in [0; 360]$, що дало змогу виявити вирішальний фактор появи РП.

Як було встановлено, необхідною умовою виникнення перенапруг є збіг двох вирішальних факторів: довжина лінії і кут замикання полюсів вимикача. Змінити довжину лінії неможливо, оскільки це фіксований параметр лінії, який обрано на стадії проектування. Але довжина лінії передачі є визначальним фактором для перенапруг як в несинусоїдальних, так і несиметричних режимах [3, 5–7], хоча джерело спотворень і генерації відповідних резонансних контурів у цих випадках різні. Таким чином, для кожного виду перенапруг заходи щодо запобігання і припинення мають бути розроблені та реалізовані окремо. Захід, який буде ефективним для перенапруги в несинусоїдальному режимі, буде неефективним у несиметричному режимі й навпаки [3, 5, 6].

У сучасних магістральних електричних мережах використовуються перш за все структурні заходи зниження та подавлення РП, які пов'язані зі зміною робочої схеми та переходом від аномального режиму до нормального. Але при необхідності можуть бути використані спеціальні пристрої або налаштування за критерієм зменшення РП пристроїв, які були встановлені з іншою метою.

Як показали дослідження, перенапруги при комутації ненавантаженого АТ суттєво залежать від моменту його ввімкнення. Таким чином, РП можуть бути обмежені при використанні блока керованої комутації, налаштованого на замикання контактів поблизу від нульового значення струму холостого ходу АТ ("кероване включення"). На цей час точність керованої комутації складає ± 2 мс: це недостатньо для вимикання короткого замикання, але для ліквідації перенапруг такий розкид не є критичним. У загальному випадку керована комутація є засобом усунення шкідливих перехідних процесів за допомогою керованих в часі операцій комутації. Команди вмикання або відмикання, що подаються на вимикач, виконуються таким чином, щоб замикання контактів відбувалося в сприятливий момент часу по відношенню до фазового кута.

Слід зазначити, що компанія «АВВ» (Asea Brown Boveri Ltd.) розробила пристрій керованої комутації Switchsync F236, призначений для автоматичних елегазових вимикачів з полюсним керуванням. Призначення цього пристрою полягає в замиканні і/або розмиканні полюсів вимикача в необхідній точці синусоїди струму або напруги, яка є прийнятною для усунення небажаного впливу перехідних процесів при планових комутаціях конденсаторних батарей, шунтувальних реакторів, а також автотрансформаторів та силових трансформаторів. Слід зауважити, що робіт щодо з'ясування впливу саме керованої комутації на виникнення та розвиток резонансних перенапруг не проводилось.

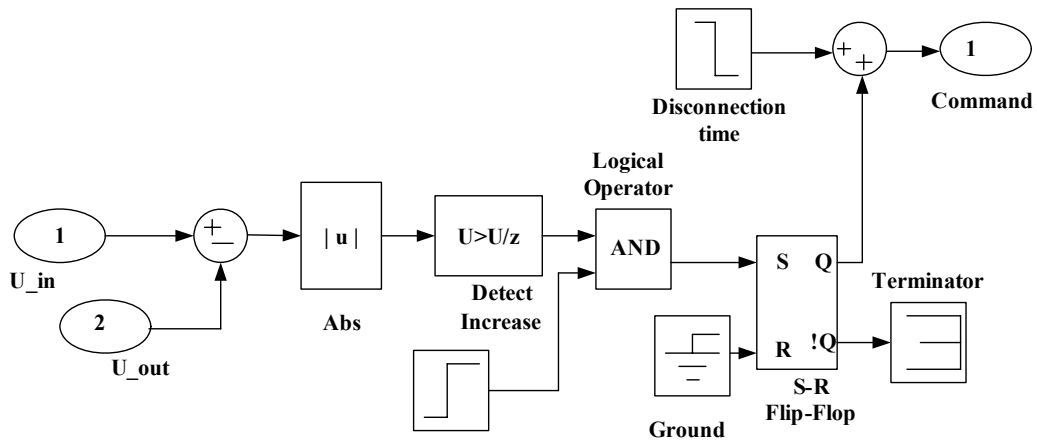


Рис. 4

З метою оцінки ефективності заходу застосування керованої комутації розглянемо дві лінії з однаковими параметрами та характеристиками. Кожна з цих двох ліній комутується своїм вимикачем. Перша лінія комутується вимикачем з некерованою комутацією, а друга –

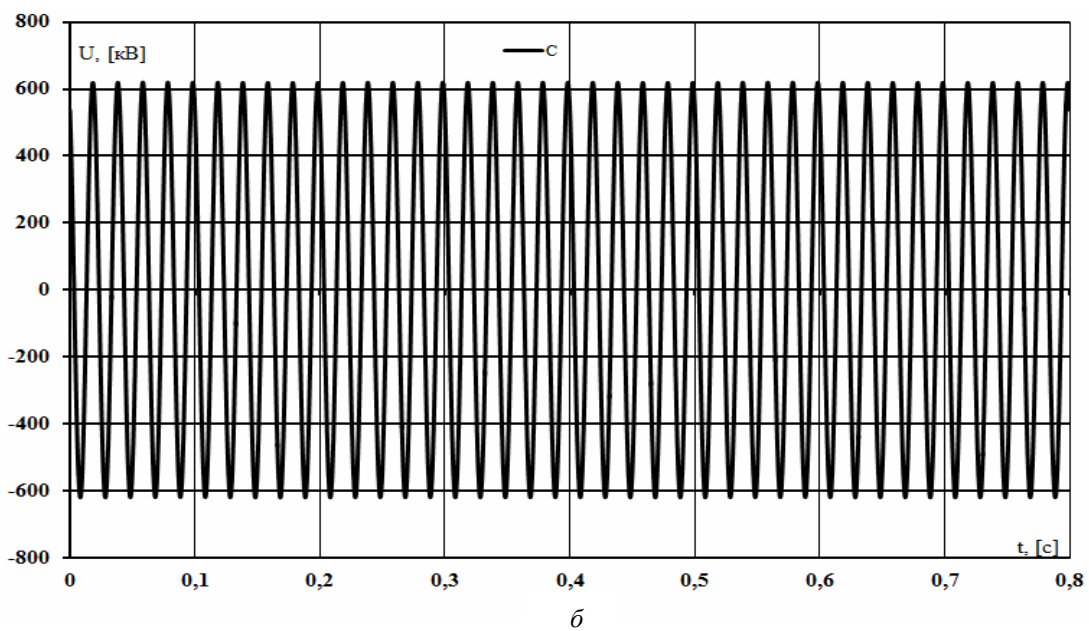
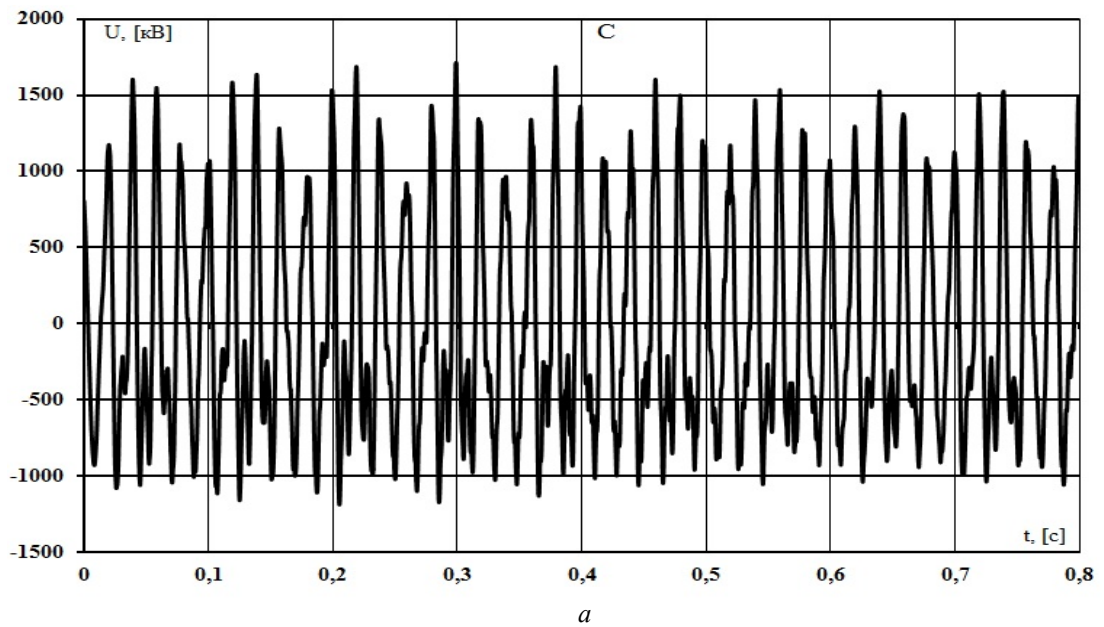


Рис. 5

вимикачем з керованою комутацією. Для обох ліній моментом подачі команди на замикання вимикача є момент переходу струму через нуль. Замикання полюсів вимикача з некерованою комутацією відбувається одразу в момент подачі команди. Для дослідження впливу керованої комутації на перенапруги необхідно попередньо розробити спеціальний блок для імітаційної моделі, що подає зовнішню команду на вимикач. Процес моделювання роботи керованого вимикача залежить від алгоритму комутації, який реалізований у розробленій моделі блока керування.

На рис. 4 наведено структуру запропонованої в роботі імітаційної моделі блока управління комутаціями вимикача, яка на відміну від розробленої [6] дає змогу досліджувати комутації як у нормальному, так і у аномальному режимах. На рис. 4 номінальна робоча напруга для ліній складає 643 кВ. Блок здійснює постійний контроль над модулем струму холостого ходу АТ. Як тільки крива струму холостого ходу досягає нульового значення (в блоці наявні модулі, де визначається тенденція зміни значення струму), підтверджується зовнішня команда та подається вихідний сигнал на вимикач, який, у свою чергу, миттєво замикає свої контакти. В самому блоці керованого вимикача можна задати момент замикання його полюсів. Зазвичай замикання контактів відбувається як тільки різниця між напругою джерела та напругою на кінці лінії досягне мінімального значення, після часу замикання, яке визначене в самому блоці.

Результати моделювання використані для порівняння роботи ЛЕП НВН зі звичайним вимикачем з моментом комутації, що потрапляє в діапазон $\delta \in [0; 140] \cup [200; 240]$, та з вимикачем з керованою комутацією, момент замикання якої потрапляє в діапазон $\delta \in [140; 215] \cup [275; 355]$. Це показано на рис. 5.

Висновки: 1. Керована комутація (рис. 5 б) суттєво знижує кратність перенапруг у порівнянні зі звичайним вимикачем (рис. 5 а), момент замикання якого може потрапити до діапазона існування перенапруг.

2. За допомогою імітаційного моделювання було визначено вирішальний фактор виникнення перенапруг розглянутого типу при дослідженні ліній електропередач надвисокої напруги різної довжини з фіксованою кількістю груп шунтувальних реакторів. Цим визначальним фактором є кут вмикання вимикача, що має потрапляти у відповідні діапазони, при яких спостерігаються максимальні величини резонансних перенапруг. Якщо кут вмикання вимикача потрапляє до діапазона, що відповідає мінімальним величинам перенапруг, то можливо як повністю запобігти виникненню перенапруг, так і знизити їх величини до рівнів ефективної роботи традиційних заходів обмеження перенапруг. У будь-якому разі застосування пристрою керованої комутації дає змогу якщо не попередити появу перенапруг, то забезпечити суттєве обмеження амплітудних значень.

1. Васильев А.Н. MATLAB. Самоучитель. Практический подход. – Санкт-Петербург: Наука и Техника, 2012. – 448 с.
2. Дудурич О.Б., Маврін О.І., Покровський К.Б. Високовольтна ізоляція у задачах і контрольних питаннях. – Львів: Вид-во Нац. ун-ту „Львівська політехніка”, 2013. – 188 с.
3. Кузнецов В.Г., Тугай Ю.І., Кучанський В.В. Вибір опору компенсаційного реактора з врахуванням впливу несиметрії параметрів ЛЕП НВН // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2012. – Вип. 33. – С. 13–17.
4. Кузнецов В.Г., Тугай Ю.І., Кучанський В.В. Використання штучної нейронної мережі для визначення характеристик аномальних перенапруг // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2012. – Вип. 31 – С. 8–14.
5. Кузнецов В.Г., Тугай Ю.І., Кучанський В.В. Дослідження впливу транспозиції лінії електропередачі надвисокої напруги на аномальні перенапруги // Техн. електродинаміка. – 2013. – № 6. – С. 51–56.
6. Кузнецов В.Г., Тугай Ю.І., Кучанський В.В., Шполянський О.Г. Дослідження резонансних перенапруг на ультрагармоніках парної кратності на ЛЕП 750 КВ // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2012. – Вип. 29. – С. 20–26.
7. Кузнецов В.Г., Тугай Ю.І., Кучанський В.В. Перенапруги в аномальних режимах ліній електропередачі надвисокої напруги // Техн. електродинаміка. – 2012. – № 2. – С. 40–41.

8. Пусковые и системные испытания электропередачи 750 кВ Хмельницкая АЭС – Жешув: Отчет о НИР / Всесоюз. науч.-исслед. ин-т электроэнергетики; Рук. Хоециан К.В.; Исполн.: К.В. Хоециан, А.Г. Карякина, А.М. Печенкина, В.Г. Козлова. – 1985. – 92 с. – Дог. 4-527/95.
9. L. M. N. de Mattos, A. M. P. Mendes, J. F. de Lima Filho, M. C. Tavares Enhanced Analysis of Oscillatory Undamped Overvoltages in Transformer Energization // Proceedings of International Conference on power systems Transients IPST 2013 in Vancouver. Canada, July 18-19. – 2013. – P. 55–61.
10. J. F. Piñeros, J. A. Vélez, J. M. Salas, O. Monroy, M. T. Gutiérrez, F. Montaño Undesired Trip of a 230 kV Transmission Line due to 500 kV/450 MVA Autotransformer Energization // Proceedings of International Conference on power systems Transients IPST 2013 in Vancouver. Canada, July 18-19. – 2013. – P. 45–50.
11. D. D. L. T. Barros, W. L. A. Neves, K. M. C. Dantas, D. Fernandes Jr., L. Fonseca Controlled Switching of Transmission Line with Series Compensation // Proceedings of International Conference on power systems Transients IPST 2013 in Vancouver. Canada, July 18-19. – 2013. – P. 5–8.

УДК 621.315.1

В.В. Кучанский, канд. техн. наук
Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина

Предотвращение резонансных перенапряжений в несинусоидальных режимах магистральных электрических сетей

Резонансные перенапряжения могут привести к повреждению электрического силового оборудования. Появление такого рода перенапряжений обусловлено свойствами сети и может быть устранено путем изменения соотношения между параметрами сети и ее режимом. В отличие от коммутационных перенапряжений, которые существуют на протяжении нескольких периодов промышленной частоты, резонансные перенапряжения возникают не только неожиданно, но они могут продолжаться в течение длительного времени до тех пор, пока срабатывание устройств релейной защиты и действия персонала не изменят электрическую схему или режим. Резонансные перенапряжения не учитывают при выборе изоляции или параметров оборудования. Современные защитные мероприятия рассчитаны для ограничения коммутационных перенапряжений, а не для подавления длительных резонансных процессов. Таким образом, вероятность развития системных аварий из-за резонансных перенапряжений является значительной. Важность разработки мер предупреждения резонансных перенапряжений обусловило направление исследований, которые представлены в статье. Библиография, 11, рис. 5.

Ключевые слова: резонансные перенапряжения, управляемая коммутация, имитационная модель, несинусоидальные режимы.

V.V. Kuchanskyi

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine

The prevention overvoltage in resonant modes nonsinusoidality magisitralni electric network

Due to the rising role of overhead lines extra high voltage there is a need of application of modern electronic devices that allow controlling modes of bulk electricity system. The switching control unit Switchsync F236 is one of such devices which enables to connect and disconnect contacts of poles circuit breakers at required time. This function of Switchsync F236 can be used not only for interruption of short circuit. One of the objectives of application Switchsync F236 is prevention of resonance overvoltage occurrence at closing extra high voltage line on no-load autotransformer. Durable resonance overvoltages may cause damage of electrical power equipment. This kind of overvoltages is caused by properties of the network and can be eliminated by changing the ratio between the parameters of the network and its mode. Unlike switching overvoltages that exist centiseconds, resonance overvoltages not only occur unexpectedly, but they may go on for a long time until the automatic action or action of personnel will not change electrical schemes or mode. The resonant overvoltages are neglected when selecting insulation or parameters for high-voltage surge arrester as this protective measure is calculated to limit switching overvoltages, not to extinguish a long resonance process. Therefore, the probability and development of system accidents due to resonance overvoltages is significant. The importance of application and prevention of resonance overvoltages caused research area which is presented in article. Referenses 11, figures 5.

Key words: resonance overvoltages, control switching, simulation, nonsinusoidal mode.

Надійшла 25.01.2017
Received 25.01.2017

УДК 621.311

АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ ВИКОРИСТАННЯ МЕТОДУ МОНТЕ-КАРЛО ДЛЯ РОЗВ'ЯЗАННЯ ЗАДАЧІ ВИЗНАЧЕННЯ ОПТИМАЛЬНИХ МІСЦЬ ВСТАНОВЛЕННЯ ТА ПОТУЖНОСТІ ДЖЕРЕЛ РОЗОСЕРЕДЖЕНОГО ГЕНЕРУВАННЯ

Л.М. Лук'яненко, канд. техн. наук, І.С. Гончаренко, асп.

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

e-mail: okjraa@gmail.com

Постійне зростання частки джерел розосередженого генерування в структурі генерування енергосистем несе не лише позитивні зміни. Встановлення джерел розосередженого генерування в невідповідних місцях та невідповідної потужності може погіршити параметри усталеного режиму електричних мереж, наприклад, рівні напруги у вузлах мережі. У роботах [1, 4, 5, 10, 11] розроблено метод для розв'язання задачі оптимального розміщення джерел розосередженого генерування, у якому застосовуються статистичні випробування Монте-Карло в поєднанні з багатокритеріальною постановкою задачі. Метою цієї статті є аналіз роботи методу на різних електричних мережах. Для досліджень використовувалися відомі дослідні електричні мережі ІЕЕЕ. Результати аналізу показали, що розроблений метод у представленому вигляді має обмежену сферу використання, а тому постає необхідність розробки нового методу без визначених у ході дослідження недоліків. Також у ході дослідження встановлено, що для будь-якої електричної мережі існує власний оптимальний рівень впровадження джерел розосередженого генерування, який хоч і зростає при збільшенні кількості цих джерел у мережі, проте не залежить від її розмірності та є невідомим без попередніх досліджень. Бібл. 11, рис. 8, табл. 4.

Ключові слова: відновлювані джерела енергії, метод Монте-Карло, оптимальний рівень впровадження, оптимізація, розосереджене генерування.

Вступ. Невпинне зростання частки розосередженого генерування (РГ), у тому числі й відновлюваних джерел енергії (ВДЕ) у структурі генерування електроенергії розвинених країн світу зумовлено перевагами РГ над традиційною «великою» енергетикою. Так, у деяких країнах частка ВДЕ сягає 50 % (без врахування гідроелектростанцій) від загального обсягу виробленої електроенергії [9]. Та деякі переваги РГ, як наприклад, зменшення втрат електроенергії в електричних мережах (ЕМ), досягаються при визначенні оптимальних місць встановлення та потужності джерел розосередженого генерування, інакше підключення РГ до ЕМ в неоптимальному місці може викликати, зокрема, й переобтяження елементів цієї мережі та погіршення профілю напруги [2, 3].

Відома ціла низка методів розв'язання цієї задачі [4, 8, 11], але незважаючи на величезну кількість досліджень у цій сфері проблема оптимального розміщення РГ не є повністю вирішеною навіть у розвинених країнах. Особливості ЕМ України [4] потребують дещо інших підходів до визначення оптимального розміщення РГ. Тому для розв'язання задачі оптимального розміщення джерел РГ розроблено новий метод [4], в якому застосовуються статистичні випробування Монте-Карло у поєднанні з багатокритеріальною постановкою задачі, а в роботах [1, 10, 11] були проведені дослідження, спрямовані на вдосконалення методу. Основні принципи його роботи з врахуванням усіх вдосконалень представлено на рис. 1.

На етапі підготовки до розрахунків виконуються формування набору шин, до яких допускається підключення джерел РГ, та визначення діапазонів потужності джерел РГ для кожної шини з набору. До набору допустимих шин не потрапляють шини ЕМ, підключення джерел РГ до яких очевидно буде неефективним або з тих чи інших причин є недопустимим, зокрема, генераторні СШ. Можливі діапазони потужності джерел РГ визначаються, аби заздалегідь відкинути абсолютно недопустимі значення потужності. Наприклад, недоцільно встановлювати в одному вузлі ЕМ джерело РГ такої потужності, що за величиною наближається до сумарної потужності навантаження цієї мережі. Обмеження діапазонів потужності здійснюється за критерієм K_2 [5], який дає змогу з технічної точки зору визначати таку потужність джерела РГ, яку можна підключити до шини ЕМ без застосування додаткових засобів компенсації.



Рис. 1

Таким чином, після підготовчого етапу буде сформовано певний набір шин, які розглядатимуться як можливі кандидати на підключення джерел РГ, та певні діапазони потужності, в середині яких відбуватиметься пошук оптимальної потужності джерел РГ. На основі набору шин та діапазонів потужності виконується серія $N_{МК}$ статистичних випробувань Монте-Карло. Кожне окреме i випробування починається з формування випадкової конфігурації ЕМ. Зокрема, визначаються такі величини:

1. Кількість джерел РГ, що будуть підключені до мережі, обирається випадково ($N^{(i)}$) або може задаватися дослідником ($N^{(i)} = N$). Наприклад, у роботі в основному досліджувалося встановлення одного та двох джерел РГ у дослідні мережі. До однієї шини ЕМ може підключатися лише одне джерело РГ одночасно;

2. Випадково обираються шини, до яких будуть підключені джерела РГ. Обираються шини з набору, що був сформований на етапі підготовки, а кількість шин встановлюється відповідно до п. 1.

3. Випадково обирається потужність $P_n^{(i)}$ кожного джерела РГ таким чином, аби задовольняти діапазону потужності для відповідної i -ї шини. Діапазони потужності були також отримані на етапі підготовки. Щоб не розглядати майже однакові розв'язки задачі та скоротити кількість розрахунків, діапазони потужності розділяються на $R = 10$ [1] кроків (рис. 2). Отже, потужність $P_n^{(i)}$ джерела РГ може набувати одного з десяти можливих значень у діапазоні від $P_{n.min}$ до $P_{n.max}$ для відповідної шини.

4. Випадковим чином обирається тип джерела РГ (сонячна (СЕС) або вітряна електростанція (ВЕС) тощо).

Таким чином, у результаті проведення наведених (п. 1-4) процедур буде сформована відповідна конфігурація ЕМ. Для вказаної конфігурації ЕМ виконується розрахунок усталеного режиму ЕМ та відповідного значення $W^{(i)}$ цільової функції. Далі виконуються збереження поточного результату та перехід до наступної ітерації.

Оскільки задача оптимального розміщення джерел РГ є багатокритеріальною, оптимізаційною і в сучасних умовах ще більше ускладнюється через необхідність врахування не лише економічних інтересів постачальників та споживачів електричної енергії, а й можливих проблем на рівні системного оператора, які можуть виникнути через встановлення значних потужностей РГ, то, як наслідок, виникає доцільність врахування наявності запасу пропускної спроможності ліній, якості електричної енергії тощо [4].

З врахуванням зазначеного було сформовано набір технічних та економічних критері-

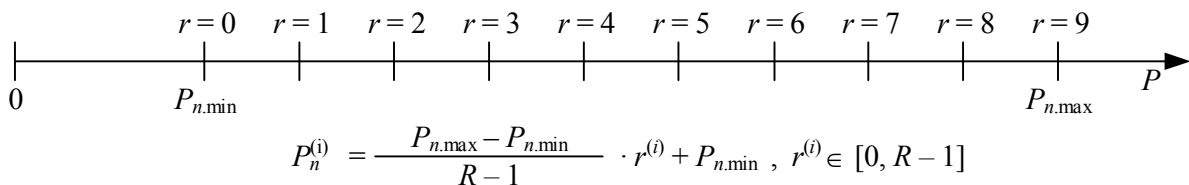


Рис. 2

їв і обмежень, за якими можна оцінити місця встановлення та потужності джерел РГ, а також визначити вплив встановлених джерел РГ на режимні параметри ЕМ. На основі набору критеріїв та обмежень сформовано цільову функцію $W^{(i)}$, яка в загальному випадку має такий вигляд:

$$W^{(i)} = (\alpha_1 \cdot C_1^{(i)} + \alpha_2 \cdot C_2^{(i)}) \cdot D^{(i)}, \quad (1)$$

де (i) – i -й варіант розв'язання задачі оптимального розміщення джерел РГ; α_1, α_2 – вагові коефіцієнти; $C_1^{(i)}, C_2^{(i)}$ – технічна та економічна складові цільової функції; $D^{(i)}$ – штрафна функція.

Технічна складова $C_1^{(i)}$ цільової функції характеризує зменшення втрат потужності в мережі у результаті застосування i -го варіанту розв'язання задачі:

$$C_1^{(i)} = 1 - \frac{\Delta P_{\Sigma}^{(i)}}{\Delta P_{\Sigma}^0}, \quad (2)$$

де $\Delta P_{\Sigma}^{(i)}$ – втрати потужності в ЕМ при i варіанті розміщення джерел РГ; ΔP_{Σ}^0 – втрати потужності у початковій схемі ЕМ до встановлення джерел РГ.

Економічна складова $C_2^{(i)}$ цільової функції характеризує економічну ефективність i -го варіанта встановлення джерел РГ:

$$C_2^{(i)} = \frac{\sum_{n=1}^{N^{(i)}} k_{n.вук}^{(i)*} \cdot T_n^{(i)*}}{N^{(i)} \cdot c_n^{(i)*} \cdot k_{n.пр}^{(i)}} \cdot k_m^{(i)}, \quad (3)$$

де $*$ – нормовані значення відповідних величин; $k_{n.вук}^{(i)}$ – коефіцієнт використання встановленої потужності n -го джерела РГ; $T_n^{(i)}$ – тариф на електроенергію, вироблену n -м джерелом РГ; $c_n^{(i)}$ – питома вартість n -го джерела РГ, що залежить, наприклад, від конструктивних особливостей, фірми-виробника електротехнічного обладнання, одиничної потужності агрегату тощо; $k_{n.пр}^{(i)}$ – коефіцієнт підключення, який характеризує вартість підключення до ЕМ n -го джерела РГ. Вказаний коефіцієнт залежить, як правило, від встановленої потужності джерела РГ, класу напруги, на якій виконується підключення джерела РГ; $k_m^{(i)}$ – коефіцієнт ефективності підключення РГ до ЕМ, завдяки якому здійснюється мінімізація сумарної потужності встановлюваних джерел РГ.

Штрафна функція $D^{(i)}$ дає змогу врахувати порушення режимних обмежень в i -му варіанті:

$$D^{(i)} = d_U^{(i)} \cdot d_I^{(i)}, \quad (4)$$

де d_U, d_I – змінні, що характеризують порушення заданих робочих діапазонів за напругою у вузлах мережі та переобтяження елементів ЕМ (ліній, трансформаторів тощо) за струмом.

Штрафна функція має ступінчатий вигляд та розділяє варіанти розміщення джерел РГ в ЕМ на три групи [4] (рис. 3). До першої групи відносяться розв'язки, режимні параметри яких знаходяться в допустимих межах; до другої групи – розв'язки, в яких є не критичні (мається на увазі, що для цих варіантів розв'язання задачі немає необхідності у застосуванні додаткового компенсуючого обладнання) порушення заданих обмежень режимних параметрів; до третьої – розв'язки, в яких є недопустимі порушення обмежень режимних параметрів.

Отже, проведення серії $N_{МК}$ статистичних випробувань Монте-Карло дасть змогу отримати відповідну кількість різних варіантів розміщення джерел РГ в ЕМ з відповідною оцінкою $W^{(i)}$. Найоптимальнішим розв'язком (глобальним оптимумом) задачі оптимального розміщення джерел РГ вважається розв'язок з найбільшим значенням $W^{(i)}$ цільової функції:

$$W_{\max} = \max[W^{(1)}, W^{(2)}, \dots, W^{(N_{ALL})}], \quad (5)$$

де N_{ALL} – кількість існуючих варіантів розв'язання задачі.

Попередньо [4] роботу методу було досліджено на відомій 14-шинній тестовій ЕМ Ін-

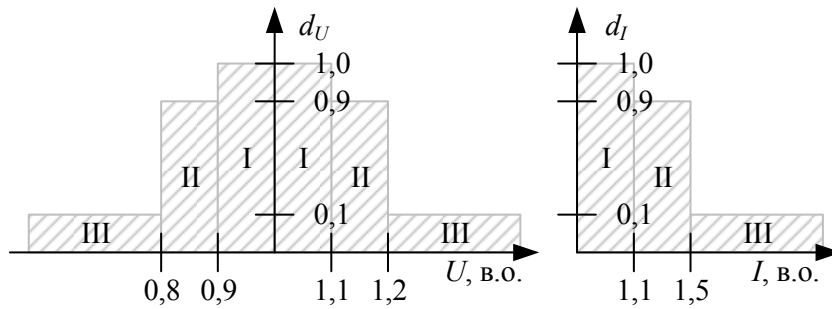


Рис. 3

ституту інженерів з електротехніки та електроніки (ІЕЕЕ). Результати дослідження показали, що метод дає змогу досить швидко знайти оптимальний розв'язок задачі. Проте за результатами дослідження роботи методу лише на одній ЕМ неможливо зро-

бити однозначний висновок про його ефективність.

Тому метою цієї статті є всебічний аналіз роботи запропонованого методу на різних ЕМ: 9-, 39-, 57-шинні ЕМ ІЕЕЕ.

Ефективність роботи методу. Як відомо [7], ефективність методів із застосуванням статистичних випробувань Монте-Карло пропорційна кількості проведених випробувань. Для кількісної оцінки ефективності роботи методу запропоновано порівняти кількість $N_{МК}$ випробувань, які необхідно виконати для знаходження оптимального розв'язку задачі, з кількістю N_{ALL} існуючих варіантів розв'язання задачі, тобто з кількістю випробувань, які необхідно виконати для знаходження оптимального розв'язку задачі повним перебором варіантів:

$$k_{eff} = \frac{N_{МК}}{N_{ALL}} \times 100\% . \quad (6)$$

Варто зазначити, що стохастичні методи не гарантують отримання оптимального розв'язку зі 100 %-вою достовірністю. Тому, коли йдеться про необхідну кількість випробувань, зокрема, методом статистичних випробувань Монте-Карло, мається на увазі необхідна кількість випробувань, яка гарантуватиме отримання оптимального розв'язку з певною достовірністю, наприклад, у роботі прийнята досить висока достовірність – 95 %.

У ході проведення досліджень [4] встановлено, що поряд з глобальним оптимумом є безліч схожих квазіоптимальних розв'язків. Тому оптимальними розв'язками пропонується вважати такі, значення $W^{(i)}$ цільової функції яких менше від значення W_{max} цільової функції глобального оптимуму не більше, ніж на деяке значення ΔW [1]. Нехай $\Delta W = 0,03 \cdot W_{max}$. Таким чином, можна сказати, що i розв'язок є оптимальним лише тоді, коли

$$W^{(i)} \geq 0,97 \cdot W_{max} . \quad (7)$$

У табл. 1 наведено ефективність роботи методу для різних дослідних ЕМ. З таблиці видно, що пошук оптимального розміщення для одного джерела РГ запропонованим мето-

Таблиця 1

Електрична мережа	Кількість джерел РГ	Кількість можливих розв'язків*	Розв'язки з $W^{(i)} \geq 0,97 \cdot W_{max}^{**}$		Ефективність k_{eff} роботи методу, %
			кількість	у % від кількості можливих	
ІЕЕЕ 9	1	160	2	1,25	150
	2	11 200	5	0,04	60,7
	3	448 000	13	0,003	23,2
ІЕЕЕ14	1	240	3	1,25	100
	2	26 400	62	0,23	4,92
ІЕЕЕ 39	1	760	2	0,26	158
	2	281 200	4	0,001	75,0
ІЕЕЕ 57	1	1 120	2	0,18	152
	2	616 000	2	< 0,001	150

Примітка. *Кількість можливих розв'язків розраховується з врахуванням кількості типів джерел РГ (СЕС, ВЕС) та кількості R кроків потужності в діапазоні від $P_{n.min}$ до $P_{n.max}$ ($R = 10$).

**Під W_{max} мається на увазі максимальне значення цільової функції, яке може бути досягнутим за заданих умов: ЕМ, кількість джерел РГ тощо.

дом є недоцільним. Та варто зазначити, що задача оптимального розміщення одного джерела РГ в ЕМ є доволі простою на відміну від задачі оптимального розміщення більшого числа джерел РГ та не завжди потребує спеціальних методів. Пошук оптимального розміщення більше ніж одного джерела РГ запропонованим методом, як виявилось, також не завжди є ефективним. Наприклад, пошук оптимальних розв'язків задачі розміщення двох джерел РГ в 57-шинній дослідній мережі (IEEE 57) вимагає виконати десь у півтора рази більше випробувань Монте-Карло, ніж існує всього розв'язків задачі. Тоді як аналогічна задача в 14-шинній дослідній ЕМ (IEEE 14) вимагає проведення кількості випробувань, яка в 20 разів менша за кількість існуючих розв'язків задачі.

Існують різні шляхи підвищення ефективності роботи методу [1]. Зокрема, в цій роботі досліджено: сумарну потужність джерел РГ в ЕМ; зміну кількості R кроків потужності в діапазоні від $P_{n.min}$ до $P_{n.max}$.

Аналіз статистичних випробувань показав, що при встановленні декількох джерел РГ сумарна потужність їх може перевищувати сумарну потужність навантаження мережі. Такі розв'язки задачі не можуть бути ефективними апріорі, тому мають бути виключені з розгляду. Для цього введено додаткове обмеження максимальної потужності $P_{n.max}$ джерел РГ:

$$P_{n.max} = \min \left[f(K_2); \frac{P_l}{N^{(i)}} \right], \quad (8)$$

де P_l – сумарне навантаження мережі; $N^{(i)}$ – кількість джерел РГ в ЕМ.

Для прикладу на рис. 4 показано як змінився рівень впровадження (відношення сумарної потужності джерел РГ до сумарного навантаження мережі) серед розв'язків для трьох джерел РГ в ЕМ IEEE 9: 1. Обмеження максимальної потужності джерел РГ за критерієм K_2 : $P_{n.max} = f(K_2)$; 2. Обмеження максимальної потужності джерел РГ за критерієм K_2 та за рівнем впровадження (8).

Завдяки додатковому обмеженню максимальної потужності $P_{n.max}$ джерел РГ ефективність роботи методу покращилася (табл. 2).

Таблиця 2

Електрична мережа	Кількість джерел РГ	Кількість можливих розв'язків	Розв'язки з $W^{(i)} \geq 0,97 \cdot W_{max}$		Ефективність k_{eff} роботи методу, %
			кількість	у % від кількості можливих	
IEEE 9	1	160	2	1,25	150
	2	11 200	5	0,04	60,7
	3	448 000	64	0,01	4,69
IEEE 14	1	240	2	0,83	100
	2	26 400	76	0,29	4,17
IEEE 39	1	760	2	0,26	158
	2	281 200	4	0,001	75,0
IEEE 57	1	1 120	2	0,18	152
	2	616 000	3	< 0,001	100

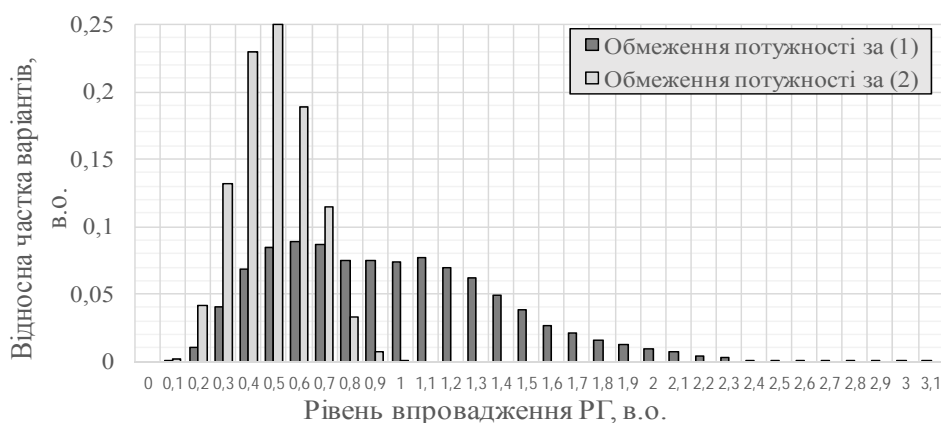


Рис. 4

З табл. 2 видно, що ефективність методу в деяких випадках покращилася, а в деяких залишилася незмінною. Зокрема, ефективність роботи методу при розв'язанні задачі для трьох джерел РГ в ЕМ IEEE 9 значно зросла – k_{eff} зменшився з 23,2 до 4,69 %. Розміщення двох джерел РГ в ЕМ IEEE 39 вимагає проведення такої ж кількості випробувань, як і раніше. А для розв'язання задачі встановлення двох джерел РГ в 57-шинній ЕМ треба виконати стільки ж випробувань, скільки існує розв'язків цієї задачі, хоча це менше, ніж раніше (табл. 1). Таким чином, обмеження рівня впровадження джерел РГ в електричні мережі подекуди покращило ефективність роботи методу, проте існує необхідність більш детального дослідження впливу рівня впровадження джерел РГ в ЕМ на розв'язки задачі.

Далі наведемо розподіли відносних значень W^* (стосовно відповідного W_{max}) цільової функції розв'язків для різних ЕМ. Встановлено, що при різній кількості джерел РГ в ЕМ розподіл дещо змінюється, але на вигляд вони дуже схожі. На рис. 5 а-в зображено розподіли при розміщенні одного, двох та трьох джерел РГ відповідно в ЕМ IEEE 9. Варто зазначити, що кожна мережа має власний розподіл, який не схожий на розподіли інших мереж. На рис. 5 г наведено розподіл при розміщенні двох джерел РГ в ЕМ IEEE 39. З рис. 5 г видно, що розв'язків для двох джерел РГ з рівнем впровадження понад 0,4 в.о. немає. Аналіз статистичних випробувань показав, що у розв'язків з рівнем впровадження понад 0,4 в.о. не збігається ітераційний розрахунок усталеного режиму. З цього можна зробити висновок, що у різних мережах можна розмістити різну потужність джерел РГ, проте попередньо невідомо яку саме.

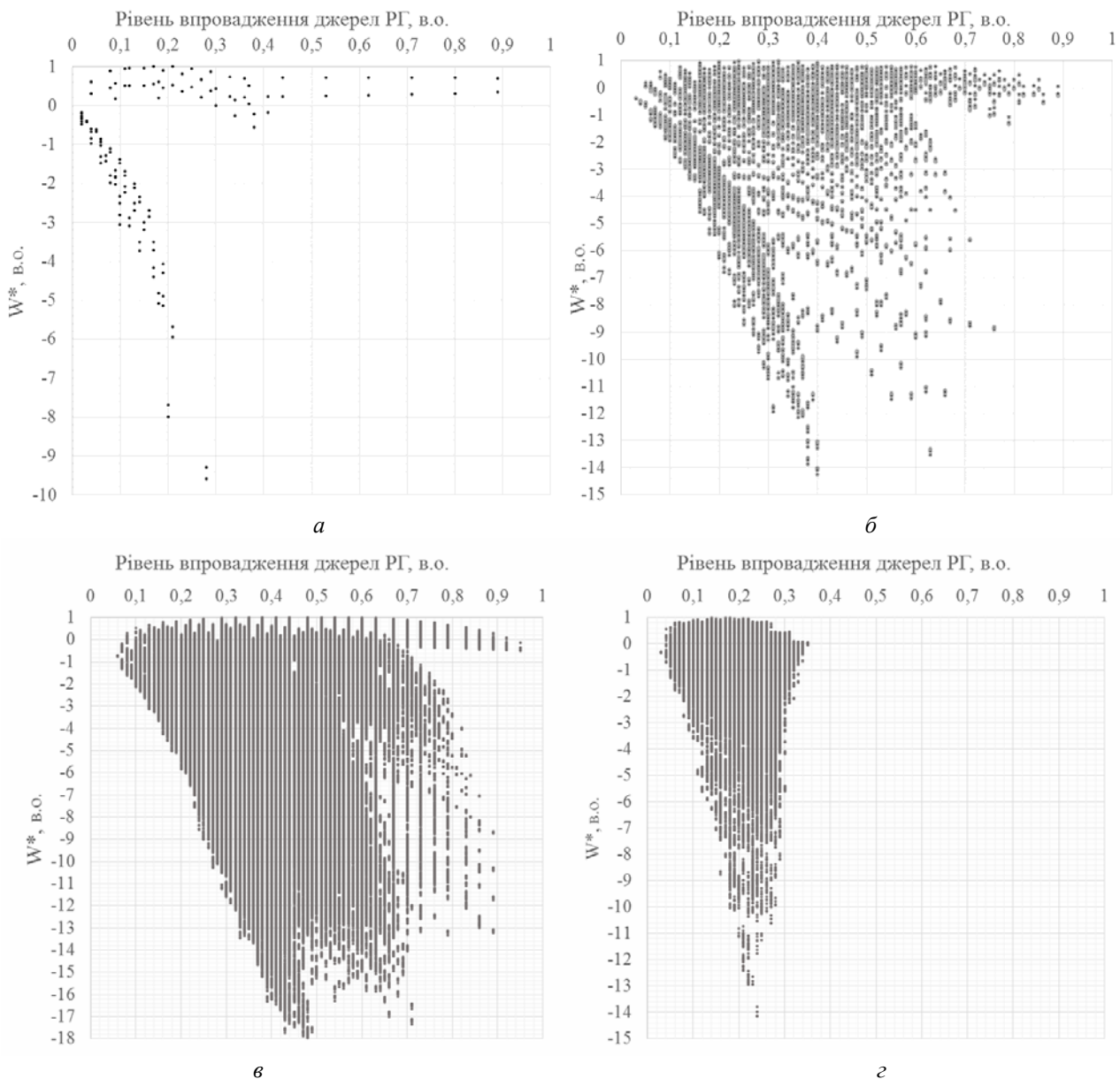


Рис. 5

Перевірка впливу кількості R кроків потужності в діапазоні від $P_{n.min}$ до $P_{n.max}$ показала, що структура розподілу розв'язків не змінюється, а лише стає більш детальною. На рис. 6 наведено розподіли значень $W^{(i)}$ цільової функції розв'язків при розміщенні двох джерел РГ в ЕМ IEEE 14 при $R = 10$ (а) та $R = 100$ (б). Варто зазначити, що частка оптимальних розв'язків при збільшенні R залишилася майже незмінною. Кількість необхідних випробувань також залишилася майже незмінною, проте загальна кількість варіантів, як і ефективність роботи методу, зростає у 100 разів.

Дослідження оптимального рівня впровадження джерел РГ в ЕМ показало наскільки важливим є питання вибору місць встановлення джерел РГ. На рис. 7 показано розподіл відносних значень цільової функції за різних рівнів впровадження двох джерел РГ в дослідних ЕМ IEEE 9 (а) та IEEE 14 (б). Вертикальними чорними лініями обмежено оптимальні рівні впровадження РГ у цих мережах. Маленька чорна область — це область з оптимальними розв'язками. Як можна побачити з графіків, у деяких мережах можуть бути надзвичайно важливими місця підключення джерел РГ. Наприклад, оптимальний рівень впровадження РГ у дослідну ЕМ IEEE 9 складає від 0,21 до 0,35 в.о. від навантаження мережі. Та разом з тим неправильне розміщення в мережі такої потужності може значно погіршити режимні параметри. Як видно з цього графіка, значення цільової функції $W^{*(i)}$ окремих розв'язків за такого ж рівня впровадження може бути дуже низьким. Тоді як у дослідній мережі IEEE 14 таких низьких значень не спостерігається.

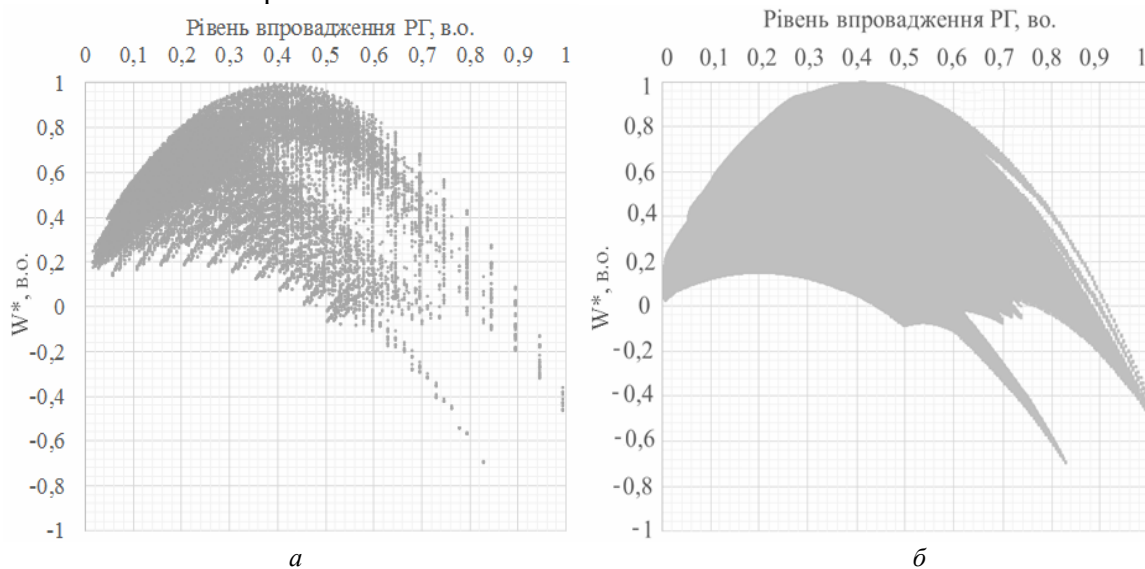


Рис. 6

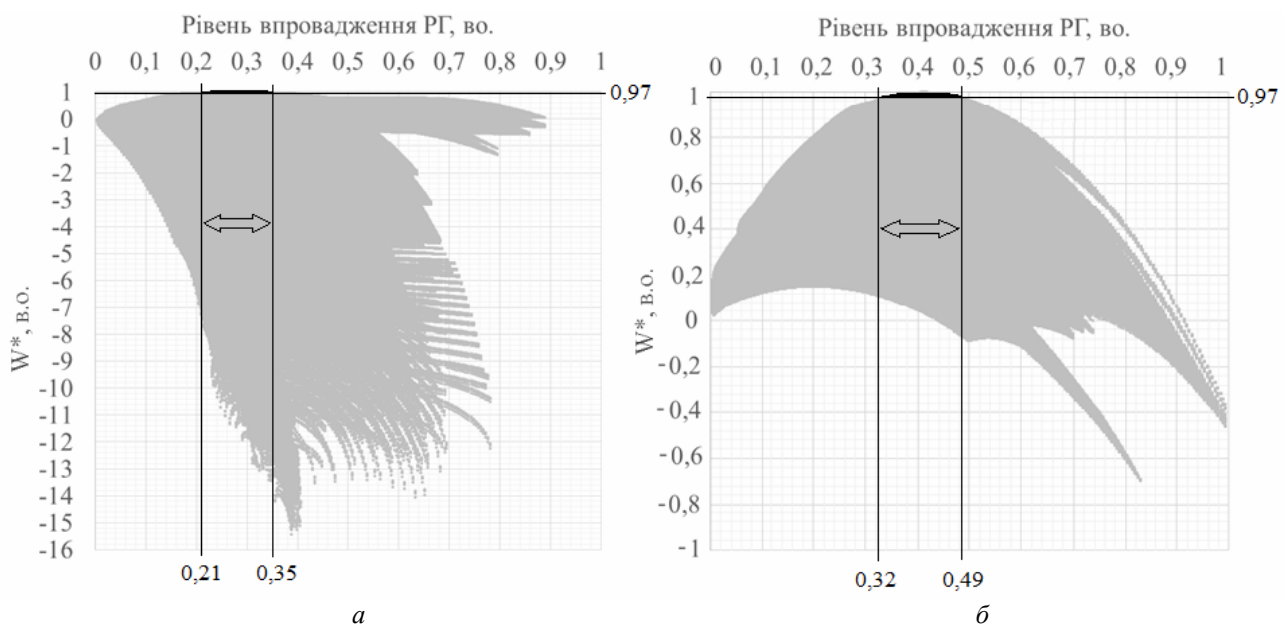


Рис. 7

Для різних дослідних мереж та різної кількості джерел РГ було визначено оптимальні рівні впровадження (табл. 3). З'ясовано, що оптимальний рівень впровадження джерел РГ зростає при збільшенні кількості джерел РГ в ЕМ та не залежить від розмірності мережі. При цьому частка оптимальних варіантів розміщення джерел РГ в ЕМ зменшується при збільшенні кількості джерел РГ та також не залежить від розмірності електричної мережі (табл. 4).

Таблиця 3

Електрична мережа		IEEE 9	IEEE 14	IEEE 39	IEEE 57
Кількість джерел РГ	1	0,17 – 0,21	0,35 – 0,41	0,10 – 0,14	0,19 – 0,20
	2	0,24 – 0,32	0,33 – 0,49	0,14 – 0,21	
	3	0,29 – 0,65			

Таблиця 4

Електрична мережа		IEEE 9	IEEE 14	IEEE 39	IEEE 57
Кількість джерел РГ	1	1,25%	0,83%	0,26%	0,18%
	2	0,04%	0,29%	< 0,01%	
	3	0,01%			

Таким чином, попередньо не дослідивши мережу, неможливо зробити висновок щодо оптимального рівня впровадження джерел РГ в ЕМ, що в свою чергу не дає можливості звужити область пошуку оптимальних розв'язків і підвищити ефективність роботи методу.

Ще одним важливим питанням, що також впливає на ефективність роботи методу, є власне визначення достатності кількості статистичних випробувань Монте-Карло [6], оскільки недостатнє число випробувань не даватиме бажаної достовірності результатів, а надмірне число випробувань знижуватиме ефективність роботи методу. Досі кількість необхідних випробувань визначалася при відомому глобальному максимумі, проте така інформація недоступна без попереднього розв'язання задачі.

З метою визначення достатності кількості випробувань можуть контролюватися такі параметри сукупності розв'язків: максимальне та середнє значення, медіана, середньоквадратичне відхилення тощо. Проте спостереження за цими параметрами не дає підстав стверджувати, що ті чи інші параметри збігаються. Для прикладу на рис. 8 наведено залежність середньоквадратичного відхилення значень цільової функції від кількості випробувань для випадку розміщення двох джерел РГ у мережі IEEE 14. Кількість необхідних випробувань у такому випадку становить близько 1100, але, як видно

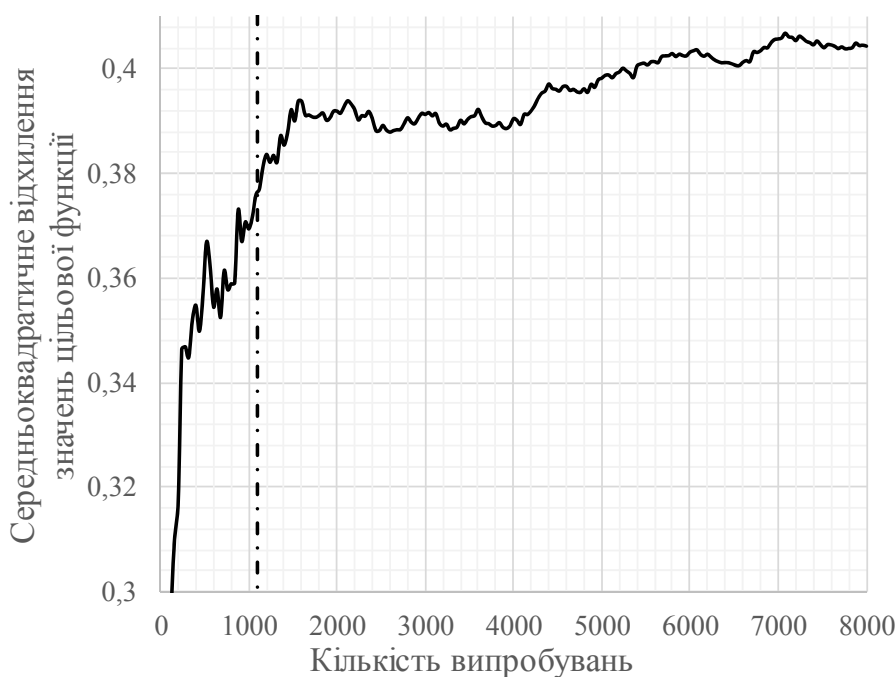


Рис. 8

на рис. 8, збіжності графіка не спостерігається. Окрім того, розрахунок власне середньоквадратичного відхилення вимагає доволі багато обчислень, що значно збільшує тривалість розрахунків.

Таким чином, можна зробити висновок, що розроблений метод у представленому вигляді має обмежену сферу використання. Хоча при порівнянні з повним перебором всіх можливих розв'язків у окремих випадках цей метод показує вищу швидкодію, проте заздалегідь невідомо чи буде метод ефективним у тому чи іншому випадку,

не кажучи вже про проблему невизначеності достатньої кількості випробувань. Отже, необхідно розробити новий метод, який би не мав таких недоліків.

Висновки. Проведено комплексне дослідження роботи методу на різних дослідних ЕМ. Визначено, що недоцільно виконувати пошук оптимальних місць встановлення та потужності джерел РГ в ЕМ при рівнях впровадження понад 100 %. Тому розроблено додаткові обмеження потужності джерел РГ. З'ясовано, що оптимальний рівень впровадження джерел РГ зростає при збільшенні кількості джерел РГ в ЕМ та не залежить від розмірності мережі. При цьому частка оптимальних варіантів встановлення РГ в ЕМ зменшується при збільшенні кількості джерел РГ і також не залежить від розмірності електричної мережі. Дослідження ефективності роботи методу з використанням статистичних випробувань Монте-Карло у порівнянні з повним перебором варіантів показало, що кількість необхідних випробувань для отримання оптимального розв'язку не залежить від загальної кількості можливих варіантів, а залежить від частоти появи оптимальних розв'язків. Таким чином, ефективність запропонованого методу збільшується при зростанні кількості можливих варіантів встановлення РГ в ЕМ, тобто при більш точному визначенні оптимальної потужності, але для цього необхідно проводити пошук в області оптимальних розв'язків. Проте питання визначення необхідної кількості випробувань так і не було вирішеним. Отже, розроблений метод у представленому вигляді не може бути використаний для розв'язання поставленої задачі, і тому постає необхідність розробки нового методу без зазначених недоліків.

1. Гончаренко І.С. Окремі питання підвищення ефективності методу розв'язання задачі визначення оптимальних місць встановлення та потужності розосередженої генерації // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2015. – Вип. 42. – С. 47–51.
2. Кириленко О.В., Павловський В.В., Лук'яненко Л.М. Технічні аспекти впровадження джерел розподільної генерації в електричних мережах // Техн. електродинаміка. – 2011. – № 1. – С. 46–53.
3. Кириленко О.В., Павловський В.В., Лук'яненко Л.М., Трач І.В. Основні проблеми інтеграції відновлюваних джерел електроенергії в «слабкі» мережі // Техн. електродинаміка. – 2012. – № 3. – С. 25–26.
4. Лук'яненко Л.М., Гончаренко І.С., Блонська О.В. Визначення оптимальних місць встановлення та величин потужності відновлюваних джерел енергії // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2014. – Вип. 37. – С. 26–33.
5. Павловський В.В., Лук'яненко Л.М., Гончаренко І.С., Захаров А.М. Обмеження потужності відновлюваних джерел енергії за умовами приєднання до електричної мережі // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2016. – Вип. 43. – С. 18–23.
6. Черненко П.А. К вопросу об определении необходимого числа испытаний для оценки влияния погрешности исходных данных на результаты расчета режимов энергосистем с помощью метода Монте-Карло // Проблемы технической электродинамики. – 1972. – № 36. – С. 70–71.
7. *Электрические системы*. Т. 1. Математические задачи электроэнергетики: Под. ред. В.А. Веникова. Учебн. пособие для электроэнерг. вузов. – М.: Высш. шк., 1970. – 336 с.
8. Akorede M.F., Hizam H., Aris I., Ab Kadir M.Z.A. A Review of Strategies for Optimal Placement of Distributed Generation in Power Distribution Systems // Research Journal of Applied Sciences. – 2010. – No. 5 (2). – P. 137–145.
9. *Energy from renewable sources*. Eurostat. Режим доступу: http://ec.europa.eu/eurostat/statistics-explained/index.php/Energy_from_renewable_sources.
10. Goncharenko I.S. Distributed generation optimal placement. Climatic pattern consideration // Proceedings of the 2nd IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS-2016). – 2016. – P. 93–96.
11. Lukianenko L.M., Goncharenko I.S., Blonska O.V. Determination of the Optimal Placement and Capacity of Distributed Generation // Proceedings of the IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS-2014). – 2014. – P. 159–162.

Л.Н. Лук'яненко, канд. техн. наук, І.С. Гончаренко, асп.

Институт електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

Анализ эффективности использования метода Монте-Карло для решения задачи определения оптимальных мест установки и мощности источников распределенной генерации

Постоянный рост доли источников распределенной генерации в структуре генерации энергосистем несет не только положительные изменения. Установка источников распределенной генерации в неподходящих местах и несоответствующей мощности может ухудшить параметры установившегося режима электрических сетей, например, уровни напряжения в узлах сети. В работах [1, 4, 5, 10, 11] разработан метод для решения задачи оптимального размещения источников распределенной генерации. В разработанном методе применяются статистические испытания Монте-Карло в сочетании с многокритериальной постановкой задачи. Целью настоящей работы является анализ работы метода на различных электрических сетях. Для исследова-

ний використовувались відомі дослідницькі електричні мережі IEEE. Результати аналізу показали, що розроблений метод в представленої формі має обмежену область застосування і тому виникає необхідність розробки нового методу без визначених в ході дослідження недоліків. Також в ході дослідження встановлено, що для будь-якої електричної мережі існує власний оптимальний рівень введення джерел розподіленої генерації, який хоч і зростає при збільшенні кількості цих джерел в мережі, однак не залежить від розмірності мережі і невідомий без попередніх досліджень. Бібл. 11, рис. 8, табл. 4.

Ключові слова: відновлювані джерела енергії, метод Монте-Карло, оптимальний рівень введення, оптимізація, розподілена генерація.

L. Lukianenko, I. Goncharenko

Institute of electrodynamics of the National academy of sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

Critical examination of the previously developed Monte-Carlo method for distributed generation optimal placement

Constant growth of distributed generation (DG) in power systems has not only positive changes. Incorrect placement of DG can worsen steady-state parameters of a power grid, for example, voltage profile. Method for optimal DG placement had been developed previously [1, 4, 5, 10, 11]. The object of this paper was to critically examine the proposed method performance on different power grids. Examination of the method has been carried out on the IEEE 9-, 14-, 39- and 57-bus test systems. The results of simulation tests show that this method has limited usage. Performance of the method greatly depends on power grid. In particular, method extremely fast finds optimal DG placement in 14-bus test system; however, optimal DG placement in 57-bus test system requires to perform the amount of calculations, which is comparable to the amount of possible solutions. Besides, simulation data analysis shows that there is some optimal penetration of DG in the power grid, which rises with the number of DG sources in the power grid, but does not depend on the power grid size and is unknown without previous examination. References 11, figures 8, tables 4.

Key words: distributed generation, Monte-Carlo method, optimal penetration, optimization, renewable energy sources.

Надійшла 06.12.2016

Received 06.12.2016

УДК 621.316

СПОСІБ ПОКРАЩЕННЯ ЯКОСТІ СТРУМУ СИСТЕМИ МЕРЕЖА – ТИРИСТОРНИЙ КОМПЕНСАТОР РЕАКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ

О.І. Чиженко, докт. техн. наук, **І.В. Трач**, канд. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна
e-mail: trachi@ied.org.ua

Запропоновано спосіб регулювання реактивної потужності, що генерується тиристорним регульованим компенсатором (ТРК) у мережу, який полягає у тому, що у процесі плавного регулювання здійснюється перемикавання під навантаженням відпайок обмоток індуктивних реакторів Rk_3 , чим забезпечується суттєве покращення якості вхідного струму ТРК (він же струм мережі) шляхом зменшення місткості у ньому вищих гармонік. Бібл. 3, рис. 4, табл. 2.

Ключові слова: електрична мережа, ТРК, регулювання реактивної потужності, якість струму, коефіцієнт гармонік струму.

При розробці тиристорних компенсаторів (ТРК) для компенсації реактивної потужності в електричних мережах одним з важливіших питань є якість вхідного струму приладу, місткість у ньому вищих гармонік. Не менш важливе питання – якими матеріальними затратами досягається бажаний результат, зокрема, представляє вагомий інтерес яка встановлена потужність пристрою та елементів, з яких він складається, які їх масогабаритні показники. З'ясування кореляції між цими питаннями у конкретному ТРК є метою цієї роботи. Цей аналіз проводиться з урахуванням впливу параметрів електричної мережі.

У роботі [1] було проаналізовано електромагнітні квазістатичні процеси, що протікають у моделі системи мережа – мостовий ТРК з плавним регулюванням у широкому діапазоні реактивної потужності. Отримано аналітичні співвідношення у замкнутому вигляді для струмів і напруги на елементах моделі, за якими було визначено інтегральні показники для вхідного струму ТРК (він же й струм мережі) і з'ясовано, що коефіцієнт гармонік K_r струму мережі у цій моделі не перевищує 3 %. Для подальшого зменшення значень K_r , тобто для покращення якості струму мережі, пропонується використовувати у цій системі модифікований варіант мостового ТРК. На рис. 1 зображена схема моделі системи з модифікованим ТРК. Вона відрізняється від розглянутої в роботі [1] наявністю проміжних відпайок у обмотках реакторів Rk_3 та допоміжних керованих вентилів $S1...S6$ для підключення цих відпайок. Інші позначення на рис. 1 співпадають з прийнятими у роботі [1].

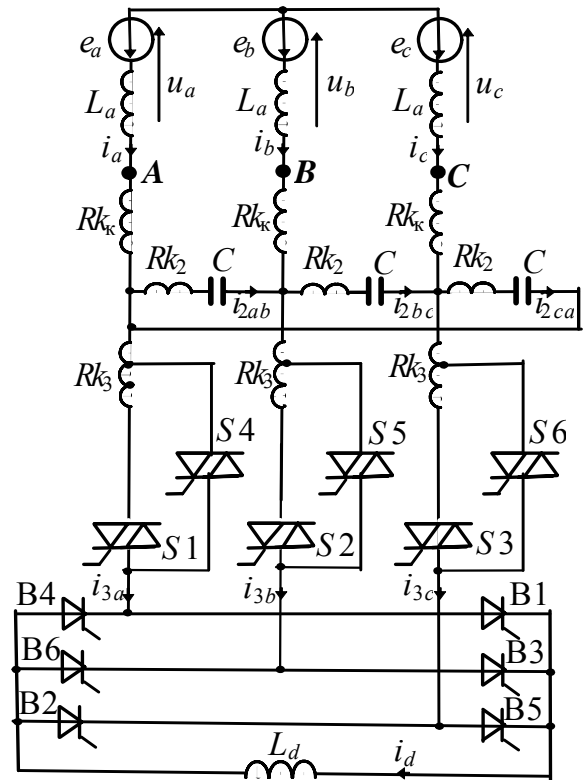


Рис. 1

Для порівняння різних модифікацій ТРК оцінимо спочатку встановлену потужність його обладнання у режимі, коли відпайки обмоток реакторів Rk_3 не перемикаються (при цьому нехай вентиля $S4...S6$ постійно відкриті). Приймаємо, що максимальна реактивна потужність, яка генерується у мережу трьома фазами ТРК, дорівнює $Q_{max} = 20,91$ квар, тоді максимальна реактивна потужність Q_f , що генерується однією фазою ТРК, складає $Q_{fmax} = Q_{max} / 3 = 6,97$ квар. З роботи [2] відомо, що зміною кута регулювання α вентилів $B1...B6$ (від режиму ХХ вентильного мосту, зібраного на вентилях $B1...B6$, до режиму його КЗ, який має місце, коли одночасно пропускають струм постійно по чотири вентиля) у ТРК здійснюється плавне регулювання реактивної потужності Q_f у діапазоні

$$Q_{fmin} = \frac{x_C - 3x_3 - x_2}{(x_C - x_2)(x_1 + x_3) - 3x_1x_3} E^2 \leq Q_f \leq \frac{3}{x_C - x_2 - 3x_1} E^2 = Q_{fmax}, \quad (1)$$

де $x_C = 1/\omega C$; $x_1 = \omega(L_a + L_k)$, L_a – індуктивність розсіювання мережі; L_k, L_2, L_3 – індуктивності реакторів Rk_1, \dots, Rk_3 відповідно; $x_2 = \omega L_2$; $x_3 = \omega L_3$; $\omega = 2\pi f$, f – частота живлячої мережі (далі $f = 50$ Гц); $E = 220$ В – діюче значення фазної напруги мережі.

Якщо ввести у розгляд множники особистих частот коливальних контурів у колі ТРК [1] $\mu^2 = x_C/x_2$; $\eta^2 = x_C/(3x_1 + x_2)$, то для Q_{fmax} матимемо

$$Q_{fmax} = \frac{3\eta^2 E^2}{\eta^2 - 1 x_C}. \quad (2)$$

Звідки

$$x_C = \frac{3\eta^2 E^2}{\eta^2 - 1 Q_{fmax}}, \quad x_2 = \frac{x_C}{\mu^2}. \quad (3)$$

Вхідний контур ТРК здебільшого настроюють на відсутню у мережі третю гармоніку, а фільтр $L_2 - C$ на найвагомішу п'яту гармоніку струму, тобто $\eta = 3$, $\mu = 5$. При таких значеннях параметрів η і μ з формул (3) маємо $x_C = 23,436$ Ом; $C = 135,8$ мкФ; $x_2 = 0,937$ Ом; $L_2 = 2,984$ мГн. Максимальний струм через елементи C і L_2 протікає у режимі ХХ вентильного мосту (усі вентиля $B1...B6$ закриті), він дорівнює $I_{CL2max} = I_{fmax} / \sqrt{3} = Q_{fmax} / \sqrt{3} E$, тобто у випадку, що розглядається $I_{CL2max} = 18,292$ А. У режимі ХХ вентильного мосту в моделі (рис. 1)

протікає синусний струм (вищі гармоніки у струмі відсутні), тому встановлена потужність конденсаторної батареї та реакторів Rk_2 визначаються так:

$$S_{3C} = 3I_{CL2\max}^2 x_C; \quad S_{3L2} = 3I_{CL2\max}^2 x_2. \quad (4)$$

При обраних параметрах ТРК: $S_{3C} = 23,52$ кВА; $S_{3L2} = 0,941$ кВА.

Параметр x_1 знаходиться з рівняння у правій частині співвідношення (1), яке можна переписати у вигляді

$$x_1 = \frac{x_C - x_2}{3} - \frac{E^2}{Q_{f\max}} = \frac{\mu^2 - 1}{3\mu^2} x_C - \frac{\eta^2 - 1}{3\eta^2} x_C = \frac{\mu^2 - \eta^2}{3\mu^2\eta^2} x_C. \quad (5)$$

Для випадку, що розглядається, з рівняння (5) знаходимо $x_1 = x_a + x_k = 0,556$ Ом. Для розподільного трансформатора потужністю 63 кВА параметр $x_a = 0,135$ Ом. Якщо до цього параметра додати x_a проводів лінії передачі та інше, то в результаті можна отримати приблизне значення $x_a = 0,2$ Ом. Таким чином, для реактора Rk_k маємо: $x_k = \omega L_k = 0,356$ Ом; $L_k = 1,133$ мГн. Через цей реактор протікає фазний струм мережі I_f , який у режимі XX вентиляного моста – синусний, тобто максимальне значення цього струму дорівнює $I_{f\max} = Q_{f\max}/E$. У нашому випадку $I_{f\max} = 31,682$ А, звідки встановлена потужність цих реакторів $S_{3L_k} = 3(I_{f\max})^2 x_k = 1,072$ кВА.

Величина параметра x_3 залежить від глибини регулювання реактивної потужності, що подається ТРК у мережу, і знаходиться з рівняння у лівій частині співвідношення (1). Наприклад, при глибині регулювання 50 % у лівій частині цього рівняння підставляємо $Q_{f\min} = 0,5 Q_{f\max}$. Це рівняння відповідає режиму КЗ вентиляного моста (коли постійно одночасно відриті по чотири вентиля з шести (В1...В6)), тому вхідний струм – синусний (вищі гармоніки в ньому відсутні). Після тотожних перетворень з рівняння у лівій частині співвідношення (1) знаходимо

$$x_3 = \frac{(\mu^2 - 1)\eta^2}{\mu^2} \cdot \frac{E^2 + x_1 Q_{f\min}}{3\eta^2 \frac{E^2}{x_C} - (\eta^2 - 1)Q_{f\min}}. \quad (6)$$

При глибині регулювання 50 %: $x_3 = 15,6$ Ом; $L_3 = 50$ мГн, $d = x_3/x_1 = 28,06$. Оскільки при максимальному навантаженні реактора Rk_3 струм через нього є синусним, то реактивна потужність $Q_{L3\max}$, що при цьому споживається цим реактором у одній фазі, дорівнює $Q_{L3\max} = Q_{f\max} - Q_{f\min}$. Ця величина і є встановленою потужністю фази цього реактора, тобто потужність усіх трьох реакторів Rk_3 дорівнює $S_{3L3} = 3(Q_{f\max} - Q_{f\min})$. У випадку глибини регулювання 50 % у ТРК з обраними вище параметрами $S_{3L3} = 0,5Q_{f\max} = 10,455$ кВА. Максимальний струм реактора Rk_3 , що визначає величину перерізу проводу, яким намотана котушка реактора, знаходиться за формулою

$$I_{L3\max} = \sqrt{\frac{Q_{f\max} - Q_{f\min}}{x_3}}. \quad (7)$$

У ТРК, що розглядається, $I_{L3\max} = 14,9$ А, $S_{L3} = S_{3L3}/3 = 3,485$ кВА.

При глибині регулювання величини Q_{\max} 50 %, як було показано в роботі [1], параметр L_d має бути якнайменшим. Виберемо параметр $b = L_d/L_1 = 0,1$ (при цьому $L_d = 0,177$ мГн). Значення $b = 0$ – небажане, оскільки наявність невеликої індуктивності L_d покращує режим роботи вентилів В1...В12. При такому значенні параметра b вагоме регулювання реактивної потужності у ТРК практично відбувається тільки при кутах регулювання $\alpha \geq \pi/3$. Кут α відмірюється від точки перетину кривих напруги фаз мережі. При $\alpha < \pi/3$ реактивна потужність, що генерується таким ТРК у мережу, практично незмінна і близька до значення $Q_{\min} = 3Q_{f\min}$. У нашому випадку при глибині регулювання 50 % – $Q_{\min} = 10,455$ квар.

Діючі значення випрямлених струму i_d і напруги u_d при кутах керування α на більш значимому їх інтервалі $\pi/3 \leq \alpha \leq \pi/2$ підраховуються за формулами

$$I_{Ld} = \frac{\sqrt{6}E}{x_1} \sqrt{\frac{3}{\pi} \left(\int_{\alpha}^{\pi-\alpha} i_{d1}^2(\vartheta) d\vartheta + \int_{\pi-\alpha}^{\pi/3+\alpha} i_{d2}^2(\vartheta) d\vartheta \right)},$$

$$U_{Ld} = \sqrt{6}E \sqrt{\frac{3}{\pi} \left(\int_{\alpha}^{\pi-\alpha} u_{d1}^2(\vartheta) d\vartheta + \int_{\pi-\alpha}^{\pi/3+\alpha} u_{d2}^2(\vartheta) d\vartheta \right)},$$
(8)

де $\vartheta = \omega t$, t – поточна часова координата; функціями $i_{d1}(\vartheta)$ і $u_{d1}(\vartheta)$ позначено миттєві значення струму i_d і напруги u_d для інтервалу електричних кутів ϑ , що відповідає нерівності $\alpha \leq \vartheta \leq \pi - \alpha$, а функціями $i_{d2}(\vartheta)$ і $u_{d2}(\vartheta)$ позначено те ж саме тільки для інтервалу $\pi - \alpha \leq \vartheta \leq \pi/3 + \alpha$; аналітичні вирази для функцій $i_{d1}(\vartheta)$, $i_{d2}(\vartheta)$, $u_{d1}(\vartheta)$ і $u_{d2}(\vartheta)$ наведено у роботі [1]. При виведенні формул (8) враховувалося, що у шестипульсному мостовому ТРК період випрямлених струму і напруги дорівнює $\pi/3$, тому в цих формулах інтегрування здійснюється на відрізку $\alpha \leq \vartheta \leq \pi/3 + \alpha$. Максимальних значень струм i_d і напруга u_d набувають при КЗ вентильного моста – у випадку, що розглядається, приблизно при $\alpha = \pi/3$. Підставивши у формулах (8) під інтегралами замість $i_{d1}(\vartheta)$, $i_{d2}(\vartheta)$, $u_{d1}(\vartheta)$ і $u_{d2}(\vartheta)$ їх вирази з роботи [1], для нашого випадку при $\alpha = \pi/3$ і глибини регулювання 50 % підраховуємо: $I_{Ld\max} = 19,8$ А, $U_{Ld\max} = 0,34$ В. Звідки встановлена потужність $S_{Ld} = I_{Ld\max} U_{Ld\max}$ дроселя L_d дорівнює $S_{Ld} = 6,7$ ВА.

Для сумарної встановленої потужності $S_{\Sigma L}$ всіх індуктивних елементів ТРК маємо

$$S_{\Sigma L} = S_{3Lk} + S_{3L2} + S_{3L3} + S_d, \quad (9)$$

для ТРК з обраними параметрами – $S_{\Sigma L} = (1,072 + 0,941 + 10,455 + 0,007)$ кВА = 12,475 кВА.

Таким чином, недоліками ТРК за розглянутою схемою є те, що на кожний кіловольтампер реактивної потужності, яка ним генерується, необхідно S_{3C}/Q_{\max} кВА встановленої потужності конденсаторної батареї (у випадку, що розглядається, $23,52 / 20,91 = 1,125$ квар), а також дуже вагома встановлена потужність реакторів. Ці недоліки притаманні ТРК, реалізованим за принципом непрямої компенсації [3].

Вагомою перевагою ТРК, що аналізується, яка зумовлює його ефективність застосування на практиці, є висока якість його вхідного струму (тобто струму мережі), що знімає необхідність у потужних послідовних LC-фільтрах вищих гармонік, які зазвичай встановлюються на вході ТРК при альтернативних схемах. Для оцінки якості вхідного струму ТРК, що розглядається, використовуємо такі формули:

$$I(U)_z = N \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi-\alpha} (i(u)_{zA1}^2 + i(u)_{zB1}^2 + i(u)_{zC1}^2) d\vartheta + \int_{\pi-\alpha}^{\pi/3+\alpha} (i(u)_{zA2}^2 + i(u)_{zB2}^2 + i(u)_{zC2}^2) d\vartheta \right]};$$

$$I_{f(1)} = -\frac{6}{\pi} \cdot \frac{E}{x_1} \left[\int_{\alpha}^{\pi-\alpha} (i_{A1}(\vartheta) \sin(\vartheta - \pi/6) + i_{C1}(\vartheta) \sin(\vartheta + \pi/6)) d\vartheta + \int_{\pi-\alpha}^{\pi/3+\alpha} (i_{A2}(\vartheta) \sin(\vartheta - \pi/6) + i_{C2}(\vartheta) \sin(\vartheta + \pi/6)) d\vartheta \right], \quad (10)$$

$$K_{\Gamma} = \sqrt{I_f^2 - I_{f(1)}^2} / I_{f(1)}.$$

Формули (10) справедливі для струмів і напруги на елементах ТРК, що розташовані тільки у колі змінного струму; в першій формулі $N = \sqrt{3}E / x_1$, якщо вона використовується для підрахунку діючого значення струму на елементі ТРК, і $N = \sqrt{3}E$, якщо для діючого значення напруги позначення $I(U)_z$ у першій формулі вказує на те, що за цією формулою може підраховуватися як діюче значення струму, так і напруги z -го елемента кола ТРК, тобто z – це спільне узагальнене позначення елементів C , L_k , L_2 , L_3 (при підрахуванні діючих значень струмів і напруги на конкретному з цих елементів, індекс z замінюється одним з індексів із

C, L_K, L_2, L_3 , які позначають конкретний елемент кола); $i(u)_{zA1}, i(u)_{zB1}, i(u)_{zC1}$ – миттєві значення струму i_z або напруги u_z z -го елемента відповідно у фазах A, B, C на інтервалі електричного кута ϑ , що відповідає нерівності $\alpha \leq \vartheta \leq \pi - \alpha$; $i(u)_{zA2}, i(u)_{zB2}, i(u)_{zC2}$ – те ж саме тільки для інтервалу $\pi - \alpha \leq \vartheta \leq \pi/3 + \alpha$; у другій формулі i_{A1} та i_{C1} – миттєві значення вхідного фазного струму відповідно фаз A і C на інтервалі $\alpha \leq \vartheta \leq \pi - \alpha$; i_{A2} та i_{C2} – те ж саме тільки для інтервалу $\pi - \alpha \leq \vartheta \leq \pi/3 + \alpha$; аналітичні вирази для миттєвих значень струмів і напруги усіх елементів кола ТРК наведено у роботі [1]; у третій формулі K_r – коефіцієнт гармонік вхідного (мережі) струму.

При виведенні формул (10) враховувалася симетрія за фазами, яка притаманна електромагнітним процесам ТРК, що розглядається.

Підставляючи у формули (10) вирази для миттєвих значень струмів і напруги на елементах ТРК, здійснюємо розрахунок інтегральних характеристик цих струмів і напруги на цих елементах. Результати розрахунків для інтервалу кутів керування $60 \text{ ел. град.} \leq \alpha \leq 90 \text{ ел. град.}$ (їм відповідає діапазон регулювання $0,5Q_{\max} \leq Q \leq 0,96Q_{\max}$) зведено до табл. 1.

На рис. 2 для цього ж випадку при $d = 28,06$ побудовано залежність $K_{r(d=28)}(Q)$ коефіцієнта гармонік K_r [%] від реактивної потужності Q , що генерується трьома фазами ТРК у мережу. По осі абсцис на рис. 2 відкладається відносна величина Q/Q_{\max} . Частини характеристик на рис. 2, що відповідають інтервалу регулювання $0,96 Q_{\max} \leq Q \leq Q_{\max}$ (йому співвідносяться кути регулювання $90 \text{ ел. град.} \leq \alpha \leq 180 \text{ ел. град.}$, при яких у ТРК має місце режим перервних випрямлених струмів) побудовано за розрахунками, проведеними у ліцензійній версії програмного комплексу Matlab R2014a для моделі ТРК, що розроблена у пакеті SimPowerSystem.

Таблиця 1

Розрахунок для випадку $Q_{\max} = 20,91$ квар; $x_1 = 0,556$ Ом; $\eta = 3$; $\mu = 5$; $d = 28,06$; $b = 0,1$											
α , [град]	60	63	66	69	72	75	78	81	84	87	90
Q , [квар]	10,4	11,5	12,5	13,5	14,5	15,5	16,4	17,4	18,3	19,1	20,0
I_f , [А]	15,8	17,4	18,901	20,428	21,939	23,4	24,9	26,3	27,7	29,0	30,2
$I_{f(1)}$, [А]	15,8	17,4	18,900	20,427	21,938	23,4	24,9	26,3	27,7	29,0	30,2
K_r , [%]	0,001	0,47	0,67	0,70	0,64	0,56	0,47	0,40	0,33	0,27	0,23
I_C , [А]	17,60	17,67	17,74	17,80	17,87	17,94	18,00	18,06	18,12	18,17	18,22
U_C , [В]	413	414	416	417	419	420	422	423	425	426	427
I_{L3} , [А]	14,7	13,2	11,8	10,4	9,07	7,72	6,39	5,09	3,83	2,61	1,47
U_{L3} , [В]	229	218	206	194	180	166	151	134	116	95,1	69,2
I_{Ld} , [А]	19,8	17,7	15,7	13,7	11,8	9,9	8,1	6,4	4,7	3,2	1,8

З графіка $K_{r(d=28)}(Q)$ та таблиці видно, що для усього діапазону регулювання (при глибині регулювання 50 %) коефіцієнт гармонік не перевищує 0,7 %.

Подальшого покращення якості вхідного струму ТРК (він же струм мережі) можна досягти, якщо у процесі регулювання величини Q при деякому її значенні $Q = Q_0$ здійснити стрибкоподібну зміну параметра d . Технічно це досягається перемиканням відпайки в обмотках реакторів Rk_3 за допомогою вентилів $S1 \dots S6$. Перемикання відпайки здійснюється за проміжок часу, коли у струмі i_{L3} через реактор Rk_3 має місце нульова пауза. На рис. 3 за співвідношеннями, отриманими у роботі [1], побудовані часові діаграми для струму $i_{L3}(\vartheta)$ при різних значеннях кута управління α вентилями $V1 \dots V6$. На цьому рисунку $\alpha \leq \vartheta \leq 2\pi + \alpha$ по осі абсцис відкладаються значення кута ϑ у електричних градусах, а по осі ординат – миттєві значення відносної величини $i_{L3} / (\sqrt{3}E / x_1)$. З діаграм рис. 3 видно, що при $\alpha > 60$ ел. град. нульова пауза у струмі i_{L3} завжди існує, тому перемикання відпайки вентилями $S1 \dots S6$ при цих кутах відбувається у звичайному режимі.

Роботу модифікації ТРК з відпайкою у реакторі Rk_3 пояснимо за допомогою характеристик, наведених на рис. 2. На інтервалі регулювання реактивної потужності $0,5Q_{\max} \leq Q \leq Q_0$ вентилялі $S1 \dots S3$ закриті, а $S4 \dots S6$ – відкриті (див. схему рис. 1). У цьому випадку струм про-

тікає через частину обмотки реактора Rk_3 . На рис. 2 регулюванню на цьому інтервалі відповідає характеристика $K_{\Gamma(d=28)}(Q)$ зі значенням параметра $d = 28,06$. Індуктивність задіяної при цьому в роботі частини обмотки реактора Rk_3 при такому значенні параметра d , як було показано вище, дорівнює $L_{3(28)} = 50$ мГн. Через цю частину обмотки протікає струм, максимальне значення якого становить $I_{L3\max(d=28)} = 14,9$ А.

Щойно при регулюванні в бік зростання реактивна потужність досягає значення $Q = Q_0$, вентиля $S4 \dots S6$ закриваються, а $S1 \dots S3$, навпаки, відкриваються, внаслідок чого струм i_{L3} протікає вже через усю обмотку реактора Rk_3 , індуктивність задіяної у роботі обмотки реактора стрибкоподібно зростає, опір x_3 – теж, відповідно до цього діюче значення струму I_{L3} зменшується. Таким чином, на діапазоні $Q_0 \leq Q \leq Q_{\max}$ регулювання подовжується вже при іншому значенні параметра d – на характеристиках рис. 2 цьому діапазону відповідає крива $K_{\Gamma(d=32)}(Q)$ – характеристика для випадку, коли параметр $d = 32$. При значенні $d = 32$ (за умови незмінності інших параметрів ТРК) $L_{3(d=32)} = 57$ мГн, $x_{3(d=32)} = 17,8$ Ом. Значення Q_0 отримуємо з рівняння у лівій частині формули (1), підставивши у ньому розраховані для $d = 32$ параметри: $x_{1(d=32)} = 0,556$ Ом, $x_{2(d=32)} = 0,937$ Ом, $x_C = 23,436$ Ом і $x_{3(d=32)} = 17,8$ Ом. У результаті знаходимо $Q_{0f} = 4,228$ квар, $Q_0 = 3Q_{0f} = 12,683$ квар. Максимальне діюче значення струму $I_{L3\max(d=32)}$ через обмотки, що вступили у роботу внаслідок закриття вентилів $S4 \dots S6$ і відкриття вентилів $S1 \dots S3$, підраховуємо за формулою (7), де $Q_{f\min} = Q_{0f} = 4,228$ квар і $x_3 = 17,8$ Ом, у результаті отримуємо $I_{L3\max(d=32)} = 13,1$ А. Тобто ця частина обмотки може виконуватися проводом з перерізом, що відповідає меншій щільності струму. У цьому випадку різниця $I_{L3\max(d=28)} - I_{L3\max(d=32)} = 1,8$ А відносно невелика, але в інших випадках, як буде показано далі, вона може набирати суттєво більших значень, що зумовлює при запропонованому способі регулювання економію міді проводів обмоток та зниження масогабаритних показників реакторів Rk_3 .

Головною перевагою такого способу регулювання є покращення якості вхідного струму ТРК. Дійсно, при регулюванні величини Q за цим способом описаному вище переходу з одного значення параметра d на інший, наприклад з $d = 28,06$ на $d = 32$, на рис. 2 відповідає стрибкоподібний перехід з однієї характеристики $K_{\Gamma(d=28)}(Q)$ на характеристику $K_{\Gamma(d=32)}(Q)$. В результаті для інтервалу регулювання $0,5Q_{\max} \leq Q \leq Q_{\max}$ модифікованому ТРК (з перемиканням у процесі регулювання відпайки в обмотках реакторів Rk_3) на рис. 2 відповідає ламана крива $K_{\Gamma}(Q)$, що цілком вміщує характеристику $K_{\Gamma(d=32)}(Q)$, яка відповідає значенню $d = 32$ і застосовується для діапазону $Q_0 \leq Q \leq Q_{\max}$, і початкову (в порядку зростання величини Q) частину характеристики $K_{\Gamma(d=28)}(Q)$ – з $d = 28,06$, яка реалізується при $0,5Q_{\max} \leq Q \leq Q_0$. Як видно з рис. 2, ця ламана крива цілком лежить нижче значення $K_{\Gamma} = 0,575$ %, а після стрибка параметра d спочатку суттєво нижче характеристики $K_{\Gamma(28)}(Q)$, тобто є значно кращою за характеристику немодифікованого ТРК з незмінним у процесі регулювання параметром $d = 28,06$.

Стрибок параметра d при регулюванні величини Q супроводжується й стрибком кута α . Це пов'язано з тим, що значенню $Q = Q_0$ на кривих $K_{\Gamma(d=28)}(Q)$ і $K_{\Gamma(d=32)}(Q)$ відповідають різні значення α . Тому для забезпечення неперервності та монотонності регулювання величини Q в ТРК за період перемикання відпайки реактора Rk_3 система керування вентилями одночасно має відпрацьовувати і відповідну стрибкоподібну зміну кута α . Для визначення значень кутів α , що відповідають значенню $Q = Q_0$ на обох характеристиках ($K_{\Gamma(d=28)}(Q)$ і $K_{\Gamma(d=32)}(Q)$), необхідно розв'язувати трансцендентні рівняння. Розгляд цих рівнянь виходить за межі цієї роботи.

На практиці перемикання відпайок обмоток реакторів Rk_3 здійснюється не при значенні $Q = Q_0$, а при дещо більшому значенні реактивної потужності $Q = Q_0 + \partial Q$, яке відповідає куту $\alpha = \pi/3 + \partial\alpha$, при якому у струмі i_{L3} є нульова пауза, під час якої і здійснюється згадане перемикання. Величини ∂Q і $\partial\alpha$ залежать від швидкодії напівпровідникових пристроїв, що використовуються як вентиля $B1 \dots B6$.

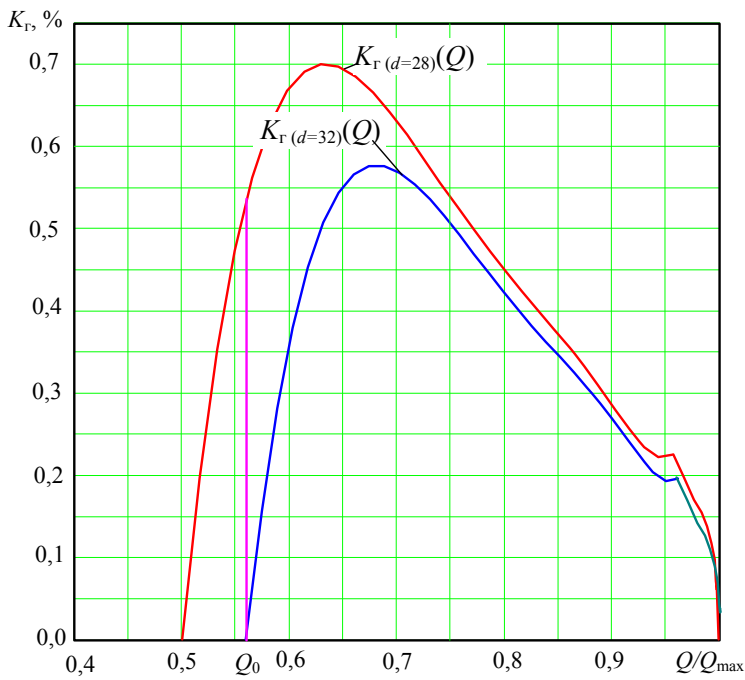


Рис. 2

$=1,5 \cdot 10^{-3}$ Ом; $S_{3L2} = 1,5$ вар. При цьому всі розрахунки параметрів та характеристик ТРК здійснювалися за методикою, наведеною вище, для значення $\mu = 125$. У цьому випадку індуктивність $L_2 = 4,8$ мкГн зів'язана з індуктивністю розсіювання з'єднувальних проводів, тобто індуктивні реактори Rk_2 у ТРК відсутні. Застосувавши для випадку $\mu = 125$ формули (6), отримуємо:

1) для глибини регулювання 50 % (при цьому $Q_{f \min} = 0,5 Q_{f \max}$) $x_3 = 16,6$ Ом; $d = x_3/x_1 = 19,1$; $L_{3(d=19)} = 53$ мГн; $I_{L3 \max}(d=19) = 14,5$ А; $S_{3L3} = 10,46$ квар;

2) для глибини регулювання 40 % (при цьому $Q_{f \min} = 0,6 Q_{f \max}$) $x_3 = 21$ Ом; $d = x_3/x_1 = 24,2$; $L_{3(d=24)} = 67$ мГн; $I_{L3 \max}(d=24) = 11,5$ А; $S_{3L3} = 8,4$ квар.

Для ТРК з параметром $\mu = 125$ на рис. 4 побудовано характеристики $K_r(d=19)(Q)$ і $K_r(d=24)(Q)$, відповідно до значень параметрів $d = 19,1$ та $d = 24,2$.

Як видно з рис. 4, якщо в ТРК застосовується звичайний спосіб регулювання за характеристикою $K_r(d=19)(Q)$, то коефіцієнт гармонік K_r при регулюванні сягає значень 2,7 %. Коли ж застосовується запропонований спосіб регулювання з перемиканням при значенні $Q = Q_0 = 0,6 Q_{f \max}$ відпайки обмотки реактора Rk_3 , що супроводжується стрибкоподібною зміною параметра d , то значення K_r зменшуються і не перебільшують 2 %. На рис. 4 стрибкоподібній зміні параме-

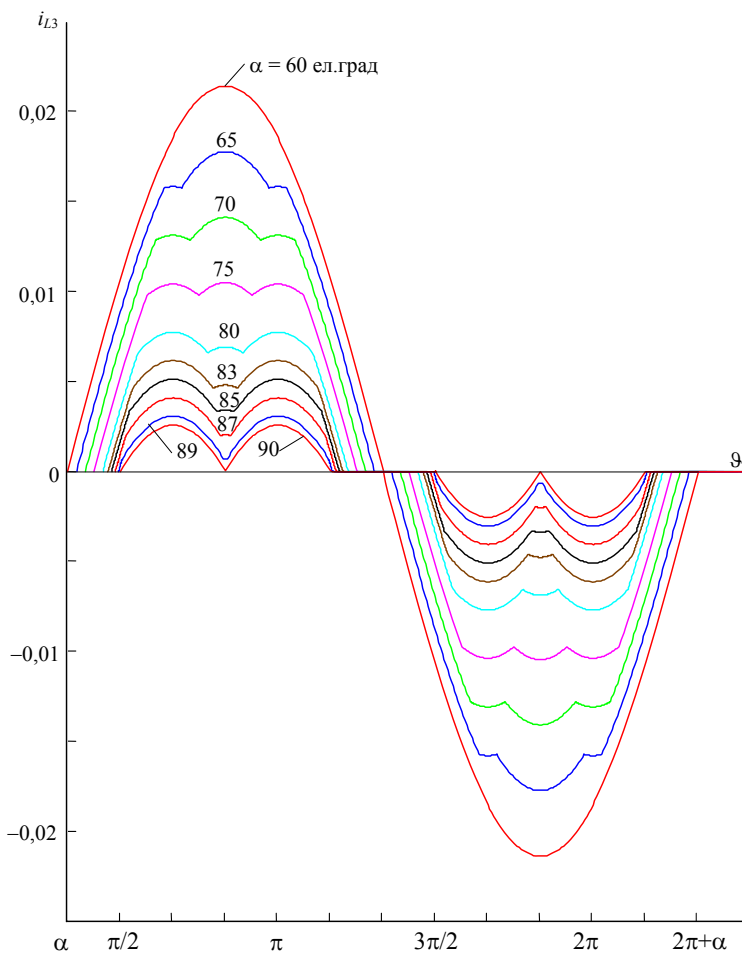


Рис. 3

тра d відповідає перехід з однієї регульовальної характеристики $K_r(Q)$ на іншу. При цьому різниця струмів $I_{L3\max(d=19)} - I_{L3\max(d=24)} = 3$ А, що обумовлює суттєву економію міді у перерізу проводу обмотки реактора Rk_3 , яка задіяна в діапазоні регулювання $0,6Q_{\max} \leq Q \leq Q_{\max}$ (індуктивність цієї частини обмотки складає $L_{3(d=24)} - L_{3(d=19)} = 14$ мГн), чим забезпечує також зменшення масогабаритних показників реакторів Rk_3 .

Сумарна встановлена потужність індуктивних реакторів у ТРК з параметром $\mu = 125$ складає:
 $S_{\Sigma L} = S_{3LK} + S_{3L2} + S_{3L3} + S_d =$
 $= (2,0 + 0,0015 + 10,46 + 0,025)$ квар $=$
 $= 12,49$ квар.

Таким чином, встановлена потужність індуктивних елементів у цьому ТРК, незважаючи на видалення з нього реакторів Rk_2 , практично така ж сама, що і у випадку $\mu = 5$. Це пояснюється тим, що у розглянутому випадку для забезпечення незмінним значення параметра $\eta = 3$ необхідно збільшити встановлену потужність реакторів Rk_k . На практиці не має потреби жорстко дотримуватись значення $\eta = 3$, можливі невеликі його варіації, тобто не має потреби радикально підвищувати встановлену потужність реактора Rk_k . У результаті оптимізації параметра η можливе зменшення показника $S_{\Sigma L}$.

Розрахунки діючих значень напруги та струмів ТРК з параметром $\mu = 125$, виконані для інтервалу регулювання $0,5Q_{\max} \leq Q \leq 0,95Q_{\max}$ за формулами (8) і (10), зведено до табл. 2. При значенні $Q = Q_0 = 0,6Q_{\max} = 12,55$ квар у ТРК здійснюється перемикання відпайок у обмотках реакторів Rk_3 , що відображено у табл. 2.

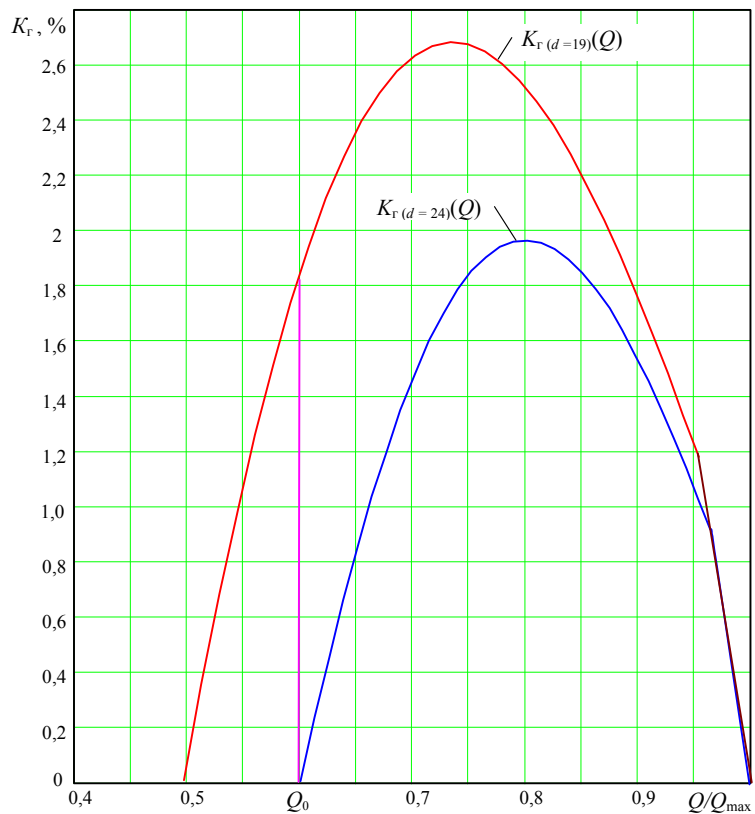


Рис. 4

Таблиця 2

Розрахунок для випадку $Q_{\max} = 20,91$ квар; $x_1 = 0,868$ Ом; $\eta = 3$; $\mu = 125$; $b = 0,1$																
	$d = 19,1$					$d = 24,2$										
α , [град]	60	62	64	66	66,45	61	63	66	69	72	75	78	81	84	87	90
Q , [кВАр]	10,4	11,1	11,7	12,4	12,55	12,8	13,3	14,1	14,9	15,7	16,5	17,3	18,0	18,8	19,5	20,1
I_f , [А]	15,8	16,8	17,81	18,802	19,03	19,4	20,2	21,4	22,6	23,8	25,0	26,2	27,3	28,4	29,5	30,5
$I_{f(1)}$, [А]	15,8	16,8	17,80	18,799	19,02	19,4	20,2	21,4	22,6	23,8	25,0	26,2	27,3	28,4	29,5	30,5
K_r , [%]	0,007	0,68	1,23	1,72	1,81	0,23	0,66	1,20	1,60	1,85	1,96	1,93	1,79	1,55	1,25	0,92
I_C , [А]	17,27	17,3	17,4	17,47	17,48	17,5	17,55	17,6	17,7	17,8	17,9	17,95	18,0	18,1	18,15	18,2
U_C , [В]	405	406	408	409	410	410	411	413	415	417	419	420	422	424	425	427
I_{L3} , [А]	14,1	13,2	12,3	11,5	11,26	10,9	10,2	9,13	8,08	7,04	6,00	4,99	3,98	3,00	2,05	1,16
U_{L3} , [В]	234	227	219	212	210	233	225	214	202	188	174	159	142	122	100	73,3
I_{Ld} , [А]	19,0	17,7	16,4	15,2	14,9	14,7	13,8	12,1	10,6	9,1	7,7	6,3	5,0	3,7	2,5	1,4

Висновки. 1. Запропоновано ефективний спосіб регулювання реактивної потужності, що генерується ТРК за схемою рис. 1 у мережу, який полягає у тому, що у процесі регулювання здійснюється перемикання під навантаженням відпайок обмоток індуктивних реакторів Rk_3 , чим забезпечується покращення якості вхідного струму ТРК (струму мережі) шляхом зменшення місткості у ньому вищих гармонік.

2. Запропонований спосіб регулювання дає змогу тільки при одній відпайці реактора Rk_3 суттєво знизити коефіцієнт гармонік вхідного струму ТРК (струму мережі) до 0,525 % (для $\mu = 5$, тобто при відношенні $x_C/x_2 = 5^2$) і до менш ніж 2 % (для $\mu = 125$, тобто при відношенні $x_C/x_2 = 125^2$). Використання декількох відпайок у реакторі Rk_3 , що перемикаються під навантаження у процесі регулювання реактивної потужності, забезпечить ще більш радикальне зменшення цього показника якості вхідного струму.

3. Впровадження запропонованого методу регулювання сприяє економії міді у обмотках реакторів Rk_3 , чим покращує їх масогабаритні показники та такі показники ТРК у цілому.

4. Запропонований спосіб дає змогу без суттєвих втрат у якості вхідного струму відмовитись у обладнанні ТРК від цілої групи реакторів, а саме від реакторів Rk_2 .

1. Чиженко О.І., Трач І.В. Аналіз електромагнітних процесів у системі мережа–ТРК у режимі плавного регулювання реактивної потужності. Оцінка впливу параметрів мостового ТРК на його електромагнітну сумісність з мережею // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2016. – Вип. 45. – С. 20–29.
2. Чиженко А.И. Трехфазный вентильный индуктивно-емкостный источник реактивной мощности. – Киев, 1990. (Препр./АН УССР Ин-т электродинамики; № 662).
3. Auetul Gelen, Tankut Yalcinoz. An educational software package for Thyristor Switched Reactive Power Compensators using Matlab/Simulink // Simulation Modelling Practice and Theory. – 2010. – N 18. – P. 366–377.

УДК 621.316

А.І. Чиженко, докт. техн. наук, **І.В. Трач**, канд. техн. наук
 Інститут електродинаміки НАН України,
 пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03057, Україна

Способ улучшения качества тока системы сеть – тиристорный компенсатор реактивной мощности

Предложен способ регулирования генерируемой тиристорным регулируемым компенсатором (ТРК) в сеть реактивной мощности, который заключается в том, что в процессе плавного регулирования осуществляется под нагрузкой переключение отпаяк обмоток индуктивного реактора Rk_3 , чем достигается существенное улучшение качества входного тока ТРК (он же ток сети), путем уменьшения в нем содержания высших гармоник. Библи. 3, рис. 4, табл. 2.

Ключевые слова: электрическая сеть, ТРК, регулирование реактивной мощности, качество тока, коэффициент гармоник тока.

A.I. Chyzhenko, I.V. Trach

Institute of electrodynamics of the National Academy of Sciences Ukraine,
 Peremohy, 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine

A method of improving the quality of the current in the system “network – controlled bridge thyristor compensator of reactive power”

Method of smooth controlling the reactive power in the electrical network using a thyristor reactive power compensator is proposed. Smooth control is carried out under a load by switching taps inductive reactor coils. Significant improvement in the quality of the input current is accomplished by reducing higher harmonics therein levels. Referenses 3, figures 4, tables 2.

Key words: network, thyristor reactive power compensator, regulation of reactive power, switching taps, inductive reactor coils, power quality, current harmonic distortion.

Надійшла 22.09.2016

Received 22.09.2016

УДК 621.314.5

**ОСОБЛИВОСТІ ІНТЕГРАЦІЇ СИСТЕМ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ
 В МАГІСТРАЛЬНІ МЕРЕЖІ ЗМІННОЇ НАПРУГИ**

А.В. Білик

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут ім. І. Сікорського",
 пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна
 e-mail: andret-2@mail.ru

Досліджено аспекти використання систем постійного струму в складі магістральних мереж змінної напруги. Розглянуто питання, пов'язані з гармоніками в мережах з системами високої напруги постійного струму

(ВНПС). Проаналізовано і вивчено причини виникнення гармонічних складових у вихідній напрузі перетворювачів ВНПС. Описано умови і методи щодо зменшення гармонічного спектра. Досліджено модель гібридної енергосистеми змінного і постійного струмів. У результаті моделювання експериментальним шляхом, знято характеристики струму холодостого ходу і його гармонічний спектр при різних умовах намагнічування. Бібл. 3, рис. 3.

Ключові слова: системи постійного струму високої напруги, гармоніки, намагнічування.

Світовий досвід використання систем високої напруги постійного струму (ВНПС) показує, що останнім часом їх все ширше інтегрують до складу систем змінної напруги. Перш за все, це пов'язано з рядом переваг, якими володіють системи ВНПС відносно систем змінного струму [2]. Зазначимо, що під системами високої напруги постійного струму розуміються лінії, а також вставки постійного струму.

Метою роботи є проведення аналітичного аналізу питань, пов'язаних з гармонічними складовими напруги електричних систем з високовольтними перетворювачами постійного струму, а також мереж змінної напруги, в складі яких працюють системи ВНПС.

Варто зазначити, що для керування напівпровідниковими перетворювачами ВНПС використовуються методи синусоїдальної широтно-імпульсної модуляції (ШІМ). Як правило, частота керування ШІМ значно вища номінальної частоти мережі змінного струму. В результаті високочастотних перемикань на виході як транзисторних, так і тиристорних перетворювачів формується дуже широкий спектр гармонік. Фактично форма кривої напруги, що отримується на виході перетворювача, не придатна для використання, і для її покращення застосовуються різного роду фільтри. У роботі [1] виконано детальний аналіз вихідної напруги перетворювачів з ШІМ регулюванням. Аналізуючи вирази вихідної напруги напівпровідникових перетворювачів, наведених в [1], можна відмітити, що при непарних значеннях відносної частоти модуляції k у вихідній напрузі формуються як парні, так і непарні гармоніки. Для того щоб позбутися парних гармонік, потрібно вибирати парні значення частоти керування. При частоті, кратній трьом, $k = 6s$, де $s = 1, 2, 3, \dots$, у вихідній напрузі, крім того, відсутні гармоніки, кратні трьом [1]. Однак більшість гармонік, таких як 5, 7, 11, 13, 17, 23, ... все ж залишається присутніми у вихідній напрузі. Зрозуміло, що амплітуда гармонік по мірі збільшення їх порядкового номера зменшується. З цих міркувань на перетворювальних підстанціях зазвичай встановлюють фільтри лише на частоти 5-, 7-, 11-, а іноді і 13-ї гармонік. Відповідно в разі недостатнього дослідження питання гармонік на стадії проектування системи ВНПС гармонічні складові вищих порядків, які містяться у вихідній напрузі перетворювача, що в свою чергу подається на обладнання змінного струму, можуть призводити до негативних наслідків і виходу обладнання з ладу.

Аналізуючи проблеми гармонік магістральних мереж змінного струму, у складі яких працюють системи ВНПС, у поле зору потрапляють питання, пов'язані з намагнічуванням осердя силових трансформаторів постійним струмом. На рис. 1 показана гібридна мережа змінного і постійного струмів. Тут П1, П2 – напівпровідникові перетворювачі; Л1, Л2 і Л3, Л4 – лінії постійного і змінного струмів відповідно; ПТ1, ПТ2 – перетворювальні трансформатори; Т1, Т2 – силові трансформатори загального призначення. При роботі системи ВНПС в уніполярному режимі, коли як зворотний шлях використовується земля, струм I_{z3} призводить до виникнення різниці потенціалів ΔU між нейтральними точками заземлених силових трансформаторів загального призначення, що в свою чергу призводить до виникнення постійного струму $I_{\text{нам}}$, який тече по лініях змінного струму від трансформатора Т1 до Т2. Очевидно, що в цьому випадку потенціал землі буде залежати від структури ґрунту. Базуючись на рівняннях Лапласа, потенціал землі в першому шарі структури ґрунту можна вивести за допомогою методу зображень функції Гріна [2]:

$$\varphi = \frac{\rho_n I}{2\pi} \int_0^{\infty} \alpha_1(\lambda) J_0(\lambda r) e^{-\lambda z} d\lambda;$$

$$\alpha_1(\lambda) = 1 + \frac{2\kappa_1 e^{-2\lambda h}}{1 - \kappa_1 e^{-2\lambda h}}, \quad \kappa_1(\lambda) = \frac{\rho_n - \rho_1}{\rho_n + \rho_1}.$$

де φ – поверхневий потенціал землі; ρ_n – питомий опір шару землі шару n ; I – постійний струм заземлюючого електрода системи ВНПС; J_0 – функція Бесселя першого роду; z – гли-

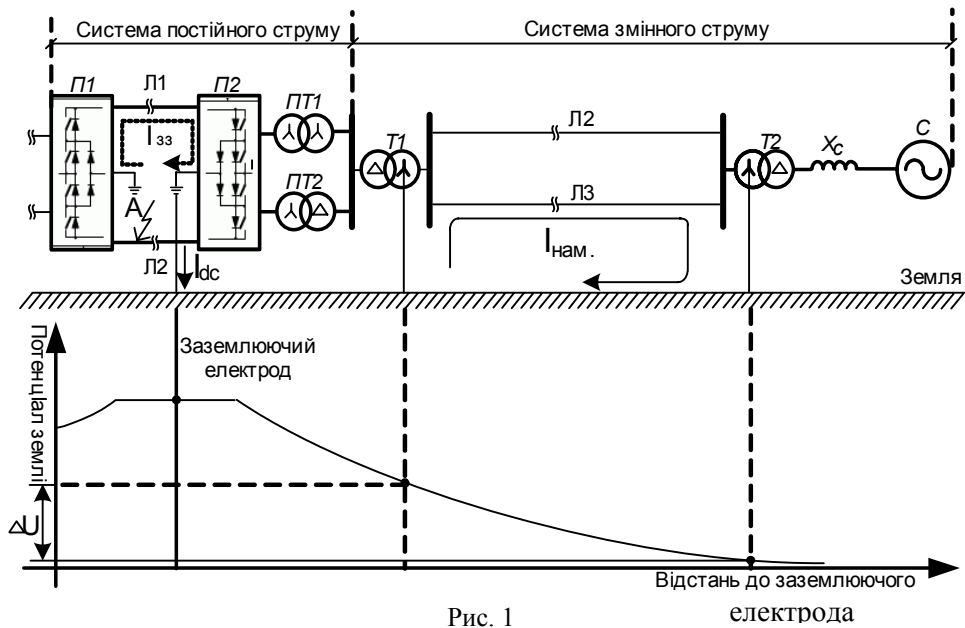


Рис. 1

бина заземлюючого електрода; n – номер шару ґрунту (в загальному випадку наведений вираз використовується для визначення потенціалу землі багат шарового ґрунту); h_n – товщина ґрунту n -го шару.

Відомо, що в якості первинного захисту трансформаторів використовують диференціальний захист. Для того щоб відрізнити пускові струми від струмів внутрішніх пошкоджень, у сучасному диференційному захисті широко застосовується метод гальмування другої, а також інколи і п'ятої гармонік. На практиці уставка за другою гармонікою відповідає приблизно 15 % від основної. Використовуючи програмне середовище *MatLab* і підставляючи усереднені значення параметрів ґрунту в наведену формулу, не важко розрахувати, що при струмі $I_{dc} = 3$ кА потенціал землі ΔU змінюється в межах 1,6...0,2 кВ залежно від відстані $\lambda = 1...10$ км.

Моделювання намагнічування постійним струмом виконується шляхом додавання

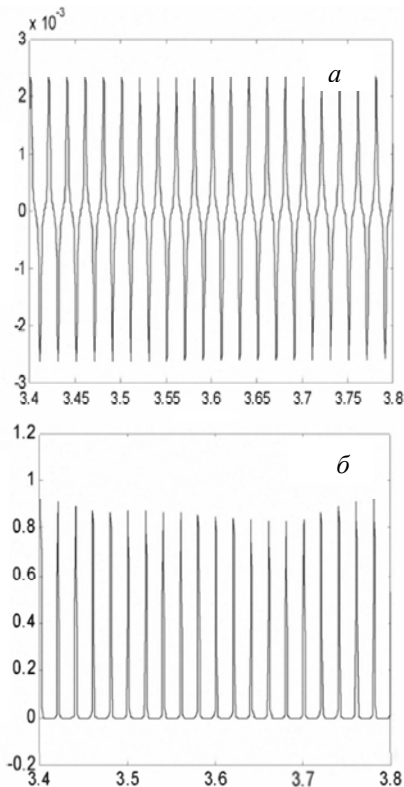


Рис. 2

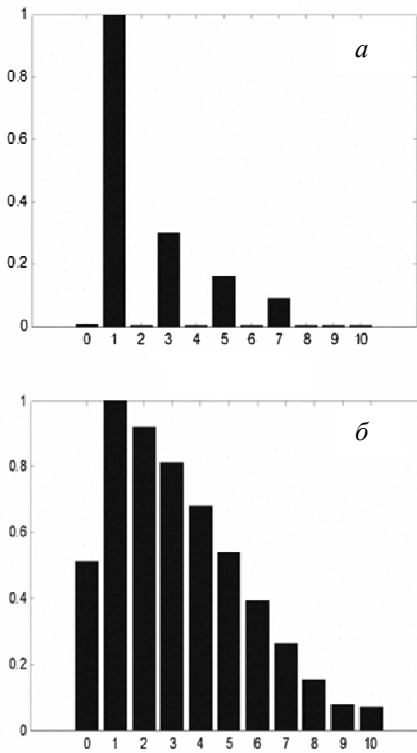


Рис. 3

джерела постійної напруги між нейтральними точками трансформаторів Т1 і Т2.

На рис. 2 зображено форми кривих струму холостого ходу при різних умовах намагнічування: *а* – без намагнічування; *б* – зі струмом намагнічування 100 А. Очевидно, що намагнічування постійним струмом викликає насичення трансформатора протягом півперіоду струму холостого ходу, що в свою чергу призводить до збільшення кількості навіть непарних гармонік. Зазвичай гар-

монічні складові струму холостого ходу, спричинені намагнічуванням постійним струмом, є результатом перезбудження трансформатора. На рис. 3 показано гармонічний спектр струму холостого ходу: *a* – без намагнічування; *б* – з намагнічуванням.

Струм холостого ходу є частиною диференційного струму, який виникає при пошкодженнях в зоні дії диференціального захисту трансформатора. З рис. 3 *б* видно, що вміст другої гармоніки значно перевищує встановлений поріг (15 %). Це вказує на те, що через намагнічування при внутрішніх пошкодженнях трансформатора диференціальний захист не спрацює.

В [3] детально проаналізовано три методи боротьби з постійним струмом намагнічування: ввімкнення в нейтраль трансформатора зустрічного джерела постійної напруги, активного опору або статичної ємності. Відповідно кожен з цих методів має низку як переваг, так і недоліків.

У результаті викладеного можна зробити такі висновки: 1. Основними причинами виникнення гармонічних складових у мережах з системами ВНПС є високочастотна комутація (широкоімпульсна модуляція) в напівпровідникових перетворювачах; підмагнічування осердя силових трансформаторів постійним струмом.

2. Постійний струм намагнічування значно погіршує гармонічний спектр струму холостого ходу силового трансформатора (рис. 3 *б*), що в свою чергу призводить до таких проблем: збільшення втрат; некоректна робота диференціального та інших видів захисту трансформатора; погіршення експлуатаційних умов роботи трансформатора і виникнення аварійних ситуацій.

3. Відсутність в електроенергетиці універсальних методів розв'язання задач, пов'язаних з гармонічними складовими напруги в мережах з системами ВНПС, потребує комплексного підходу при проектуванні в кожному окремому випадку.

1. Голубев В.В. Импульсное преобразование переменного напряжения. – К.: Наук. думка, 2014. – 247 с.
2. Yongming Y., Xingmou L., Fan Y. Soil Structure Effect on Transformer DC Bias // IEEE International Conference on Industrial Technology, 2014. – 6 p.
3. Rong Zeng, Zhanqing Yu, Jinliang He Study on Restraining DC Neutral Current of Transformer During HVDC Monopolar Operation // IEEE transactions on power delivery, 2011. – 7 p.

УДК 621.314.5

А.В. Билык

Национальный технический университет Украины "Киевский политехнический институт им. И. Сикорского", пр. Победы, 37, Киев, 03056, Украина

Особенности интеграции систем постоянного тока в магистральные сети переменного напряжения

Исследованы аспекты использования систем постоянного тока в составе магистральных сетей переменного напряжения. Рассмотрены вопросы, связанные с гармониками в системах высокого напряжения постоянного тока (ВНПТ). Проанализированы и изучены причины появления гармонических составляющих в выходном напряжении преобразователей ВНПТ. Описаны условия и методы по уменьшению гармонического спектра. В результате моделирования экспериментальным путем сняты трансформаторные характеристики тока холостого хода и его гармонический спектр при различных условиях намагничивания. Библ. 3, рис. 3.

Ключевые слова: системы высокого напряжения постоянного тока, гармоники, намагничивание.

A. Bilyk

National technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine

Features of integration high voltage direct current system into hvac networks

Investigated aspects of DC systems composed of alternating voltage grids. Studied issue of harmonics in systems of high voltage direct current (HVDC). Analyzed and studied the causes of harmonic components in the output voltage of HVDC converters. Describe the conditions and methods to reduce the harmonic spectrum. Investigated the model of hybrid power AC and DC. As a result of simulations experimentally, removed characteristics of current and its harmonic spectrum magnetization under different conditions. References 3, figures 3.

Key words: high voltage direct current, harmonic, magnetic bias.

Надійшла 11.01.2017

Received 11.01.2017

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ТА АПАРАТИ

УДК 621.313.332

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ЕКРАНІВ ЗУБЦЕВО-ПАЗОВОЇ КОНСТРУКЦІЇ СТАТОРІВ ТУРБОГЕНЕРАТОРІВ

О.І. Титко, чл.-кор. НАН України, **М.Д. Мишастий, А.І. Воронін, Д.І. Хвалін**

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ-57, Україна, 03057

e-mail: denis_h@bigmir.net

На основі проведених експериментів на фізичній моделі турбогенератора показано, що електропровідні екрани, які повторюють геометрію сегментів заліза статора, ефективно захищають і зубцеву зону, і спинку осердя статора від полів розсіювання, а їх застосування суттєво підвищує механічну стійкість крайніх пакетів. У результаті екранування в електромагнітному полі багатошаровими структурами досліджено канал-ефект. Обґрунтовано ідею структурного електромагнітного екранування як найбільш ефективного. Бібл. 9, рис. 15.

Ключові слова: турбогенератор, аксіальний потік, екран зубцево-пазової конструкції.

На сьогодні значного розвитку набули різноманітні екрануючі пристрої, що зменшують або перерозподіляють потоки розсіювання лобових частин, які проникають до крайніх пакетів осердя статора [2, 6, 9]. За принципом дії екрани можна розділити на два основних типи: ті, що демпфують, та ті, що шунтують магнітний потік. Екрани першого типу виконуються з провідного матеріалу, який має малий питомий опір, переважно з міді; екрани другого типу (магнітні шунти) набираються з електротехнічної сталі.

Можна стверджувати, що для захисту крайніх пакетів осердя статора потужних турбогенераторів (ТГ) від полів розсіювання у кінцевій зоні існує ціла низка екранів різноманітної конструкції [5, 7, 8], але на той же час основним недоліком таких екранів є незахищеність або не ефективна захищеність зубцевої зони крайніх пакетів. Для того щоб зменшити нагрівання крайніх пакетів у зубцевій зоні, застосовують різні конструктивні рішення, у тому числі й скіс крайніх пакетів, а для потужних генераторів – дуже глибокий скіс, що не тільки значно послаблює механічну міцність статора, але й просто є магнітним шунтом.

Широке використання електропровідних та феромагнітних екранів у електричних машинах (ЕМ) вимагає дослідження фізичних процесів, які з'являються при електромагнітному екрануванні, та удосконалення їх конструктивного виконання. Тому пропонується зубцево-пазова конфігурація екранів, яка б набиралася, як і залізо статора, з окремих сегментів та повторювала геометрію сегментів заліза. Така конструкція екрана буде ефективно захищати також і зубцеву зону крайніх пакетів. Вона є досить простою за технологією виготовлення та дає змогу відмовитися від скосу крайніх пакетів.

Експериментальні дослідження екранування кінцевої зони статорів генераторів проведені на фізичній моделі, розробленій та виготовленій в ІЕД НАН України [1]. Магнітопровід статора набрано з листів електротехнічної сталі Е21. Експерименти на моделі проведено при живленні обмотки статора струмом 100 А, при частоті $f = 525$ Гц та зусиллях затягування магнітопроводу статора (гайок натискної плити) 3 Н·м. Величини ЕРС, що наводяться у листах, вимірювалися мілівольтметром. Для електропровідних екранів використовувалася листовая

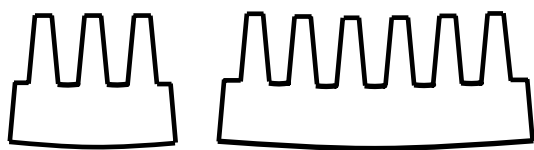


Рис. 1. Три- та шести зубцевий екрани

мідь товщиною 0,35, 0,5, 1 та 1,5 мм (два екрани товщиною по 0,35 мм мають три та шість зубців, інші – по три зубці), для шунтів – три- та шести зубцевий екрани товщиною 0,35 мм (рис. 1). Основні розміри листа: висота зубців – 67 мм, висота спинки – 108 мм.

Висновки щодо ефективності екранів, що порівнюються, зроблено при порівнянні результатів вимірювання аксіальної складової магнітної індукції B_z та густини струмів у екранах. Для вимірювання аксіальної складової індукції на поверхні листів заліза статора використовувались датчики індукції, що є плоскими безкаркасними котушками, встановленими на планках, для розміщення на поверхні листів заліза статора та проміжках між ними при значеннях індукції від часток до кількох одиниць тесла. Для зручності установки та надійності кріплення групу таких датчиків індукції змонтовано у спеціальних планках, одну з трьох таких планок показано на рис. 2.

Для кожного датчика має бути визначений градувальний коефіцієнт C . При цьому виходять з таких положень. Діюче значення ЕРС, індукованої у вимірювальному елементі змінним магнітним полем, дорівнює [3]

$$E = 4,44B_m wSf,$$

де B_m – амплітудне значення складової магнітної індукції, спрямованої по осі котушки, Тл; w – кількість витків; S – площа витка, м²; f – частота магнітного поля. Звідси

$$B_m = \frac{E}{4,44B_m wSf} = CE,$$

де $C = \frac{1}{4,44wSf}$.

Таким чином, при синусоїдальному характері магнітного поля коефіцієнт C характеризує геометричні розміри вимірювального елемента.

Для вимірювання вихрових струмів у екранах останні оснащені потенціальними зондами з базою 10 мм.

Для порівняльного аналізу розглянуто чотирнадцять варіантів систем екранування торцевої зони осердя статора, з них дев'ять у вигляді структурних систем при різній варіації матеріалу та товщини екранів.

На рис. 3–14 (де N – номер листа, на якому вимірювалась індукція) зображено графіки залежності аксіальної індукції магнітного поля в кінцевій зоні фізичної моделі ТГ при різних варіантах застосування екранів зубцево-пазової конструкції, на рис. 15 – в зубцях у радіальному напрямку (вибрано ліву сторону планки та 11-й лист заліза, оскільки у цих областях найповніші дані з розподілу B_z). Амплітудне значення аксіальної складової магнітної індукції приведено в мТл.

На рис. 3–8 представлено результати дослідження при установці мідних екранів зубцево-пазової конструкції різної товщини на поверхні осердя статора фізичної моделі, у дужках показано кількість зубців цих екранів. На рис. 9–14 показано результати структурного екранування. Для зручності запису було прийнято деякі скорочення, наприклад, М 0,35 (6) – Ст 0,35 (6) – М 0,35 (3) [Н-С-В] означає розміщення структурного екрана типу мідний шести зубцевий сегмент товщиною 0,35 мм – шести зубцевий сталевий товщиною 0,35 мм та три зубцевий мідний, що має товщину 0,35 мм, причому перший з них розташований знизу, останній – зверху.

Планки встановлювалися спочатку під перший, третій та п'ятий листи фізичної моделі, потім переставлялися під шостий, дев'ятий та одинадцятий листи. Було вибрано внутрішню поверхню листів, оскільки на цій поверхні значення аксіальної складової магнітної індукції більші, ніж на зовнішній стороні листів.

Треба зауважити, що через повну чи часткову непрацездатність деяких датчиків, на жаль, не було можливості отримати повні результати.

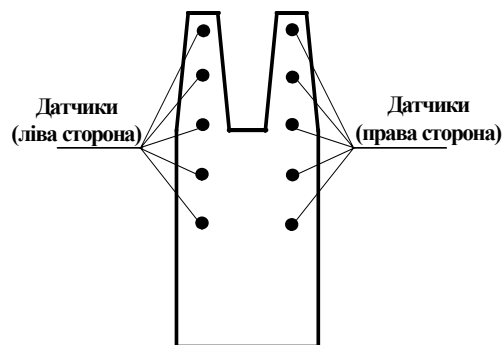


Рис. 2. Спеціальна текстолітова планка з датчиками магнітного поля

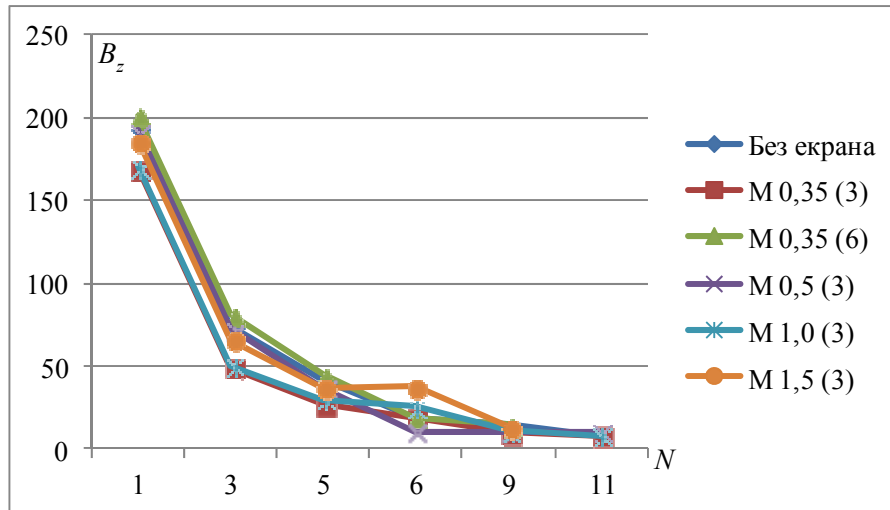


Рис. 3. Коронка зубців (ліва сторона)

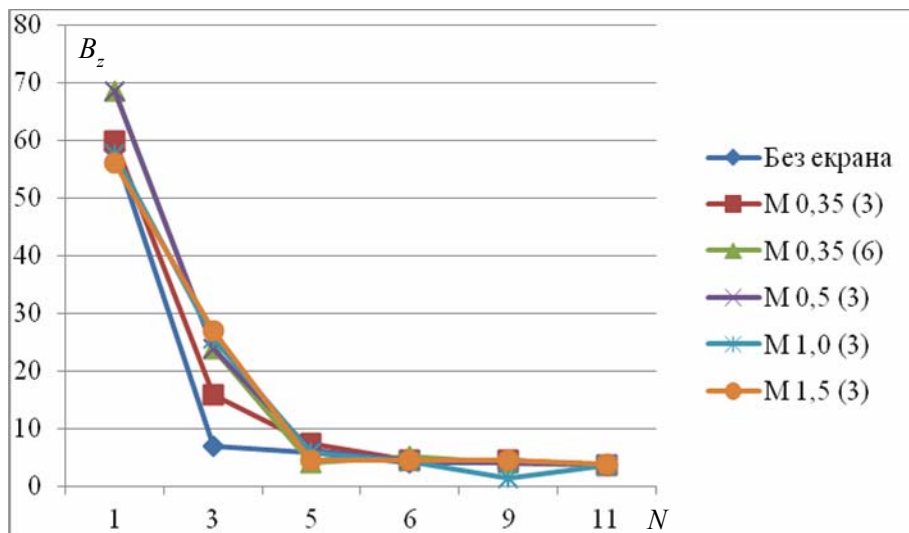


Рис. 4. Середина зубців (ліва сторона)

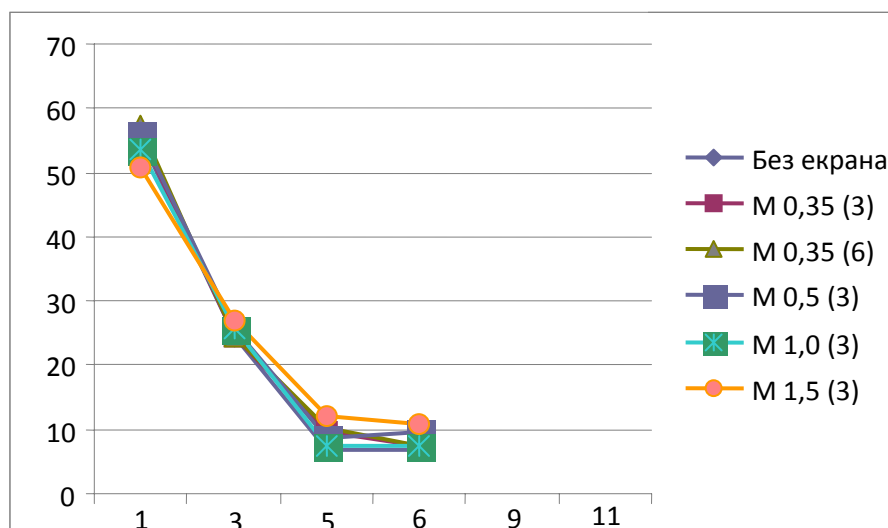


Рис. 5. Середина зубців (права сторона)

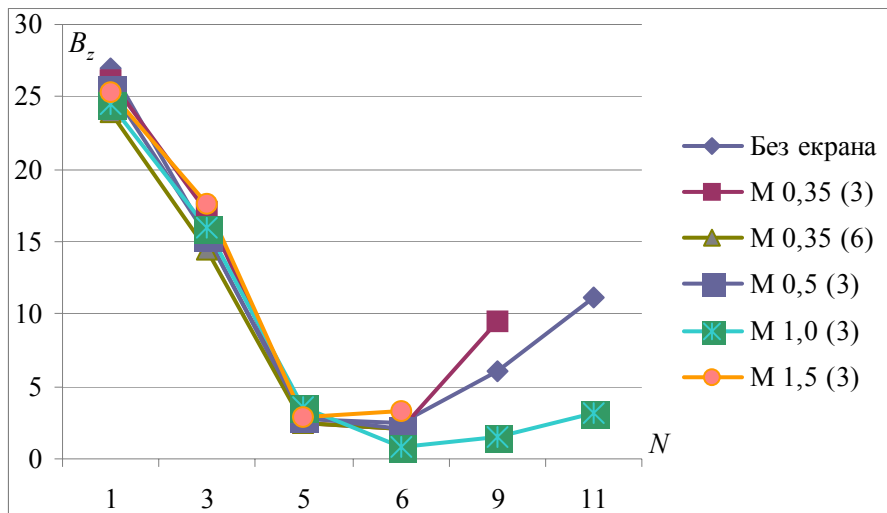


Рис. 6. Верх ярма (права сторона)

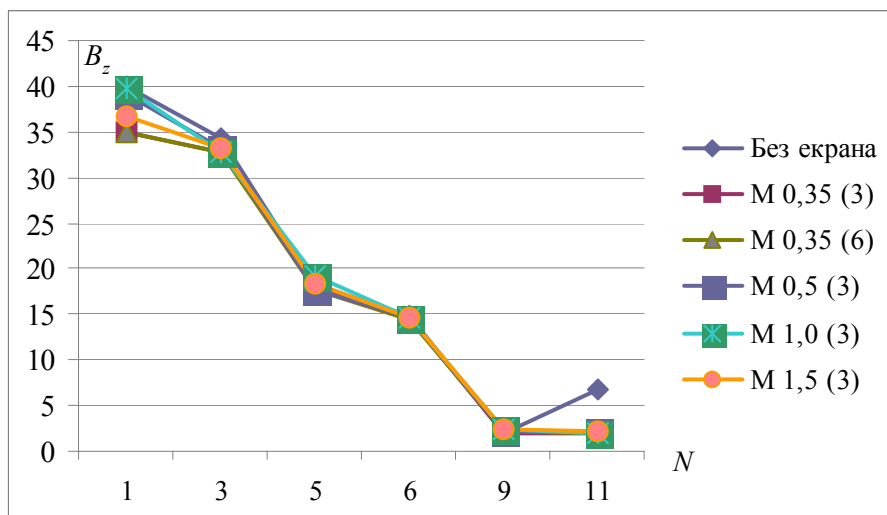


Рис. 7. Середина ярма (ліва сторона)

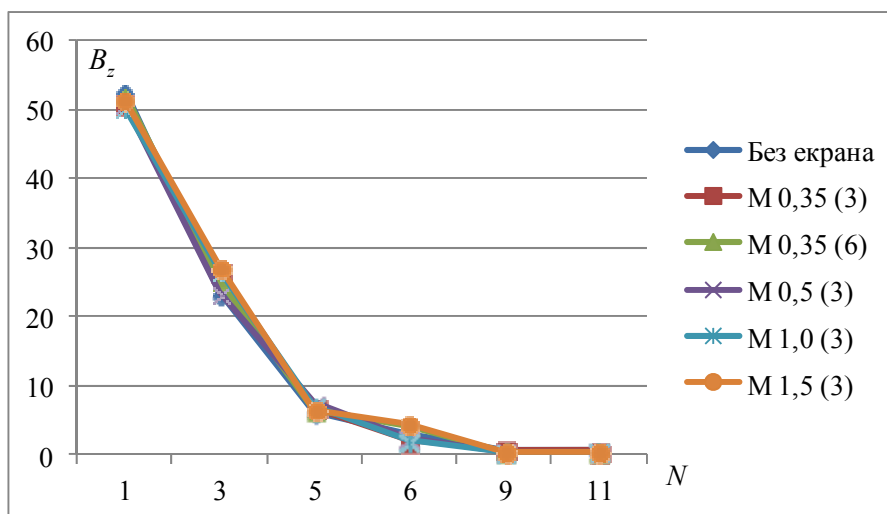


Рис. 8. Середина ярма (права сторона)

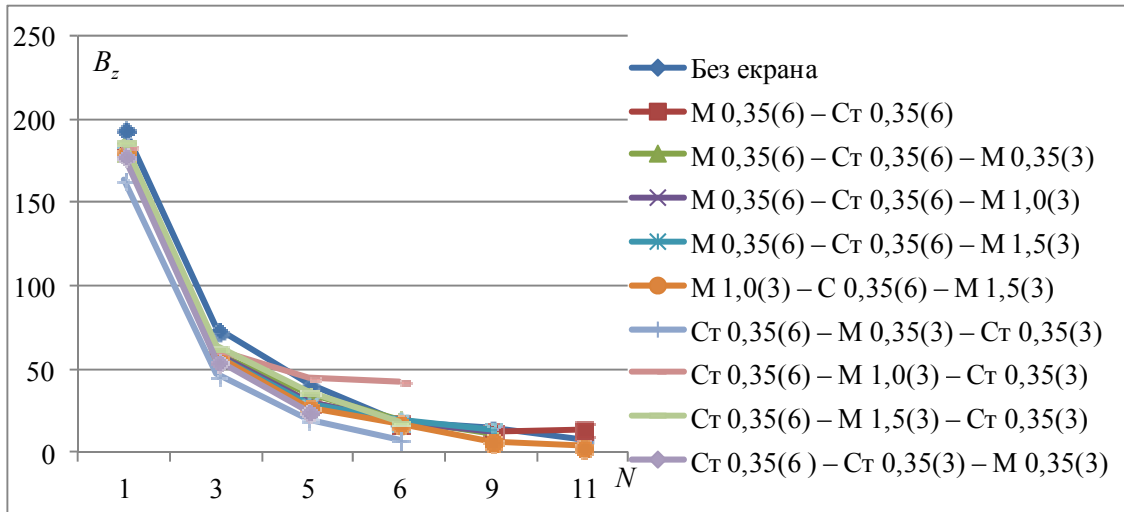


Рис. 9. Коронка зубців (ліва сторона)

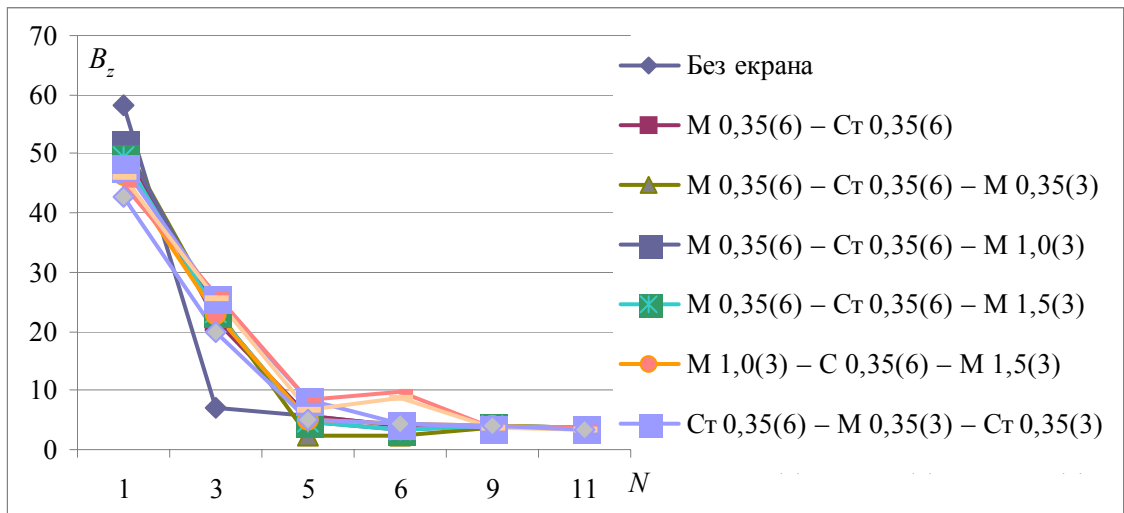


Рис. 10. Середина зубців (ліва сторона)

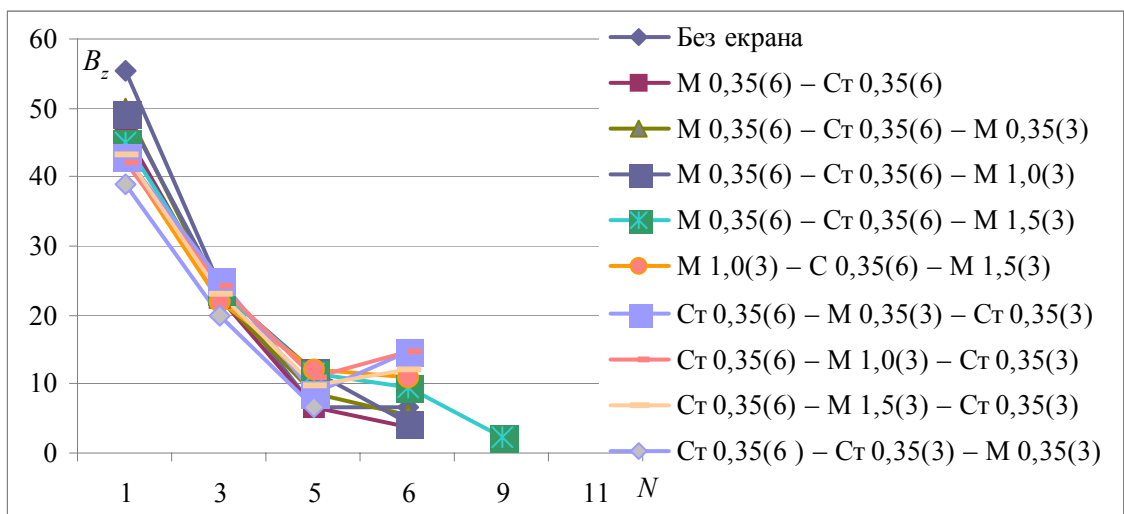


Рис. 11. Середина зубців (права сторона)

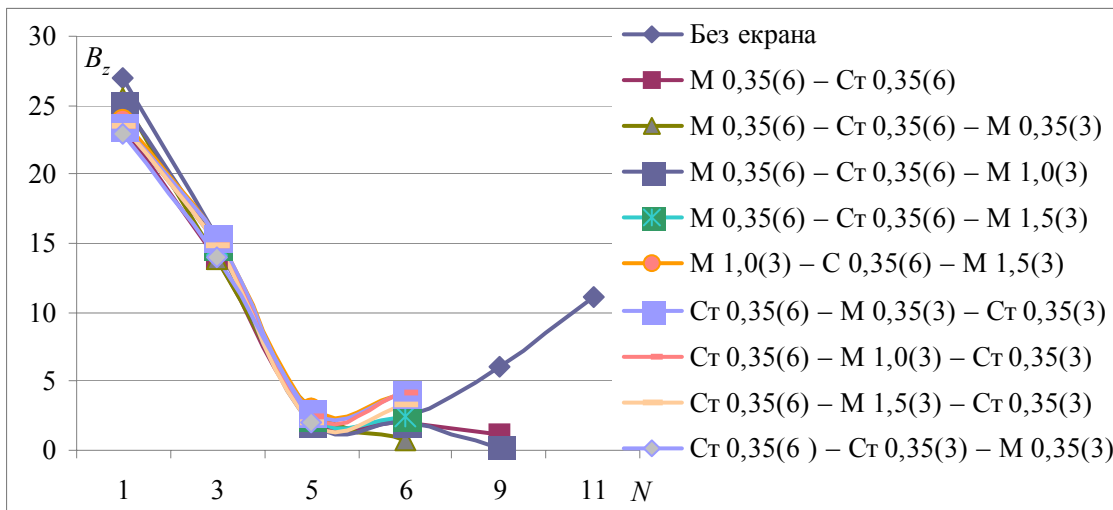


Рис. 12. Верх ярма (права сторона)

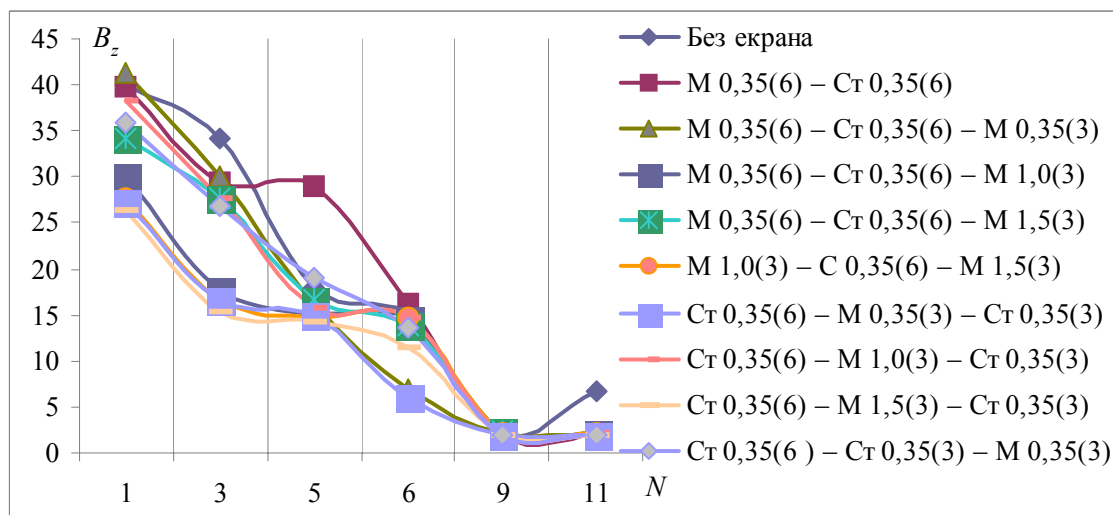


Рис. 13. Середина ярма (ліва сторона)

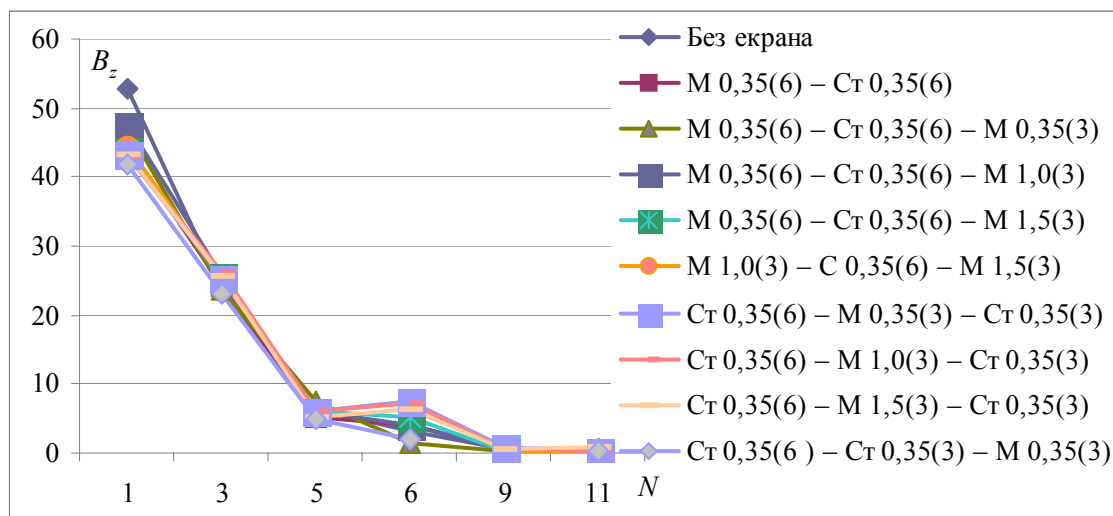


Рис. 14. Середина ярма (права сторона)

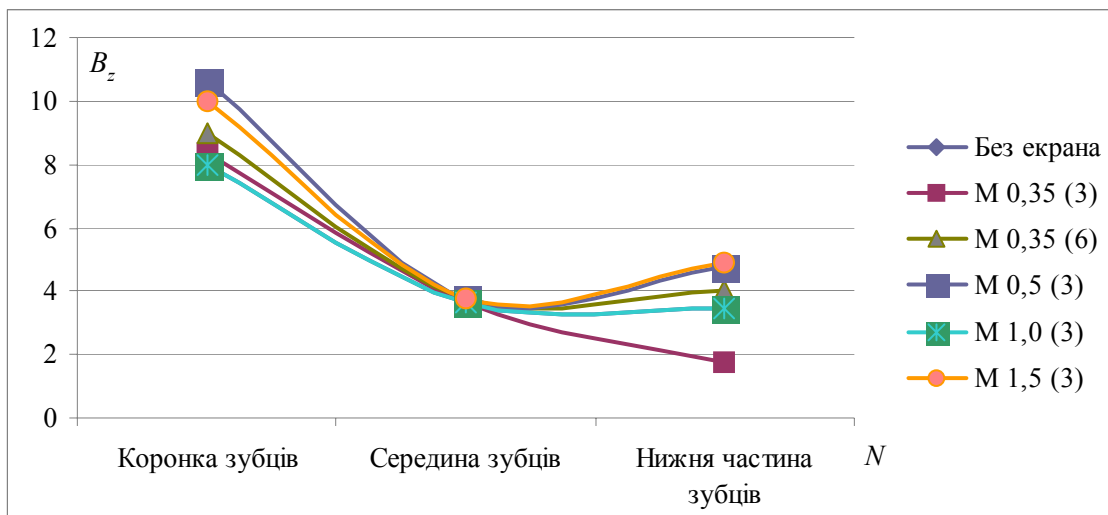


Рис. 15. В зубцях у радіальному напрямку (ліва сторона, 11-й лист)

При аналізі даних експерименту треба мати на увазі відповідність товщини мідних сегментів для моделі ($f = 525$ Гц) і генератора ($f = 50$ Гц). Аналіз показує, що ефективність електромагнітного екранування такими сегментами є досить висока. Для допустимої товщини екрана (в генераторах застосовуються екрани товщиною 10 мм) можна добитися зменшення аксіальної складової індукції магнітного поля в крайніх пакетах осердя статора в середньому до 1,3 – 1,5 разу залежно від точки вимірювання, тобто питомі витрати зменшуються в 1,7 – 2,3 разу. Причому зі збільшенням радіуса ефективність екранів підвищується.

Треба зауважити, що результати наведені для випадків, коли екрани та листи заліза статора неелектроізолювані з бокових поверхонь. Як показують дослідження, у тому числі на фізичній моделі, екранування осердя статора у випадку наявності електроізоляції більш ефективне, ніж при наявності контакту, коли простежується перетікання струмів [5]. Розміщення ізоляції розриває контури струмів, запобігаючи перетіканню струмів та їх концентрації на внутрішньому краю. Крім того, ізоляція перерозподіляє струми в екрані. Розподіл густини струму в екрані стає більш рівномірним за висотою екрана, у свою чергу, рівномірний розподіл струмів у екрані обумовлює і більш рівномірний розподіл струмів у крайньому листі заліза статора. Як показано в [5], розміщення електроізоляційного шару товщиною 0,001 м між екраном і листом, яке обумовлює підвищення ефективності екранування, до помітного збільшення нагрівання системи екранів не призводить.

Треба зазначити, що отримані експериментальні дані є середньостатистичними, бо вони залежать від різних факторів, у тому числі від деформації листів заліза статора, яка змінюється від варіанта до варіанта, ідентичного розміщення вимірювальних планок щодо зразків екранів і т.д.

У процесі експериментів вказані фактори, які впливають на точність результатів експериментів при переході від одного варіанта до другого, було враховано, у тому числі шляхом декількох повторень одного і того варіанта екранування.

З кривих, зазначених на рисунках, можна зробити висновок, що незамкнені екрани типу зубцево-пазової конструкції екранують неоднаково різні області зубцевої зони.

Встановлено, зокрема, що у радіальному напрямку підвищене значення аксіальної складової магнітної індукції B_z , яка є причиною підвищеного нагрівання, має місце у зубцевій зоні, найбільші – у коронках зубців. На глибині 2 – 3 см від нижньої частини зубців аксіальна складова магнітного потоку значно згасає, що пов'язано, скоріш за все, з достатньо надійним екрануванням масивного кільця натискної плити. В аксіальному напрямку найбільші значення B_z спостерігаються у внутрішній частині першого листа, у третьому листі і далі аксіальна складова поля значно послаблюється. Наразі з аксіальними та радіальними градієнтами температури у кінцевій зоні осердя статора спостерігаються тангенціальні нері-

вномірності складової B_z залежно від розташування фазних зон обмотки статора [4]. Для проведення експерименту вибиралися зубці, розміщені у міжфазній зоні, оскільки на фізичній моделі тільки в них спостерігається помітна відмінність поля.

У результаті екранування в електромагнітному полі багатошаровими структурами досліджено канал-ефект. Його суть у тому, що при розміщенні магнітних сегментів всередині високоелектропровідних (або високоелектропровідних всередині магнітних) різко підвищується ефективність екранування таких структур у порівнянні зі структурами, в яких спочатку розміщені магнітні шари, а за ними високоелектропровідні, або навпаки. На рисунках наводяться дані, які вказують на значний прояв канал-ефекту.

Акцентуємо увагу на дуже важливій особливості – екстремальний прояв канал-ефекту, який спостерігається при рівності товщини непровідних магнітних та провідних мідних шарів. Для будь-яких інших відношень товщини шарів структури екранування стають менш ефективними.

Викладені дослідження обґрунтовують ідею структурного електромагнітного екранування ЕМ та інших пристроїв як найбільш ефективного, в основі якого є застосування оптимальної структури магнітних і електропровідних елементів, тобто розміщення їх таким чином, щоб забезпечити максимальний екрануючий ефект.

З даних видно, що екрани шарової структури найбільш ефективні. Магнітний потік обмоток ухилиється у магнітні листи заліза і майже повністю замикається в них. Струми в екрані більш рівномірно розподіляються та підвищуються у верхній його частині.

Для збільшення коефіцієнта екранування як екран може бути застосована гібридна екрануюча система. Вона має вигляд три- чи багатошарового екрана, у якому всередині двох сталевих сегментів розміщено сегмент з високоелектропровідного матеріалу. Такий екран внаслідок проявлення канал-ефекту при мінімальній товщині (масі та габаритах) має високий коефіцієнт екранування. Лінійні теплові розширення електропровідних шарів такої системи, а отже і внутрішні механічні напруження зменшуються внаслідок зменшення їх нагрівання. Причому окремі сегменти можуть бути ізольовані один від одного.

Застосування гібридної системи екранування у кінцевих частинах ТГ не тільки зменшує струми та електродинамічні зусилля і тим самим збільшує навантажувальну здатність та його механічну міцність, але й значно збільшує ефективність екранування незамкненими електропровідними екранами.

На основі проведених експериментів на фізичній моделі ТГ можна зробити висновок, що електропровідні екрани, які повторюють геометрію сегментів заліза статора, ефективно захищають і зубцеву зону, і спинку осердя статора від полів розсіювання, а їх застосування суттєво підвищить механічну стійкість крайніх пакетів за рахунок відмови від виконання скоосу і сходинок.

Створення системних екранів у ТГ визначається їх здатністю максимально захищати екрануючі деталі та вузли машин від змінних магнітних потоків, технологічністю виготовлення та нагріванням самих екранів у експлуатаційних режимах. Ефективність розроблених екранів доведено проведеними дослідженнями.

1. *Бабяк А.А.* Исследование экранирующих устройств концевых частей турбогенераторов с использованием физической модели. Автореф. ... канд. дис. / АН УССР. Ин-т электродинамики. – К., 1973. – 28 с.
2. *Вольдек А.И., Данилевич Я.Б., Косачевский В.И., Яковлев В.И.* Электромагнитные процессы в торцевых частях электрических машин. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1983. – 216 с.
3. *Езовит Г.П.* Справочник электроэнергетика. – К.: Наук. думка, 1974. – 272 с.
4. *Титко А.И., Федоренко Г.М., Ливишц А.Л., Кобзарь К.А.* Тангенциальная неравномерность электромагнитных и тепловых характеристик в крайних пакетах турбогенератора при изменении нагрузки // Гідроенергетика України. – 2012. – № 3. – С. 48–53.
5. *Титко А.И.* Электромагнитное экранирование незамкнутыми структурами в электрических машинах. – К.: Наук. думка, 1994. – 304 с.
6. *Титов В.В., Хуторецкий Г.М., Загородная Г.А., Вартаньян Г.П. и др.* Турбогенераторы. Расчет и конструкция. – Ленинград: Энергия, 1967. – 896 с.
7. *А.с. 1617535 СССР.* Сердечник статора электрической машины переменного тока / А.И. Титко; Заявл. 03.03.88; Опубл. 30.12.90, Бюл. № 48.

8. Пат 303 Україна. Статор електричної машини / В.І. Смородін, В.А. Крамарський, І.Я. Черемісов та ін.; Заявл. 26.02.90; Опубл. 30.04.93, Бюл. № 1.
9. Das J.C. Power system analysis: short-circuit load flow and harmonics. – New York: Taylor & Francis, 2002. – 868 p.

УДК 621.313.332

А.І. Титко, чл.-корр. НАН України, **Н.Д. Мышастый, А.І. Воронин, Д.І. Хвалин**

Інститут електродинамики НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, Україна, 03057

Экспериментальные исследования эффективности экранов зубцово-пазовой конструкции статоров турбогенераторов

На основе выполненных экспериментов на физической модели турбогенератора показано, что электропроводящие экраны, которые повторяют геометрию сегментов железа статора, эффективно защищают и зубцовую зону, и спинку сердечника статора от полей рассеяния, а их применение существенно повысит механическую устойчивость крайних пакетов. В результате экранирования в электромагнитном поле многослойными структурами исследовано канал-эффект. Обосновано идею структурного электромагнитного экранирования как наиболее эффективного. Библи. 9, рис. 15.

Ключевые слова: турбогенератор, аксиальный поток, экран зубцово-пазовой конструкции.

O.I. Titko, N.D. Myshasty, A.I. Voronin, D.I. Hvalin

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine

Experimental studies of the effectiveness of tooth-slot design screens of Turbo generators stators

Shown on the basis of experiments performed at a physical model of Turbo generator that conductive screens being repeat geometry of the stator iron segments are effectively protect against of scattering fields both the tooth zone and back stator core, and their application will significantly increase the mechanical stability of the front package. As a result of the screening in the electromagnetic field of multilayer structures the channel effect is investigated. The idea of the structure electromagnetic shielding as the most effective is substantiated. References 9, figures 15.

Key words: turbo generator, axial flow, tooth-slot design screens.

Надійшла 22.11.2016

Received 22.11.2016

УДК 62-52 : 621.313.33

ДЕЯКІ ОСОБЛИВОСТІ ЗАДАЧІ МАКСИМІЗАЦІЇ МОМЕНТУ ВЕКТОРНО-КЕРОВАНИХ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ У РЕЖИМІ ОСЛАБЛЕННЯ ПОЛЯ

Б.І. Приймак, канд. техн. наук

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського",
пр. Перемоги, 37, Київ-56, 03056, Україна
e-mail: bp-08@ukr.net

Досліджено особливості максимізації моменту векторно-керованих асинхронних двигунів за ослаблення поля. Отримано аналітичний вираз для межової швидкості ротора, з якої слід починати зниження потоку. Встановлено, що межові швидкості, які виокремлюють зони оптимізації моменту з різними умовами визначення екстремуму, суттєво залежать від максимального струму статора. Якщо обмеження струму статора перевищує критичне значення, то зона оптимізації В, де обмежуються водночас напруга та струм, зникає, а залишаються зони А та С, де обмежуються лише струм та напруга відповідно. У цьому разі перестає зростати показник відносного приросту моменту двигуна, який визначає ступінь поліпшення властивостей привода внаслідок максимізації моменту. Для обчислень використано дані двох двигунів, потужності яких відрізняються у двадцять разів. Біблі. 10, рис. 6, таблиця.

Ключові слова: асинхронний двигун, векторне керування, ослаблення поля, оптимізація, межева швидкість.

Вступ. Асинхронні електроприводи (АЕП) з векторним керуванням, що використовуються у моталках, верстатах, електротранспорті тощо, мають працювати на низьких та значно вищих від номінальної швидкостях ротора. В області номінальної швидкості асинх-

ронного двигуна (АД) напруга на виході силового перетворювача обмежується напругою живильної мережі, тому подальше підвищення швидкості потребує ослаблення магнітного поля двигуна. За використання класичного алгоритму ослаблення поля магнітний потік змінюється зворотно пропорційно до швидкості двигуна, що дає змогу підтримувати постійною ЕРС обертання ротора [9]. Проте такий алгоритм не дає змоги повною мірою використати енергетичні ресурси привода за обмежень струму та напруги статора двигуна.

На тему поліпшення властивостей АЕП у зоні високих швидкостей ротора на сьогодні відомо чимало робіт [1, 3-6, 8, 10]. У [3] запропоновано алгоритм визначення оптимального потоку ротора на основі ідеалізованої моделі АД. У роботі [10] розглядається проблема низької швидкодії контура регулювання потоку у порівнянні зі змінами моменту двигуна. Для поліпшення динаміки задіяно комбінований регулятор потоку ротора. У праці [6] пропонується оптимізація АЕП за двома критеріями – мінімумом втрат потужності та максимумом моменту двигуна. У роботах [4, 5, 8] розглядаються алгоритми ослаблення поля із підвищеною параметричною робастністю. В статті [1] для розширеної моделі АД отримано граничні характеристики та показано істотне зростання переважувальної здатності привода.

Однак ще чимало властивостей АЕП з максимізацією моменту двигуна не досліджено. Зокрема, важливим і актуальним є питання впливу максимального струму статора на межові швидкості, які виділяють на граничних характеристиках АД зони оптимізації моменту з різними умовами визначення максимуму. Це питання розглядається у пропонуємі статті.

Метою роботи є дослідження особливостей максимізації моменту векторно-керованих АД у режимі ослаблення поля у частині залежності межових швидкостей зон оптимізації від рівня обмеження струму статора.

Математична модель АД та схема АЕП. Короткозамкнений АД у зорієнтованих за вектором потокозчеплення ротора $\bar{\Psi}_r$ координатах (d, q) при врахуванні втрат у залізі та кривої намагнічування можна описати системою рівнянь [1, 2]

$$\begin{aligned} dI_{sd}/dt &= L_{s\sigma}^{-1} \left[-(R_s + R_z)I_{sd} - R_z L_{r\sigma}^{-1} \Psi_{rd} + T_z^{-1} L_r L_{r\sigma}^{-1} \Psi_{md} + U_{sd} \right] + \omega_0 I_{sq}; \\ dI_{sq}/dt &= L_{s\sigma}^{-1} \left[-(R_s + R_z)I_{sq} + T_z^{-1} L_r L_{r\sigma}^{-1} \Psi_{mq} + U_{sq} \right] - \omega_0 I_{sd}; \\ d\Psi_{rd}/dt &= T_z^{-1} (-\Psi_{rd} + \Psi_{md}); \\ d\Psi_{md}/dt &= R_z \left(I_{sd} + \Psi_{rd}/L_{r\sigma} - L_r L_m^{-1} L_{r\sigma}^{-1} \Psi_{md} \right) + \omega_0 \Psi_{mq}; \\ d\Psi_{mq}/dt &= R_z \left(I_{sq} - L_r L_m^{-1} L_{r\sigma}^{-1} \Psi_{mq} \right) - \omega_0 \Psi_{md}; \\ d\omega/dt &= J^{-1} (M_e - M_H), \end{aligned} \quad (1)$$

де змінними є компоненти узагальнених векторів напруги статора \bar{U}_s , струму статора \bar{I}_s , потокозчеплення ротора $\bar{\Psi}_r$, головного потокозчеплення $\bar{\Psi}_m$; ω_0 – швидкість обертання поля ротора; z_p – кількість пар полюсів; ω – швидкість ротора; R_s, R_r – опори статора та ротора; $R_z = R_z(\omega_0, \omega)$ – еквівалентний опір, що відображає втрати потужності у залізі двигуна; $L_m = L_m(\Psi_m)$ – індуктивність намагнічування; $L_{s\sigma}, L_{r\sigma}$ – індуктивності розсіювання; $L_r = L_m + L_{r\sigma}$, $T_{r\sigma} = L_{r\sigma}/R_r$, $T_z = L_m/R_z$; M_e, M_H – моменти двигуна та навантаження відповідно; J – сумарний момент інерції. Враховуючи те, що в зорієнтованих координатах $\Psi_{rd} = |\bar{\Psi}_r| \equiv \Psi_r$, момент двигуна та швидкість координат в (1) обчислюються як

$$M_e = 1,5 z_p L_{r\sigma}^{-1} \Psi_r \Psi_{mq}; \quad \omega_0 = z_p \omega + \omega_{sl}, \quad (2)$$

де $\omega_{sl} = \Psi_{mq}/(T_{r\sigma} \Psi_r)$ – швидкість ковзання.

Насичення магнітопроводу по головному магнітному шляху в (1) враховується за рахунок нелінійної функції $L_m = L_m(\Psi_m)$, отриманої на основі кривої намагнічування двигуна та апроксимованої поліноміальним виразом

$$L_m = L_{mn} \sum_{i=0}^k a_i \Psi_m^{k-i}, \quad (3)$$

де a_i – коефіцієнти полінома; k – степінь полінома; L_{mn} – номінальне значення індуктивності намагнічування (індексом “ n ” далі позначатимуться номінальні значення величин); $\Psi_m = |\bar{\Psi}_m|$. Магнітний опір в (1) визначається за виразом

$$R_z = \left(K_h (1 + |s|) / f_0 + K_e (1 + s^2) \right)^{-1}, \quad (4)$$

де K_h, K_e – коефіцієнти втрат від гістерезису та вихрових струмів; $f_0 = |\omega_0| / 2\pi$ – частота живлення АД; $s = (\omega_0 - z_p \omega) / \omega_0$ – ковзання двигуна.

В описі АД необхідно врахувати обмеження модуля вектора напруги статора $U_s = |\bar{U}_s|$ на рівні U_{\max} та модуля вектора струму статора $I_s = |\bar{I}_s|$ на рівні I_{\max} у вигляді

$$0 \leq U_s \leq U_{\max}; \quad 0 \leq I_s \leq I_{\max}. \quad (5)$$

Функціональна схема векторно-керованого АЕП у спрощеному вигляді зображена на

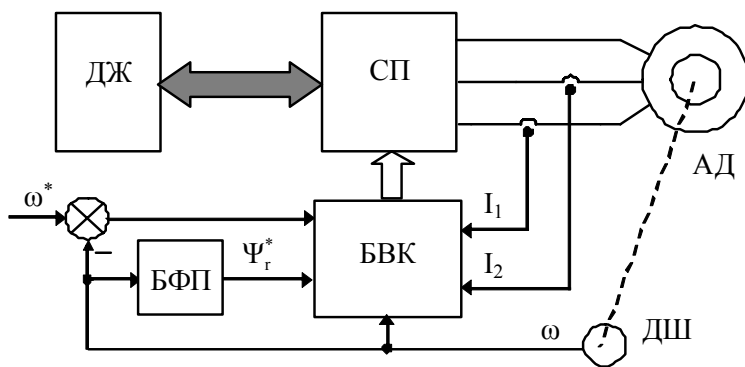


Рис. 1

рис. 1. Задачею привода є стабілізація швидкості ротора АД із приєднаним до нього механізмом у широкому діапазоні як вниз, так і вгору від номінальної швидкості. У блок векторного керування БВК надходять сигнали зворотних зв'язків із давачів струмів фаз I_1, I_2 та давача швидкості ДШ. Різниця завдання швидкості ω^* та швидкості ω подається на вхід регулятора швидкості, що знаходиться у БВК.

У блоці формування потокозчеплення БФП залежно від ω та згідно із заданим алгоритмом визначається завдання модуля вектора потокозчеплення ротора Ψ_r^* , яке разом зі зворотним зв'язком, отриманим у спостерігачі сигналом оцінки потокозчеплення, надходить на вхідний суматор розташованого у БВК регулятора потокозчеплення. Джерело живлення приводу ДЖ може бути мережею змінного струму або акумуляторною батареєю у поєднанні з суперконденсатором. Силовий перетворювач СП забезпечує двосторонній обмін енергією між ДЖ та АД. Використовуючи широтно-імпульсну модуляцію, СП живить обмотки статора АД трифазною імпульсною напругою, амплітуда, частота та фаза першої гармоніки якої встановлюються сигналами керування, що надходять із БВК.

Отримання максимального моменту двигуна. У векторно-керуваних приводах зазвичай модуль вектора потокозчеплення ротора формується за класичним алгоритмом як

$$\Psi_{rc} = \begin{cases} \Psi_{rn} & \text{при } |\omega| \leq \omega_n, \\ \Psi_{rn} \omega_n / |\omega| & \text{при } |\omega| > \omega_n, \end{cases} \quad (6)$$

де Ψ_{rn} – номінальне значення потокозчеплення ротора. Сформулюємо задачу оптимізації моменту двигуна таким чином: для АД з описом (1)...(4) при врахуванні обмежень (5) для $0 \leq |\omega| \leq \omega_{\max}$, де ω_{\max} – максимально допустима швидкість двигуна, на інтервалі $0 < \Psi_r \leq \Psi_{rn}$ знайти оптимальний алгоритм зміни потокозчеплення ротора за критерієм $M_e \Rightarrow \max$ у рушійному та генераторному режимах (режим рекуперативного гальмування).

Оскільки опис (1)...(5) є суттєво нелінійним та має високий порядок, то з високою точністю цю задачу оптимізації можна розв'язати лише чисельно. У числових дослідженнях у

статті використано два типових АД потужністю 1,5 та 30 кВт, які далі матимуть назву відповідно Д1 та Д2. Номінальні дані цих двигунів наведено у таблиці, де P – вихідна потужність; U, I – напруга та струм фази статора (діючі значення); f, N – частота живлення та кількість обертів вала двигуна.

Д1			Д2		
$P=1,5$ кВт	$U=220$ В	$I=3,56$ А	$P=30$ кВт	$U=220$ В	$I=56,8$ А
$f=50$ Гц	$N=1413$ об/хв	$\cos\varphi=0,83$	$f=50$ Гц	$N=1467$ об/хв	$\cos\varphi=0,88$
$R_s = 6,46$ Ом	$R_r = 3,87$ Ом	$R_z = 1380$ Ом	$R_s = 0,1376$ Ом	$R_r = 0,0862$ Ом	$R_z = 187$ Ом
$L_s = 0,389$ Гн	$L_r = 0,398$ Гн	$L_m = 0,374$ Гн	$L_s = 43,14$ мГн	$L_r = 43,64$ мГн	$L_m = 41,83$ мГн

Для максимізації моменту АД з описом (1)...(5) було застосовано генетичний алгоритм числової оптимізації [7], що є одним із кращих засобів параметричної оптимізації на сьогодні. Обмеження напруги та струму статора були встановлені $U_{\max} = U_n = 311$ В (1 в.о.), $I_{\max} = 1,5I_n$ (1,5 в.о.), де U_n, I_n – номінальні напруга та струм фази статора; в.о. – відносні одиниці. На рис. 2 а зображені отримані граничні характеристики Д1 при класичному (6), а на рис. 2 б – при оптимальному алгоритмах формування потокозчеплення ротора, де змінні U_s (крива 1), I_s (крива 2), Ψ_r (крива 3), M_e (крива 4) та ω нормовані щодо своїх номінальних значень і вимірюються у відносних одиницях.

Зіставлення кривих 3 на рис. 2 засвідчує істотну відмінність між модулями вектора потокозчеплення ротора, що відповідають класичному та оптимальному алгоритмам. А порівняння кривих 4 на рис. 2 підтверджує суттєве зростання електромагнітного моменту АД завдяки оптимізації. Аналізуючи рис. 2, варто зазначити, що за максимізації моменту двигуна в умовах обмеження напруги та струму статора на граничних характеристиках електроприводу наявні три зони оптимізації моменту, які можна назвати зонами А, В і С. Межам зон А, В та В, С відповідають межові швидкості, які на рис. 2 позначені як ω_A та ω_B . Важливим є те, що в кожній із вказаних зон оптимізації електромагнітного моменту двигуна умови визначення максимуму є різними. Зокрема, в зоні А максимальний момент двигуна визначається за обмеження струму статора, в зоні В – за обмежень як струму, так і напруги статора, а в зоні С – за обмеження напруги статора.

Уточнимо означення межових швидкостей зон оптимізації моменту двигуна: ω_A – швидкість, за якої оптимальне потокозчеплення ротора стає меншим, ніж номінальне значення; ω_B – швидкість, за якої струм статора стає меншим від свого максимального значення.

Наведені на рис. 2 граничні характеристики АД побудовані залежно від швидкості ротора ω , яка є незалежною змінною. Проте аналогічні характеристики можуть бути побудовані у функції швидкості обертання магнітного поля ротора ω_0 , яка залежить від оптимального значення модуля вектора потокозчеплення ротора. Такі характеристики за формою будуть досить подібні до зображених на рис. 2. При цьому межам зон А, В та В, С відповідатимуть межові швидкості поля ротора ω_{0A} та ω_{0B} .

Аналітичне визначення межових швидкостей. Межова швидкість ω_A відіграє важливу роль, оскільки в алгоритмі ослаблення поля при максимізації моменту двигуна саме з неї треба починати зменшення потокозчеплення. Цю швидкість можна отримати числовим

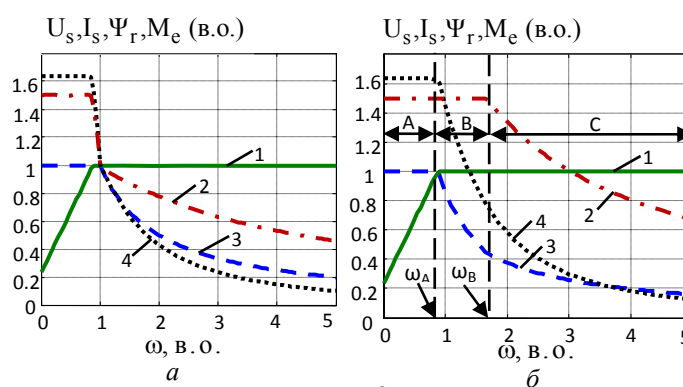


Рис. 2

способом шляхом оптимізації опису двигуна. Проте для задач аналізу властивостей АЕП та для налаштування параметрів алгоритму екстремального векторного керування корисно мати аналітичний вираз для визначення ω_A . Щоб віднайти такий вираз, можна використати опис усталених електромагнітних процесів ідеалізованого АД [9]. У цьому описі намагнічувальна індуктивність вважається постійною величиною $L_m = \text{const} = L_{mn}$. Для спрощення введемо такі позначення: $I_d = I_{sd}$; $I_q = I_{sq}$; $U_d = U_{sd}$; $U_q = U_{sq}$. Як відомо, у зорієнтованих за $\bar{\Psi}_r$ координатах (d, q) момент АД та швидкість поля ротора дорівнюють

$$M_e = K_m \Psi_r I_q; \quad (7)$$

$$\omega_0 = z_p \omega + K_r R_r I_q / \Psi_r, \quad (8)$$

де $K_r = L_m / L_r$; $K_m = 3z_p K_r / 2$. Обмеження струму та напруги статора визначаються як

$$I_d^2 + I_q^2 \leq I_{\max}^2; \quad (9)$$

$$U_d^2 + U_q^2 \leq U_{\max}^2. \quad (10)$$

Рівняння статора для усталених процесів мають вигляд [9]

$$R_s I_d - \omega_0 \sigma L_s I_q = U_d; \quad (11)$$

$$R_s I_q + \omega_0 L_s I_d = U_q, \quad (12)$$

де L_s – індуктивність статора; $\sigma = 1 - L_m^2 / L_r L_s$ – коефіцієнт розсіювання.

Отримаємо аналітичний вираз для межової швидкості поля ротора ω_{0A} та відповідної їй межової швидкості ротора ω_A . Для межі між зонами А та В є справедливою умова $\Psi_r = \Psi_{rn}$, тому $I_d = I_{dn} = \Psi_{rn} / L_m$. У цьому разі за виразом (9) моментна компонента струму статора визначиться як

$$I_{qA} = \pm \sqrt{I_{\max}^2 - I_{dn}^2}. \quad (13)$$

Підставляючи (11), (12) у (10) та враховуючи (13), після алгебричних перетворень отримаємо рівняння

$$a_0 \omega_0^2 + a_1 \omega_0 + a_2 = 0, \quad (14)$$

де $a_0 = L_s^2 (I_{dn}^2 + \sigma^2 I_{qA}^2)$; $a_1 = 2R_s L_s I_{dn} I_{qA} (1 - \sigma)$; $a_2 = R_s^2 I_{\max}^2 - U_{\max}^2$. Додатний розв'язок (14)

$$\omega_{0A} = \left(-a_1 + \sqrt{a_1^2 - 4a_0 a_2} \right) / 2a_0. \quad (15)$$

Формула (15) дає змогу отримати межову швидкість поля ротора у рушійному та генераторному режимах роботи АД. Для цього у першому випадку при обчисленні (13) слід використовувати додатні значення, а у другому – від'ємні.

Тепер за виразами (8), (13) та (15) дістанемо вираз для визначення межової швидкості ротора

$$\omega_A = \left(\omega_{0A} - K_r R_r I_{qA} / \Psi_{rn} \right) z_p^{-1}. \quad (16)$$

Вплив рівня обмеження струму на межові швидкості. Використовуючи опис двигуна (1)...(5), за допомогою генетичного алгоритму розраховано сімейства граничних характеристик двох АД у рушійному режимі, і за ними отримано залежності межових швидкостей ротора від рівня обмеження струму статора. Результати для Д1 представлені на рис. 3 а, а для Д2 – на рис. 3 б, де криві 1 відповідають ω_A , а криві 2 – ω_B . З цих рисунків видно, що за збільшення обмеження струму статора I_{\max} швидкості ω_A та ω_B зменшуються, причому інтенсивність зменшення останньої значно вища. При досягненні $I_{\max} = I_{AB}$, який назвемо критичним обмеженням струму статора, межові швидкості стають рівними $\omega_B = \omega_A$. За подальшого збільшення I_{\max} швидкість ω_B продовжує зменшуватися, а швидкість ω_A за-

лишається постійною. Отже, за $I_{max} > I_{AB}$ межові швидкості співвідносяться як $\omega_B < \omega_A$. Дане співвідношення засвідчує те, що зона оптимізації *B* (рис. 2 б) зникає. Критичне обмеження струму статора, як видно з рис. 3, для Д1 дорівнює $I_{AB} \cong 2,5$ в.о., а для Д2 – $I_{AB} \cong 3,25$ в.о.

Граничні характеристики Д1 для $I_{max} > I_{AB}$ представлені на рис. 4.

Вони отримані при максимізації моменту двигуна за обмежень напруги та струму статора $U_{max} = 1$ в.о., $I_{max} = 3,5$ в.о. Усі позначення на рис. 4 співпадають з позначеннями на рис. 2. Як видно з цього рисунка, зони *B* немає, але є зони *A* та *C*, що розмежовуються ω_B .

Виявлені особливості межових швидкостей зон оптимізації моменту АД дають змогу уточнити умову застосування формул (15) та (16). Це уточнення полягає у тому, що для випадку $I_{max} > I_{AB}$ у виразі (13) замість I_{max} слід застосовувати критичне обмеження струму I_{AB} .

Вплив явища зникнення зони оптимізації *B* можна оцінити шляхом аналізу показника відносного приросту моменту. Цей показник характеризує ступінь поліпшення властивостей приводу внаслідок максимізації моменту двигуна і обчислюється як

$$k_{\mu}(\omega) = M_{eo}(\omega) / M_{ec}(\omega),$$

де M_{eo}, M_{ec} – відповідно моменти двигуна за оптимального та класичного алгоритму ослаблення поля. Визначені для Д1 показники відносного приросту моменту зображені на рис. 5, де крива 1 відповідає $I_{max} = 1,0$ в.о., крива 2 – $I_{max} = 1,5$ в.о., крива 3 – $I_{max} = 2,0$ в.о., а крива 4 – $I_{max} = 2,5$ в.о. З рис. 5 видно, що при збільшенні I_{max} і відповідно зменшенні зони *B*, ступінь зростання k_{μ} зменшується. Криві 3 та 4 уже відрізняються досить мало, а криві, що відповідають $I_{max} > 2,5$ в.о., практично зливаються з кривою 4.

Отже, можна зробити висновок, що наслідком явища зникнення зони оптимізації *B* є зупинка зростання показника відносного приросту моменту двигуна. Очевидно саме зона *B*, де обмежуються водночас напруга та струм статора, містить резерв для отримання більшого значення моменту АД у процесі оптимізації.

Доцільно навести геометричну інтерпретацію пошуку максимуму моменту АД. На площині $(I_d - I_q)$ з виразу (9) для обмеження струму отримаємо рівняння кола

$$(I_d / I_{max})^2 + (I_q / I_{max})^2 = 1, \tag{17}$$

а з (10)...(12) матимемо рівняння еліпса

$$\left((R_s I_d - \omega_0 \sigma L_s I_q) / U_{max} \right)^2 + \left((R_s I_q + \omega_0 L_s I_d) / U_{max} \right)^2 = 1, \tag{18}$$

що відповідає обмеженню напруги статора для певного значення ω_0 . В усталених процесах

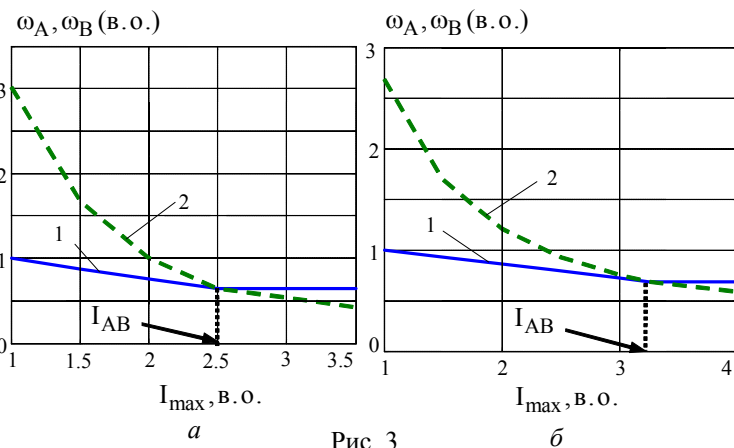


Рис. 3

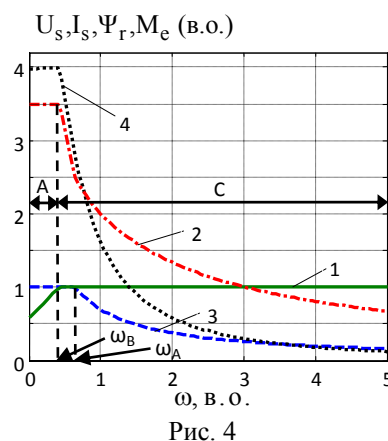


Рис. 4

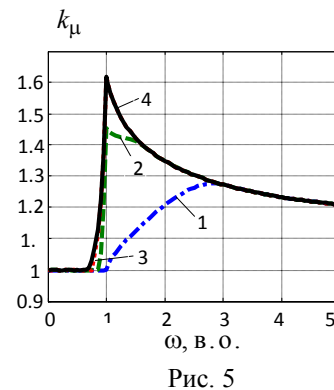


Рис. 5

модуль вектора потокозчеплення ротора дорівнює $\Psi_r = L_m I_d$. Отже, рівняння моменту (7) може бути записане як

$$M_e = K_m L_m I_d I_q. \tag{19}$$

На основі (16)...(19) з використанням даних Д1 було отримано представлені на рис. 5 геометричні інтерпретації пошуку максимуму моменту АД для варіантів, коли обмеження струму статора є меншим або більшим від критичного струму.

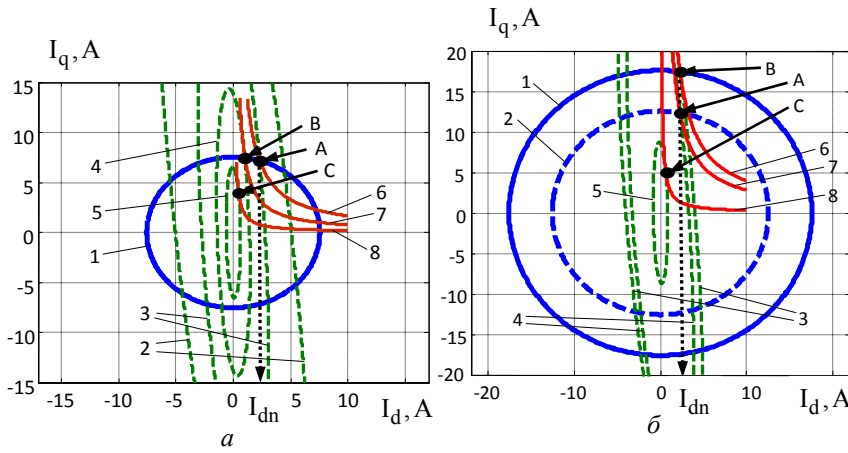


Рис. 6

– побудовані за (19) гіперболічні лінії постійного значення моменту двигуна $M_e = const$. Чорними точками *A*, *B* та *C* на рисунку відмічені розв’язки задачі оптимізації моменту. Через точки *A* та *B* проходять еліпси, отримані відповідно за $\omega_0 = \omega_{0A}$ та $\omega_0 = \omega_{0B}$, де $\omega_{0A} = z_p \omega_A + \omega_{sIA}$, $\omega_{0B} = z_p \omega_B + \omega_{sIB}$ є межовими швидкостями поля ротора; ω_A , ω_B є межовими швидкостями ротора, що відмічені на рис. 2 б; ω_{sIA} , ω_{sIB} є відповідними швидкостями ковзання. Через точку *C* проходить еліпс, отриманий за $\omega_0 = \omega_{0C}$, де ω_{0C} є довільною швидкістю поля ротора у межах однойменної зони. На рисунку відмічена абсциса точки *A*, що дорівнює номінальному значенню потокової компоненти струму статора $I_d = I_{dn} = \Psi_{rn} / L_m$. Аналіз рис. 6 а засвідчує, що максимумами моменту двигуна для швидкостей $\omega_{0A} < \omega_0 \leq \omega_{0B}$ (зона *B*) є точками перетину кола, еліпса та гіперболи, а для швидкостей $\omega_{0B} < \omega_0$ (зона *C*) є точками перетину або дотику еліпса та гіперболи.

Другому варіанту, де $I_{max} > I_{AB}$, відповідають фігури на рис. 6 б. Вони отримані за обмежень $U_{max} = 1$ в.о., $I_{max} = 3,5$ в.о., саме для яких на рис. 4 побудовані граничні характеристики двигуна. Усі позначення на рис. 6 б співпадають з позначеннями на рис. 6 а за винятком кривої 2, що являє собою одержане за (17) коло граничного струму статора $I_{max} = I_{AB} = 2,5$ в.о. Абсциси точок *A* та *B* тут дорівнюють I_{dn} , а зони оптимізації *B* не існує. Аналіз рис. 6 б засвідчує, що максимумами моменту двигуна для швидкостей $\omega_0 \geq \omega_{0B}$ є точками перетину або дотику еліпса та гіперболи і лише для швидкостей $\omega_0 = \omega_{0B}$ та $\omega_0 = \omega_{0A}$ є точками перетину еліпса, гіперболи та кола 1 чи 2 відповідно.

Висновки. Представлені дослідження дали можливість розкрити важливі особливості максимізації моменту векторно-керованих АД у режимі ослаблення поля за умов обмежень напруги та струму статора. Отримано аналітичний вираз для межової швидкості ротора, за якої оптимальний потік зрівнюється з номінальним і починається ослаблення поля. Виявлено, що межові швидкості, які виокремлюють зони оптимізації моменту з різними умовами визначення екстремуму, істотно залежать від обмеження струму статора. Якщо максимальний струм статора перевищує критичне значення, то зона оптимізації *B*, де обмежуються водночас напруга та струм, зникає, а залишаються зони *A* та *C*, де обмежується лише струм

Зображені на рис. 6 а фігури відповідають варіанту $I_{max} < I_{AB}$. Вони отримані за обмежень $U_{max} = 1$ в.о., $I_{max} = 1,5$ в.о., саме для яких на рис. 2 б побудовані граничні характеристики двигуна. На рис. 6 а крива 1 – одержане за (17) коло обмеження струму статора, криві 2–5 – отримані за (18) при $\omega_0 = var$ еліпси обмеження напруги статора, а криві 6–8

та напруга відповідно. Явище зникнення зони *B* призводить до зупинки зростання показника відносного приросту моменту двигуна, який визначає міру поліпшення властивостей приводу. Критичне обмеження струму статора збільшується при зростанні потужності двигуна.

1. *Приймак Б.І.* Властивості асинхронного електроприводу з максимізацією моменту у зоні високих швидкостей ротора // Вісник Нац. техн. ун-ту "Харківський політехн. ін-т". Темат. вип. «Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика. Силова електроніка та енергоефективність». 2015. – С. 142–146.
2. *Приймак Б.І.* Математичні моделі асинхронної машини з врахуванням втрат у залізі // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2005. – № 3 (12). – С. 60–66.
3. *Bodson M., Chiasson J.N., Novotnak R.T.* A systematic approach to selecting flux references for torque maximization in induction motors // IEEE Trans. on Control Sys. Technol. – Vol. 3, No.4, Dec. 1995. – P. 388–397.
4. *Casadei D., Mengoni M., Serra G., Tani A., Zarri L.* A control scheme with energy saving and DC-link overvoltage rejection for induction motor drives of electric vehicles // IEEE Trans. Ind. Applicat. – 2010. – Vol. 46, No 4. – P. 1436–1446.
5. *Harnefors L., Pietilainen K., Gertmar L.* Torque-maximizing field-weakening control: design, analysis, and parameter selection // IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 48, No.1, Feb. 2001. – P. 161–168.
6. *Lim S., Nam K.* Loss-minimizing control scheme for induction motors // Proc. Inst. Elect. Eng., Vol. 151, No. 4, 2004. – P. 385–397.
7. *Man K.F., Tang K.S., Kwon S.* Genetic algorithms: concepts and applications // IEEE Trans. Ind. Elec., Vol. 43, No.5, 1996. – P. 519–534.
8. *Mengoni M., Zarri L., Tani A., Serra G., Casadei D.* A comparison of four robust control schemes for field-weakening operation of induction motors // IEEE Trans. Power Elec. – 2012. – Vol. 27, No.1. – P. 307–320.
9. *Novotny D.W., Lipo T.A.* Vector control and dynamics of AC drives, Oxford: Clarendon Press, 1996. – 456 p.
10. *Wieser R.S.* Optimal rotor flux regulation for fast accelerating induction machines in the field weakening region // Proc. IEEE Ind. Applicat. Soc. Annu. Meeting IAS. – 1997. – Vol.1. – P. 401–409.

Б.І. Приймак, канд. техн. наук

Национальный технический университет Украины "Киевский политехнический институт им. Игоря Сикорского", пр. Победы, 37, Киев-56, 03056, Украина

Некоторые особенности задачи максимизации момента векторно-управляемых асинхронных двигателей в режиме ослабления поля

*Исследованы особенности максимизации момента векторно-управляемых асинхронных двигателей при ослаблении поля. Получено аналитическое выражение для граничной скорости ротора, с которой следует начинать снижение потока. Установлено, что граничные скорости, которые разделяют зоны оптимизации момента с различными условиями определения экстремума, существенно зависят от максимального тока статора. Если ограничение тока статора превышает критическое значение, то зона оптимизации *B*, где ограничиваются одновременно напряжение и ток, исчезает, а остаются зоны *A* и *C*, где ограничиваются только ток и напряжение соответственно. В этом случае перестает расти показатель относительного прироста момента двигателя, который определяет степень улучшения свойств привода за счет максимизации момента. Для вычислений использованы данные двух двигателей, мощности которых отличаются в двадцать раз. Библ. 10, рис. 6, таблица.*

Ключевые слова: асинхронный двигатель, векторное управление, ослабление поля, оптимизация, граничная скорость.

В.І. Прумак

National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Peremohy, 37, Kyiv-56, 03056, Ukraine

Some features of torque maximization of vector-controlled induction motors in field weakening mode

*The features of torque maximization of vector-controlled induction motors with field weakening are studied. An analytical expression is obtained for the boundary speed of the rotor with which the flux reduction should begin. It has been established that the boundary speeds that distinguish the zones of the torque optimization with different conditions for extremum determining depend strongly on the stator current maximum. If the stator current limitation exceeds the critical value, the optimization zone *B*, where both voltage and current are limited, disappears, and zones *A* and *C* remain where only the current and voltage are limited. In this case, the index of relative torque increase of the motor, which determines the degree of improvement in the drive properties due to the torque maximization, ceases to grow. For the calculations we used data from two motors whose power is twenty times different. References 10, figures 6, table.*

Key words: induction motor, vector control, field weakening, optimization, boundary speed.

Надійшла 22.03.2017

Received 22.03.2017

УДК 621.928.83

ЗМЕНШЕННЯ КРУТИЛЬНИХ КОЛИВАНЬ ВАЛОПРОВОДІВ ПОТУЖНИХ ТУРБОГЕНЕРАТОРІВ ЗА ДОПОМОГОЮ АСИНХРОННОГО ДЕМПФІРУВАЛЬНОГО ПРИСТРОЮ

Ю.В. Куєвда, В.П. Куєвда, канд. техн. наук, С.М. Балюта, докт. техн. наук

Національний університет харчових технологій,
вул. Володимирська, 68, Київ, 01601, Україна
e-mail: julia@kuevda.com, vpkuevda@gmail.com

Розглянуто роботу асинхронного демпфівального пристрою (АДП) для покращення якості перехідних електро-механічних процесів у потужних турбогенераторах. Розраховано параметри АДП, створено його модель у Matlab Simulink та змодельовано перехідні процеси при несинхронному ввімкненні турбогенератора на холостому ході в систему нескінченної потужності, а також при трифазному короткому замиканні поза трансформатором та подальшому автоматичному повторному ввімкненні (АПВ) турбогенератора при його номінальному навантаженні. Показано, що АДП, демпфівуючи хитання ротора турбогенератора, суттєво покращує динамічні властивості розрахованих перехідних процесів, значно знижуючи час хитань ротора та кількість критичних значень механічних крутних моментів у особливо напруженому перетині валопроводу між ротором генератора та циліндром низького тиску турбіни. Бібл. 12, рис. 5.

Ключові слова: асинхронна машина, турбогенератор, демпфівання хитань ротора, несинхронне ввімкнення, коротке замикання, автоматичне повторне ввімкнення.

Введення. Однією з можливих причин руйнування валопроводів турбін на теплових та атомних електростанціях є зародження і розвиток тріщин утоми в матеріалі валопроводів їх роторів, викликаних дією на них динамічних крутних моментів, що обумовлюються електромагнітними перехідними процесами в генераторі [2, 6, 7]. Особливу роль при цьому відіграє низькочастотна складова закручувальних електромагнітних моментів, яка може збільшити час дії критичних значень механічних напружень в окремих перетинах валопроводу.

Аналіз досліджень. Функції демпфівання низькочастотних хитань роторів турбогенераторів зазвичай беруть на себе їх демпферні обмотки або системні стабілізатори (PSS). Але, як показують дослідження [3, 8, 10], потужності їхньої дії не завжди вистачає для суттєвого зниження амплітудних значень та часу дії періодичних електромагнітних моментів за рахунок демпфівання їхньої низькочастотної складової. Тому, щоб покращити показники перехідного процесу, необхідно вживати додаткові заходи чи пристрої.

Постановка задачі. Предметом таких досліджень є застосування асинхронного демпфівуючого пристрою (АДП) та математичне моделювання його ефективності під час деяких перехідних електромагнітних процесів на прикладі ТГВ-200.

Основні результати. У роботі [5] авторами було запропоновано електромашинний агрегат, що складається з основної електричної машини синхронного типу та допоміжної електричної машини асинхронного типу для демпфівання низькочастотних хитань ротора основної машини під час перехідних процесів.

Конструкція та схема розміщення цього електромашинного агрегату представлені на рис. 1. Агрегат складається з основної електричної машини синхронного типу, наприклад, турбогенератора, яка містить осердя 1 статора з трифазною обмоткою 2 та її затискачами 3, ротор 4 з обмоткою збудження 5, напіввали 6 та 7 з підшипниковими вузлами, відповідно 8 та 9, і допоміжного асинхронного пристрою (АДП) 10, який має установлені у корпусі 11 осердя 12 статора з трифазною обмоткою 13, зробленою на кількість пар полюсів і номінальну напругу такі ж самі, як і у обмотки 2 основної машини, та осердя ротора 14 з короткозамкненою обмоткою 15. При цьому осердя ротора 14 встановлено жорстко на напіввал ротора 7 основної машини, а виводи 16 обмотки 13 статора асинхронної машини 10 безпосередньо, тобто без узгоджуючого трансформатора підключаються до затискачів 3 основної машини за допомогою швидкодіючого автоматичного вимикача 17.

Асинхронний демпфувальний пристрій працює таким чином:

- під час сталого режиму роботи синхронного турбогенератора (тобто без низькочастотних механічних коливань його ротора) обмоткою статора 13 АДП створюється магнітне поле, яке синхронно обертається з ротором 14 і не наводить в обмотці останнього ніяких струмів, тобто не створює електромагнітних моментів, діючих на ротор АДП;
- механічні низькочастотні коливання ротора 4 основної електричної машини можуть виникнути при будь-яких раптових порушеннях або змінах режиму роботи цієї машини, наприклад, за скиданням чи накиданням навантаження, змінах струму збудження, відключеннях чи підключеннях ділянки паралельної лінії, що зв'язує синхронну машину з потужною електричною системою, коротких замиканнях у лінії та наступних його відключеннях і т. ін.

Основними заспокоюючими силами для вказаних механічних коливань ротора синхронного турбогенератора відносно синхронної частоти обертання його поля статора є гальмівні зусилля, що виникають при взаємодії поля статора та струмів у контурах ротора (масив тіла самого ротора, якщо ротор не шихтований, та його демпферна обмотка), наведених низькочастотними коливаннями струму в обмотці статора. Але в синхронному турбогенераторі, який має досить великий повітряний зазор між статором і ротором, магнітний зв'язок між демпферними контурами його ротора та обмоткою статора є відносно слабким, що різко послаблює демпфуючі властивості вторинних контурів цього ротора.

У електромашинному агрегаті [5] суттєвому демпфіванню низькочастотних коливань ротора турбогенератора сприяє асинхронна машина 10, ротор 14 якої розміщений на одному валу з ротором 4 основної машини і має мінімально можливий з механічної точки зору повітряний зазор зі своїм статором 12, що призводить до різкого підвищення магнітного зв'язку між статором та ротором цієї машини і в свою чергу значно підвищує її демпферні властивості.

Розміри та електричні параметри АДП розраховуються окремо під конкретний турбогенератор згідно з методологією розрахунку, наведеною у [4]. В нашому випадку ці параметри були розраховані для роботи АДП з турбогенератором ТГВ-200.

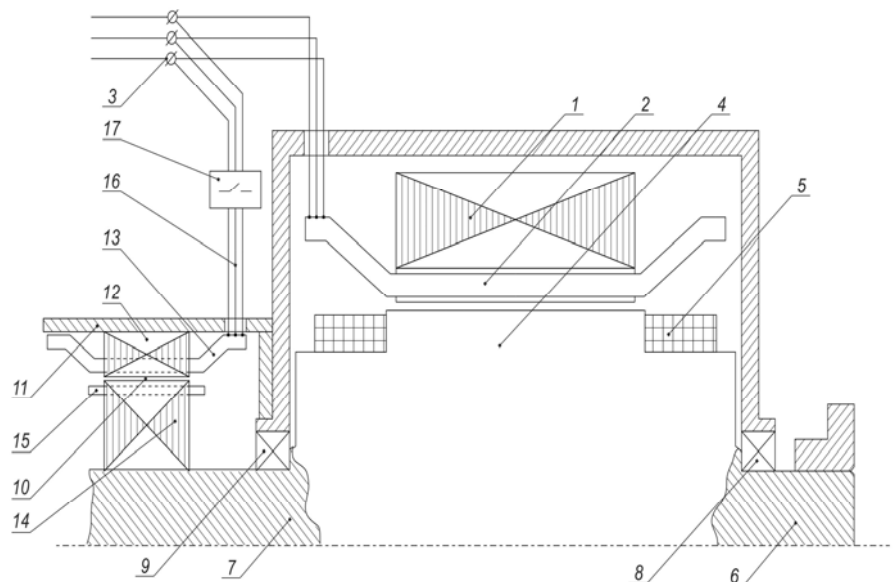


Рис. 1

Основні параметри статора АДП:

зовнішній діаметр заліза, м.....	1,5
діаметр розточки, м.....	0,65
довжина пакета, м.....	2,0
зубцева поділка, м.....	0,0425
висота спинки, м.....	0,345
кількість пазів.....	48
глибина паза, м.....	0,08
ширина паза, м.....	0,02.

Основні параметри шихтованого короткозамкненого ротора АДП:

зовнішній діаметр бочки, м.....	0,647
довжина бочки, м.....	2,0

кількість стержнів обмотки	38
діаметр стержня, м.....	0,03
матеріал стержня	алюміній.

Індуктивні та активні опори АДП зведені до таких параметрів обмотки статора:	
активний опір обмотки статора АДП дорівнює, Ом	0,00827
опір взаємодукції між обмотками ротора та статора, Ом.....	23,8
індуктивний опір розсіювання обмотки статора, Ом.....	0,157
активний опір обмотки ротора, Ом.....	0,00781
індуктивний опір розсіювання обмотки ротора, Ом.....	0,0863.

Чисельні дослідження проводилися в системі імітаційного моделювання Simulink пакета Matlab з урахуванням та без урахування АДП. Для створення моделі, показаної на рис. 2, автори користувались бібліотекою електротехнічних пристроїв SimPowerSystems. Турбогенератор ТГВ-200 моделювався у відносних одиницях за допомогою блока Synchronous Machine pu Fundamental (блок TGV-200, рис. 2) з параметрами, представленими на рис. 3. Блок Synchronous Machine в Matlab моделювався за допомогою системи рівнянь Парка-Горєва [9].

В блоці Synchronous Machine враховується тільки одна маса, що обертається. Для моделювання крутних моментів у перерізах валопроводу між масами ступенів турбіни та бочки ротора генератора було обрано чотиримасову модель турбіна-генератор [12, 11]. У цій моделі турбіна поділяється на три маси: циліндр високого тиску (ЦВТ), циліндр середнього тиску (ЦСТ) та циліндр низького тиску (ЦНТ), а ротор генератора враховується однією масою. Для урахування турбінних мас моделі було створено окрему підсистему Mass123. У ній за допомогою стандартної бібліотеки Simulink було відтворено схему системи звичайних диференціальних рівнянь [1], яка описує пружне з'єднання мас турбіни, що обертаються, та пружне приєднання їх до маси бочки ротора генератора. Входами підсистеми є ковзання $\langle dw \rangle$ і кут між ЕРС генератора та напругою мережі $\langle dteta \rangle$, виходами є моменти $\langle Te1 \rangle$, $\langle Te1C \rangle$, $\langle Te2C \rangle$, $\langle Te3C \rangle$ – закручувальний, що діє з боку турбіни на ротор турбогенератора, та крутні в перерізах ТГВ-ЦНТ, ЦНТ-ЦСТ, ЦСТ-ЦВТ відповідно.

У моделі також було враховано трансформатор (блок Transformer, рис. 2), лінію електропередачі (блок Line) між електромашинним агрегатом та системою нескінченної потужності (блок Infinite power system). Трифазне коротке замикання моделювалося за допомогою блока Fault.

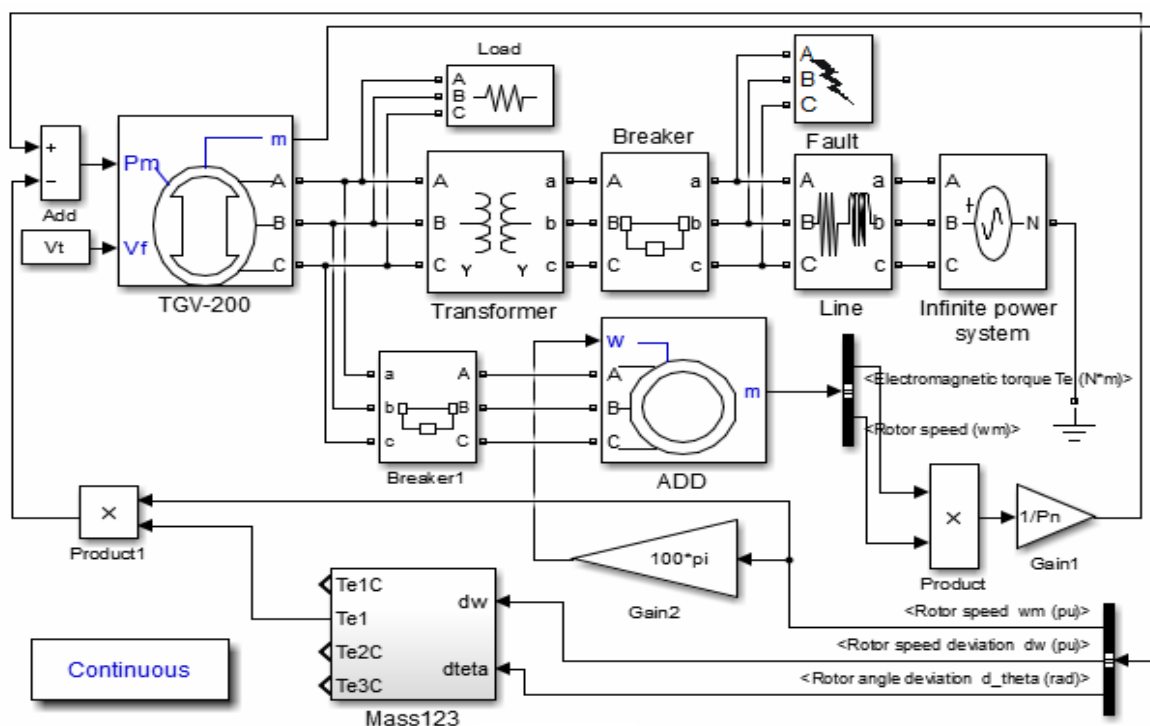


Рис. 2

Асинхронний демпфувальний пристрій моделювався за допомогою стандартного блока Asynchronous Machine SI Units бібліотеки SimPowerSystems. На рис. 2 – блок ADD (Asynchronous Dumping Device). Блок Asynchronous Machine в Matlab моделюється за допомогою рівнянь відносно перпендикулярних осей dq [9], де вісь d може бути спрямована трьома способами: rotor – нерухома відносно ротора, stator – нерухома відносно статора, synchronous – обертається разом з полем. У цьому дослідженні було обрано тип спрямування rotor. Щоб врахувати жорстке з'єднання роторів основної та допоміжної машин, було створено зв'язок між виходом <Rotor speed $\omega_m(\text{pu})$ > блока TGV-200 та частоти обертання < ω > блока ADD, а також зв'язок між вихідною потужністю блока ADD (добуток виходів <Electromagnetic torque $T_e(N\cdot m)$ > та <Rotor speed(ω_m)>) та вхідною потужністю < P_m > блока TGV-200.

На рис. 4 представлені результати двох розрахунків (при відсутності АДП та при його наявності) залежності від часу крутного моменту у відносних одиницях у перерізі між генератором та циліндром низького тиску турбіни, що знімається з виходу <TeIC> блока Mass123, при несинхронному включенні генератора з холостого ходу за умови, що початковий кут між ЕРС генератора та напругою мережі дорівнює 120° . Це є найгіршими умовами несинхронного ввімкнення за кутом при всіх інших ідеальних параметрах увімкнення.

На рис. 5 наведені результати аналогічних розрахунків залежності від часу крутних моментів у тому ж перерізі валопроводу при трифазному короткому замиканні безпосередньо за трансформатором та подальшому АПВ генератора при його номінальному навантаженні з $\cos\varphi_n = 0,85$.

З рис. 4 та 5 можна визначити, що за наявності АДП значно швидше заспокоюється низькочастотна складова моментів під час розглянутих перехідних електромеханічних процесів.

Висновки. На основі проведених розрахункових експериментів показано, що застосування АДП при несинхронному ввімкненні турбогенератора у систему нескінченної потужності та при трифазовому короткому замиканні безпосередньо за трансформатором та подальшому АПВ генератора при його номінальному навантаженні значно знижує низькочастотну складову коливань крутного моменту в найбільш навантаженому перерізі валопроводу між турбіною та генератором. Таким чином, АДП забезпечує більшу довговічність роботи його валопроводу, підвищуючи надійність роботи турбоагрегату в цілому.

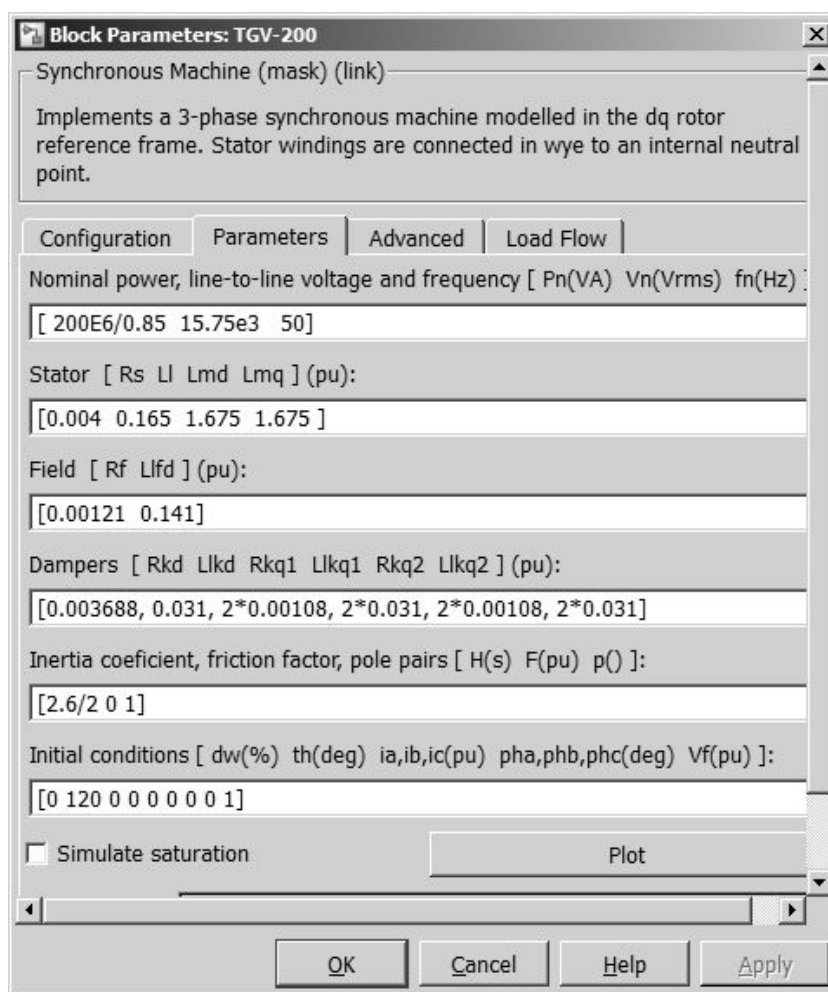


Рис. 3

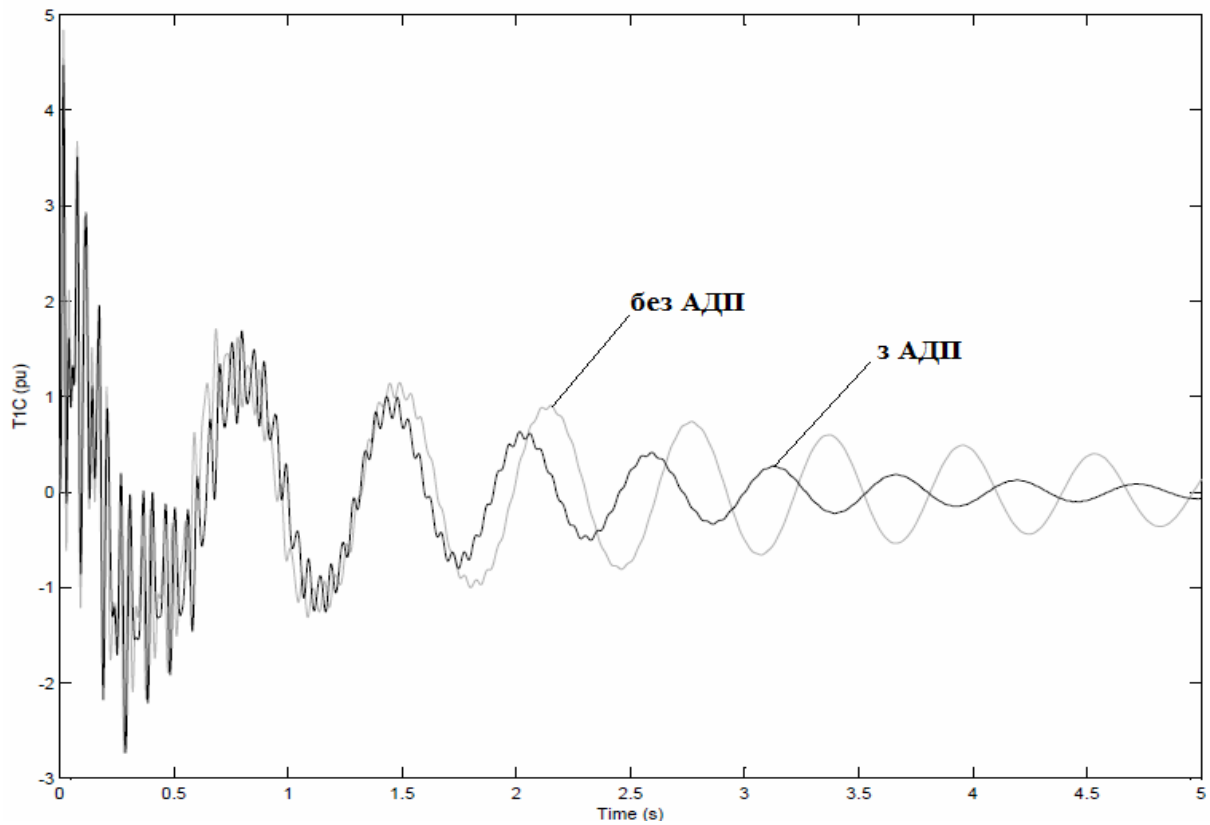


Рис. 4

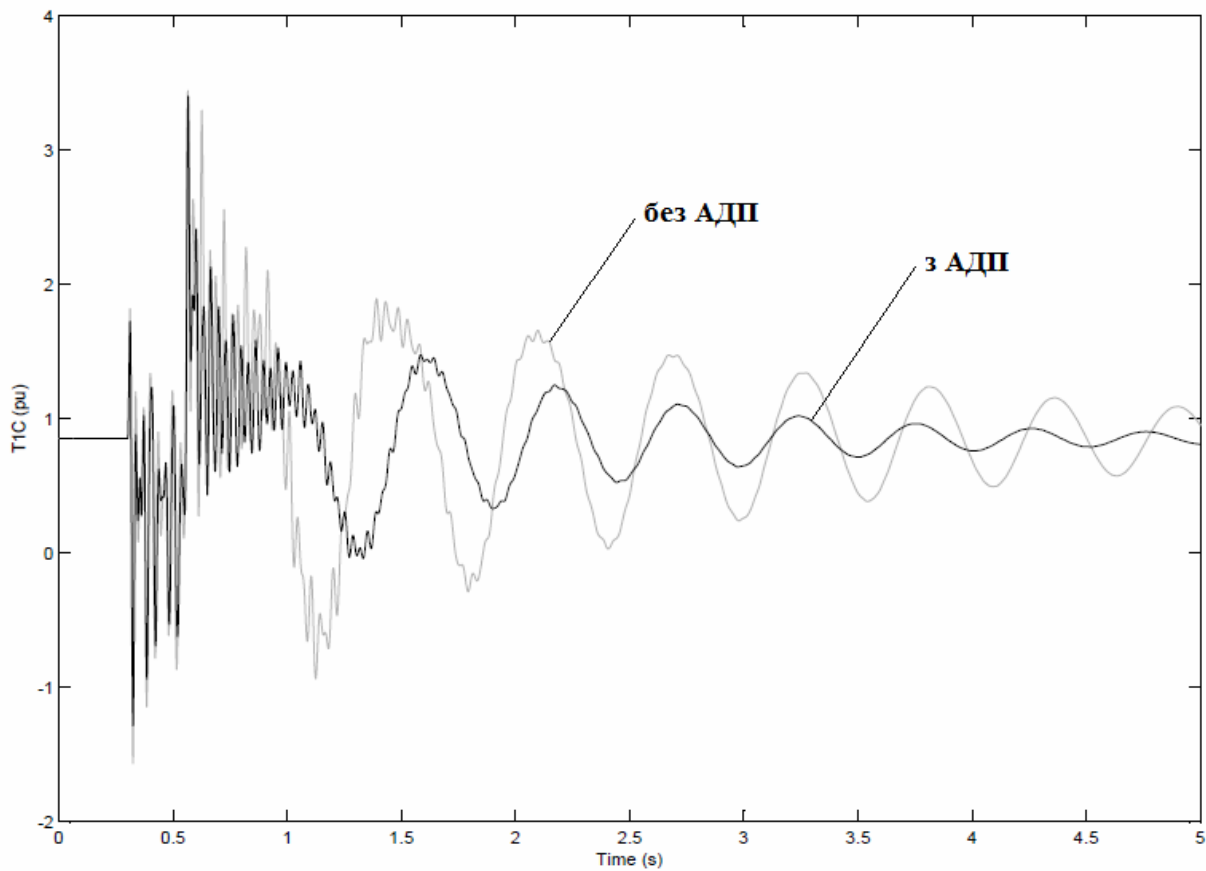


Рис. 5

1. Бовсуновский А.П., Кувєда Ю.В. Учёт качаний валопровода турбоагрегата при оценке усталостной поврежденности его элементов в процессе успешного несинхронного включения // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб наук. пр – К.: ІЕД НАНУ, 2015. – Вип. 42. – С. 56–59.

2. Бовсуновський А.П., Куєвда В.П., Куєвда Ю.В., Штефан Є.В. Втомне пошкодження валопроводу парової турбіни при несинхронному підключенні до мережі турбогенератора // Вібрації в техніці та технологіях. – 2013. – № 4(72). – С. 48–55.
3. Кадхем Б.Т. Исследование крутильных колебаний валопроводов турбоагрегатов в энергосистемах с устройствами продольной емкостной компенсации и разработка способов их подавления / Дис. ... канд. техн. наук: 05.14.02; Санкт-Петербургский политехнический университет. – 2009. – 136 с.
4. Копылов И.П., Клоков Б.К., Морозкин В.П., Токарев Б.Ф. Проектирование электрических машин: Учебник для вузов. – М.: Изд-во Юрайт, 2011. – 767 с.
5. Куєвда В.П., Балюта С.Н., Куєвда Н.В. Электромашинный агрегат / 1678187 Авт. свид. СССР А1 Н 02 К 55/100, 17/00 // ДСП. – 1991.
6. Титко А.И., Васьковский Ю.Н., Ахременко В.Л. Условия возникновения и роста трещин в роторе турбогенератора вследствие электродинамических воздействий в аномальных режимах // Техн. електродинаміка. – 2012. – № 4. – С. 46–51.
7. Титко А.И., Федоренко Г.М., Грубой А.П., Чередник В.И. Электродинамические усилия в лобовых частях обмоток ротора и статора турбогенератора при переходных процессах в режимах самосинхронизации // Техн. електродинаміка. – 2009. – № 3. – С. 26–29.
8. Толстов М.В., Усков А.А. Синтез нечеткого системного стабилизатора синхронного генератора в пакете MATLAB // Программные продукты и системы. – 2007. – №3. – С. 81–83.
9. Черных И.В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink. – М.: ДМК Пресс, СПб: Питер, 2008. – 288 с.
10. Шхати Х.В. Развитие методов математического моделирования переходных процессов современных генераторов для повышения эксплуатационных показателей их работы / Дис. ... докт. техн. наук: 05.14.02; Санкт-Петербургский политехнический университет. – 2008. – 393 с.
11. Bovsunovskii A.P., Chernousenko O.Yu., Shtefan E.V., Bashta D.A. Fatigue damage and failure of steam turbine rotors by torsional vibrations // Strength of Materials. – 2010. – 42 (1). – P. 108–113.
12. Bovsunovskii A.P. Torsional vibration in steam turbine shafting in turbogenerator abnormal modes of operation // Strength of Materials. – 2012. – 44 (2). – P. 177–186.

УДК 621.928.83

Ю.В. Куєвда, В.П. Куєвда, канд. техн. наук, **С.Н. Балюта**, докт. техн. наук

Национальный университет пищевых технологий,
ул. Владимирская, 68, Киев, 01601, Украина

Уменьшение крутильных колебаний валопроводов мощных турбогенераторов с помощью асинхронного демпфирующего устройства

Рассмотрено действие асинхронного демпфирующего устройства (АДУ) для улучшения качества переходных электромеханических процессов в мощных турбогенераторах. Рассчитаны параметры АДУ, создана его модель в Matlab Simulink и смоделирован переходный процесс при несинхронном включении турбогенератора на холостом ходу в систему бесконечной мощности, а также при трехфазном коротком замыкании за трансформатором и дальнейшем автоматическом повторном включении (АПВ) турбогенератора при его номинальной нагрузке. Показано, что АДУ, демпфируя качания ротора, существенно улучшает динамические свойства рассчитанных переходных процессов, значительно снижая время качаний ротора и количество критических значений механических крутящих моментов в особенно напряженном сечении валопровода между ротором генератора и цилиндром низкого давления турбины. Библи. 12, рис. 5.

Ключевые слова: асинхронная машина, турбогенератор, демпфирование качаний ротора, несинхронное включение, короткое замыкание, автоматическое повторное включение.

Yu. Kuievda, V. Kuevda, S. Baluta

National University of Food Technologies,
Volodymyrska St., 68, Kyiv, 01601, Ukraine

DECREASING SHAFT SWINGS OF POWERFUL TURBOGENERATORS BY MEANS OF AN ASYNCHRONOUS DAMPING DEVICE

In the article an asynchronous damping device (ADD) is proposed to improve the quality of transient electromechanical processes in powerful turbogenerators. The parameters of ADD were calculated, its model in Matlab Simulink was created. The transition processes was simulated as out-of-phase closing of a no-load turbogenerator into the infinite power system and transient three-phase fault with automatic re-closing of a fully loaded turbogenerator. The article shows that ADD, damping rotor swings, significantly improves quality of transient processes, reducing the time of shaft swings and the number of critical values of mechanical torque in certain sections of the shafting. References 12, figures 5.

Key words: asynchronous machine, turbogenerator, damping rotor swings, out-of-phase closing, short circuit, automatic re-closing.

Надійшла 10.11.2015

Received 10.11.2015

Остаточний варіант 14.11.2016

Accepted 14.11.2016

ЕЛЕКТРИЧНІ ТА НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

УДК 621.472

БЕЗТРАНСФОРМАТОРНИЙ ПІДВИЩУЮЧИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ ДЛЯ ВІДНОВЛЮВАНИХ ДЖЕРЕЛ ЕНЕРГІЇ

В.О. Войтех, канд. техн. наук
 Інститут електродинаміки НАН України,
 пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680 Україна
 e-mail: vladvoitek@ukr.net

Наведено схему заміщення та електричні характеристики фотоелектричної панелі, розглянуто переваги і недоліки послідовного з'єднання панелей та використання окремого мікроінвертора для кожної панелі. Представлено схему, принцип роботи та математичні рівняння boost-перетворювача для відновлюваної енергетики, наведено вирази для розрахунку індуктивності та ємності. Проведено аналіз використання розпиленого заліза, альсифера та ферита як осердя дроселя та їх електричних характеристик, наведено результати розрахунку дроселя boost-перетворювача з кількістю фотоелектричних панелей до 10. Бібл. 4, рис. 7, таблиця.

Ключові слова: boost-перетворювач, фотоелектрична панель, інвертор, мікроконтролер, відновлювані джерела енергії, індуктивність, розпилене залізо, альсифер, втрати, осердя.

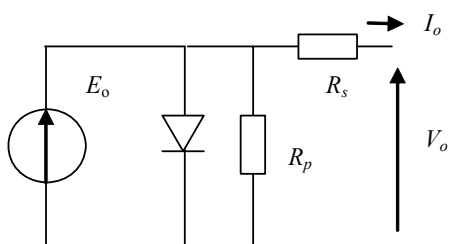


Рис. 1

Фотоелектричні панелі є найбільш поширеними відновлюваними джерелами енергії. Спрощена схема заміщення фотоелектричного елемента [3] показана на рис. 1.

Окремі елементи з'єднуються паралельно-послідовно у фотоелектричну панель, електричні характеристики якої наведено на рис. 2.

Максимальна потужність, що може бути генерована панеллю, як правило, досягається на рівні 80 % від напруги холостого ходу і 90 % від струму короткого замикання (КЗ).

Струм КЗ майже пропорційний освітленню, тоді як напруга холостого ходу може впасти на 10 % з падінням освітленості на 80 %. Панелі більш низької якості, або затемнені мають більш швидке падіння напруги при збільшенні струму, що призводить до зменшення корисної потужності панелі від 70 до 50 % або навіть до 25 %. Тому, чим більшу кількість фотоелектричних панелей буде з'єднано послідовно, тим меншим буде загальний ККД. З іншого боку, вартість системи, побудованої з окремих фотоелектричних панелей, кожна з яких підключена до свого мікроінвертора, що потім з'єднуються паралельно, набагато вища, ніж для системи з послідовно з'єднаними панелями та одним ін-

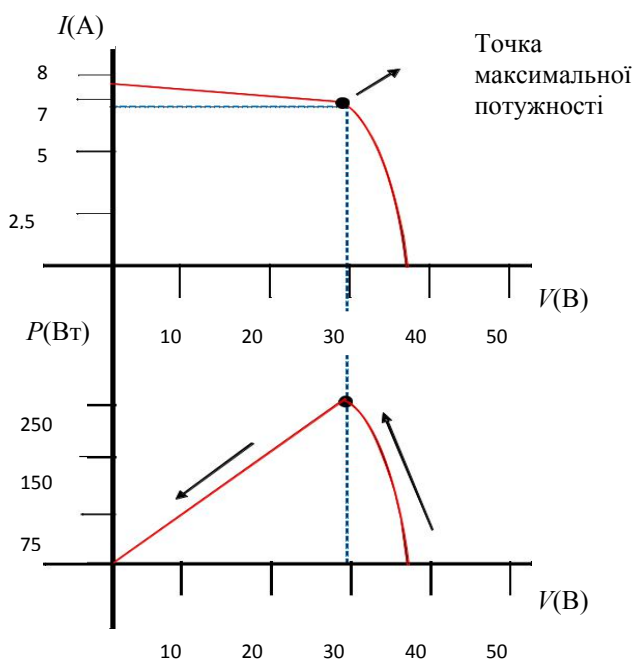


Рис. 2

вертором [1]. З рис. 2 видно, якщо кількість послідовно з'єднаних панелей менша 10, то вихідна напруга у точці максимальної потужності менша 300 В, що не дає змоги здійснити пряме підключення до автономного або мережевого інвертора. Тому для підвищення вихідної напруги фотоелектричних панелей до рівня амплітуди мережевої використовують спеціальні перетворювачі [2]. Розглянемо використання у якості підвищуючого *boost*-перетворювач постійної напруги. Схема такого перетворювача зображена на рис. 3. Для неї використовуються два режими роботи: перший з них – це режим при замкненні Mosfet (T_{on}), коли енергія накопичується у дроселі L , і другий – при розмиканні Mosfet (T_{off}), коли енергія, накопичена у дроселі, передається у навантаження. Електричні схеми для цих режимів зображені на рис. 4 а, б.

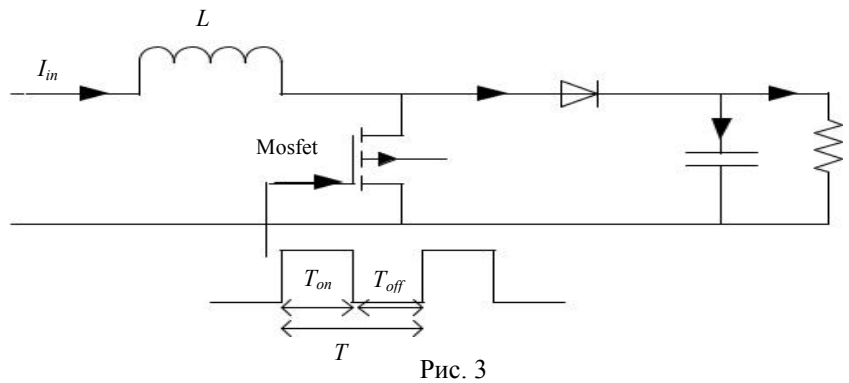


Рис. 3

Напруга на дроселі при замиканні Mosfet має вид

$$V_l = L \frac{di}{dt}; \tag{1}$$

приріст струму на дроселі у кінці T_{on} –

$$\Delta I = \frac{V_s}{L} T_{on}; \tag{2}$$

середня вихідна напруга на навантаженні –

$$V_{out} = V_s + L \frac{\Delta I}{T_{off}} = V_s \left(1 + \frac{T_{on}}{T_{off}} \right) = V_s \left(\frac{1}{1-K} \right). \tag{3}$$

де $K = 1 - \frac{T_{off}}{T_{on} + T_{off}}$ – коефіцієнт заповнення імпульсу.

З рівняння (3) можна зробити такі висновки: напруга на навантаженні може бути збільшена шляхом зміни значення K ; Мінімальна вихідна напруга V_s виходить, коли $K = 0$; перетворювач не може працювати при $K = 1$; для значень K , близьких до одиниці, вихідна напруга змінюється нелінійно.

На рис. 5 представлено залежність вихідної напруги від значення K . Для розрахунку індуктивності L використовується рівняння [4]

$$L = \frac{V_{in} D}{\Delta I_1 F_s}, \tag{4}$$

де $D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}}$; F_s – частота комутації Mosfet. Вихідний конденсатор розраховується за формулою

$$C_{out} = \frac{D}{F_s V_l R_{out}}, \tag{5}$$

де R_{out} – вихідне навантаження.

Суттєвим недоліком *boost*-перетворювачів є висока ймовірність виходу з ладу Mosfet при несанкціонованому замиканні транзистора (рис. 3), внаслідок чого

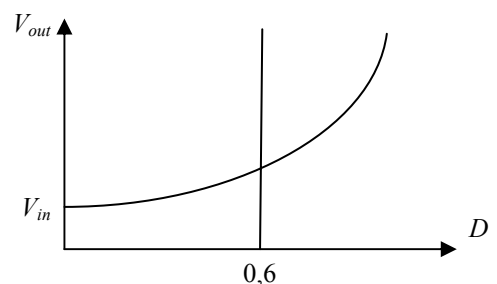


Рис. 5

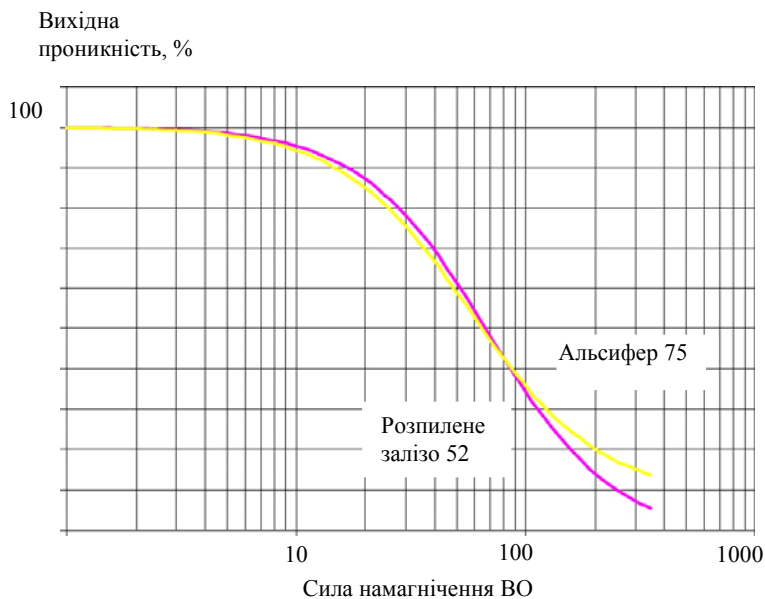


Рис. 6

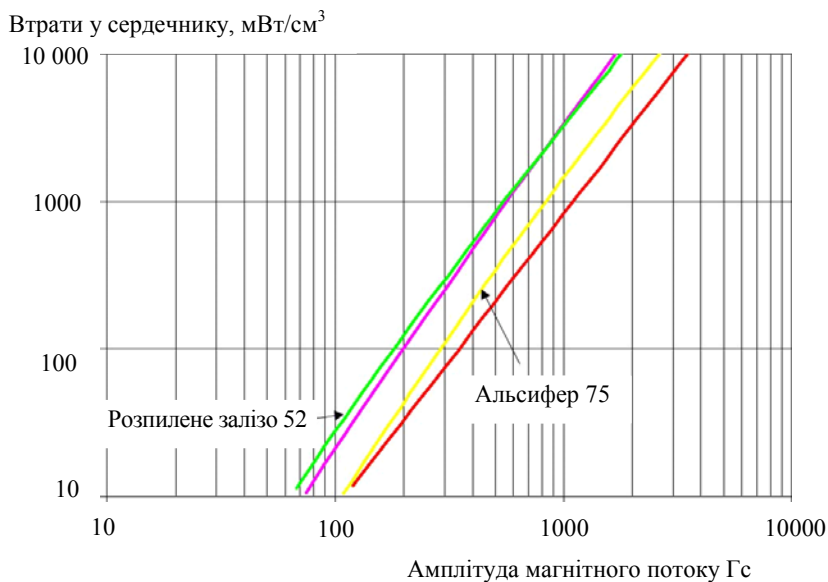


Рис. 7

boost-перетворювачів для розпиленого заліза 52 та альсифера 75. Приблизно до 100 ВО характеристики подібні, при перевищенні сили, що намагнічує, розпилене залізо 52 має дещо кращі характеристики.

На рис. 7 наведено характеристики втрат у сердечниках залежно від амплітуди магнітного потоку при частоті 100 кГц. Видно, що у альсифері ці втрати приблизно у 3-4 рази менші, ніж у розпиленого заліза 52.

У таблиці наведено порівняльні розрахункові характеристики дроселів для підвищуючого перетворювача постійної напруги відновлюваних джерел енергії, виготовлених на осердях з розпиленого заліза та альсифера. З результатів розрахунку видно, що осердя мають близькі параметри (число витків, розмір, ККД), разом з тим втрати в альсифері у чотири рази менші, ніж у розпиленому залізі. При цьому вартість осердя з альсифера у п'ять разів вища за аналогічне осердя з аморфного заліза.

Висновки. 1. *Boost*-перетворювачі здатні забезпечити збільшення напруги фотоелектричних панелей з 30 до 300 В постійного струму, необхідних для генерування енергії в автономну або загальну електричну мережу без використання трансформатора.

для джерел напруги з малим внутрішнім опором (акумулятори, обертові генератори і т.д.) виникають аварійно-великі значення струму. Для фотоелектричних панелей з характеристиками, представленими на рис. 2, цей недолік відсутній, бо навіть при КЗ струм збільшується тільки на 10...15%. Тому при використанні у системах з фотоелектричними панелями *boost*-перетворювач має високу надійність при збереженні властивих йому переваг (простота конструкції та алгоритмів керування, мала вартість).

Найчастіше як матеріал для осердя дроселя L використовуються ферит, альсифер (*Sendust*) або розпилене залізо (*Iron Powder*). Ферит має найменше значення індукції, нелінійні температурні характеристики і відносно високу вартість, що обмежує його використання у якості осердь дроселів *boost*-перетворювачів постійної напруги для відновлюваної енергетики [2]. Тому вибирати треба або розпилене залізо, або альсифер.

На рис. 6 наведені характеристики насичення постійним струмом дроселів для

	Розпилене залізо	Альсифер
Тип сердечника	T200-52	KS200060
Кількість витків обмотки	50	48
Амплітуда індукції, Т	0,3	0,28
Потужність втрат в осерді, Вт	3,1	0,74
Потужність втрат у обмотці, Вт	2,8	2,6
Повна потужність втрат, Вт	5,9	3,34
Очікувана температура перегріву, °С	40	24
ККД (без урахування втрат в обмотці), %	99,1	99,2
Частота струму, кГц	100	100
Об'єм осердя, см ³	16,5	16,5
Вартість осердя, грн	32	151

2. Для фотоелектричних панелей, що мають значення струму КЗ лише на 10 % більше за номінальне, несанкціоноване включення *Mosfet* не призводить до аварійно-високих значень струму КЗ, тому при використанні у системах з фотоелектричними панелями boost-перетворювачі мають високу надійність.

3. Використання розпиленого заліза у якості сердечника дроселя boost-перетворювача є більш доцільним у порівнянні з альсифером, бо він у п'ять разів дешевше, маючи на цих частотах практично такі ж електричні характеристики.

1. *Войтех В.О.* Энергетичні комірки для відновлюваних джерел енергії // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2016. – Вип. 44. – С. 29–34.
2. *Mohan N., Undeland T. M. and Robbins W. P.* Power Electronics: Converters, Applications, and Design (John Wiley & Sons Inc, Hoboken, NJ, 2003).
3. *Neamen*, Semiconductor Device Physics: Basic Principles, 4th ed. (McGraw-Hill, New York, NY, USA, 2012).
4. *Wang J., Peng F.Z., Anderson J., Joseph A., Buffenbarger R.* Low cost fuel cell converter system for residential power generation // IEEE Trans. On Power Electronics. –Vol. 19, No. 5. – P. 1315–1322, Sep. 2004

УДК 621.472

В.А. Войтех, канд. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03057, Україна

Бестрансформаторный повышающий преобразователь постоянного напряжения для возобновляемых источников энергии

Приведены схема замещения и электрические характеристики фотоэлектрической панели, рассмотрены преимущества и недостатки последовательного соединения панелей и использование отдельного микроинвертора для каждой панели. Представлены схема, принцип работы и математические уравнения boost-преобразователя для возобновляемой энергетики, приведены выражения для расчета индуктивности и емкости. Проведен анализ использования распыленного железа, альсифера и феррита в качестве сердечника дросселя и их электрических характеристик, приведены результаты расчета дросселя boost-преобразователя с числом фотоэлектрических панелей до 10. Библ. 4, рис. 7, таблица.

Ключевые слова: boost-преобразователь, фотоэлектрическая панель, инвертор, микроконтроллер, возобновляемые источники энергии, индуктивность, распыленное железо, альсифер, потери, сердечник.

V.O.Voitek

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine

Transformless DC upconverter for renewable energy

Photovoltaic panels scheme and electrical characteristics have showed, advantages and disadvantages serial panels connection and use of separate microinverter for each panel have considered. Boost-converter for renewable energy scheme, the working principles, mathematical equations and expressions for calculation of inductance and capacitance have presented. Analysis of iron powder, sendust and ferrite using as materials for inductor core and their electrical characteristics have made, the calculation results for boost-converter inductor with the number of photovoltaic panels to 10 have showed. References 4, figures 7, table.

Key words: boost-converter, photovoltaic panels, inverter, microcontroller, renewable energy, inductance, iron powder, sendust, loss, core.

Надійшла 20.02.2017

Received 20.02.2017

УДК 621.314.58

СТАБІЛІЗАЦІЯ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ ОДНОФАЗНОГО ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ З НЕЛІНІЙНИМ ВИХІДНИМ ТРАНСФОРМАТОРОМ

Т.В. Мисак, канд. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03057, Україна
e-mail: taras@igbt.com.ua

Об'єктом дослідження є джерело синусоїдальної напруги, яке має в своєму складі перетворювач частоти з ШІМ та вихідним LC-фільтром і нелінійний однофазний вихідний трансформатор з ємністю на виході. Отримано математичний опис цього джерела як нелінійної сингулярно збуреної системи диференціальних рівнянь, для якої проведено редукцію. Нелінійність приведено до вигляду, який дав змогу здійснити синтез закону керування з використанням методу функцій Ляпунова. Наведено результати моделювання, проведеного з врахуванням обмежень, які впливають на технічну можливість реалізації отриманого закону керування. Бібл. 14, рис. 6.

Ключові слова: перетворювач частоти, вихідний LC-фільтр, нелінійний однофазний трансформатор, сингулярно збурена система, метод функцій Ляпунова.

Вступ. Розвиток силової напівпровідникової елементної бази призвів до якнайширшого використання ШІМ-інверторів, силова частина яких побудована на новому поколінні IGBT-модулів. У першу чергу це відбулось у тих застосуваннях, де потрібне достатньо точне підтримання напруги на навантаженнях. Це також стосується великого класу технічних задач, які потребують безумовної наявності гальванічної розв'язки між входом і виходом. Зазвичай у таких схемах [12] не враховується те, що трансформатор має бути спеціально спроектованим для роботи з вихідною напругою ШІМ-інвертора. Трансформатори з осердям зі штампованої електротехнічної сталі, що випускаються серійно, є непридатними для роботи в схемах, в яких трансформатор підключено безпосередньо до виходу інвертора. У сформованій ШІМ-інвертором напрузі мають місце значні рівні dU/dt і, як наслідок, результатом є суттєве зниження надійності джерела. Для зниження амплітуди піків струму в первинній обмотці трансформатора вимушеним кроком є розміщення послідовно з вторинною [12] або первинною [14] обмоткою додаткової фільтрової індуктивності, величина якої є достатньо великою у порівнянні з індуктивністю класичної лінійної заступної схеми трансформатора. Для подавлення рівня високочастотних складових у вихідній напрузі застосовується окремий вихідний фільтровий конденсатор. Окрім стабільної та надійної роботи такі джерела мають забезпечувати мінімальні відхилення амплітуд вихідної напруги та частоти як у квазістаціонарних, так і в перехідних режимах за наявності гальванічної розв'язки між входом та виходом. Ці джерела мають також забезпечувати прийнятне значення коефіцієнта спотворень вихідної напруги у всьому діапазоні струмів навантаження, тому додатково можуть доповнюватись одно- або частіше багатоланковими фільтрами [8]. Прямий синтез регулятора вихідної напруги в таких випадках перетворюється на доволі складну задачу. Тому розповсюдженим є використання традиційного *PID*-регулятора [14]. Причому при синтезі регулятора не враховують параметри схеми заміщення лінійного трансформатора, що безпосередньо впливає на запас стійкості системи та на величину відхилень регульованої координати під час перехідних процесів. Оскільки більшість задач з модернізації існуючого обладнання не передбачає заміни вже встановленого розв'язуючого трансформатора, виникає необхідність, з одного боку, не допустити зниження рівня надійності внаслідок застосування ШІМ-інвертора напруги зі значним рівнем dU/dt , а з іншого боку, забезпечити зниження амплітуди відхилень напруги на навантаженні під час перехідних процесів та дотримання прийнятеного значення коефіцієнта спотворень.

Постановка задачі. Структурну схему системи, яка складається з однофазного інвертора з ШІМ вихідної напруги, LC -фільтра, однофазного трансформатора з додатковою ємністю на виході та навантаження, представлено на рис. 1.

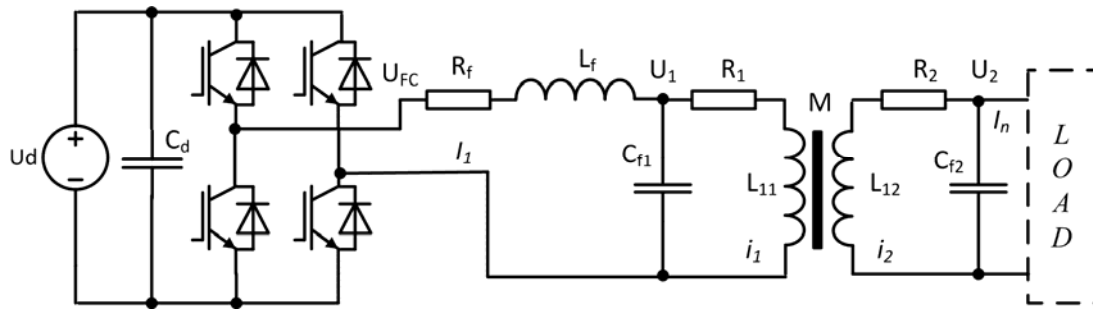


Рис. 1

Заступна схема системи за припущення ідеальності силових ключів ПЧ та мережі живлення може бути описана алгебраїчно-диференціальними рівняннями:

$$\begin{aligned}
 I_1 &= I_{Cf1} + i_1; & I_n &= -i_2 - I_{Cf2}; & L_f \frac{dI_1}{dt} &= U_{FC} - U_1 - R_f I_1; \\
 \frac{dU_1}{dt} &= \frac{1}{C_{f1}}(I_1 - i_1); & \frac{dU_2}{dt} &= \frac{1}{C_{f2}}(-i_2 - I_n); & & \\
 U_1 &= R_1 i_1 + \frac{d\Psi_1}{dt}; & U_2 &= -R_2 i_2 - \frac{d\Psi_2}{dt}; & I_n &= X(U_2, I_n, t),
 \end{aligned} \tag{1}$$

де U_1, U_2 – миттєві значення напруг на фільтрових конденсаторах; Ψ_1, Ψ_2 – миттєві значення потокозчеплень обмоток трансформатора; U_{FC} – миттєве значення напруги на виході ПЧ; I_1, I_n – вихідний струм ПЧ та навантаження; R, L, C – активні опори, індуктивності та ємності відповідно до схеми на рис. 1.

У системах, від яких вимагається відносна точність стабілізації вихідної напруги, використання значного спрощення математичного опису трансформатора до рівня лінійної RL -передатної ланки призводить до виникнення значних статичних та динамічних похибок за наявності постійно діючих збурень [7]. Окрім цього, така математична модель абсолютно виключає врахування впливу нелінійності магнітної системи трансформатора, що призводить здебільшого до неможливості аналітичного синтезу керування вихідною напругою навіть у першому наближенні.

У трансформаторах з феромагнітним магнітопроводом магнітна проникність матеріалу осердя не є постійною. Тому протягом всього циклу перемагнічування не є константами також власні індуктивності L та взаємоіндуктивність M обмоток трансформатора. В результаті такої девіації магнітної проникності виникають спотворення струмів, а саме струму намагнічування. Зазвичай при побудові схем заміщення трансформаторів нехтують не тільки нелінійностями, які власне призводять до спотворення струмів, а й самим струмом намагнічування. Проте для багатьох задач керування вихідною напругою джерел живлення такий підхід не можна вважати коректним, оскільки в деяких режимах магнітопроводи можуть входити у стан насичення. Величина і форма струмів обмоток суттєво змінюються при насиченні магнітопровода трансформатора, яке проявляється як нелінійна залежність індукції від напруженості магнітного поля $B(H)$ (крива намагнічування). Виходячи з напрямків досліджень, застосовуються різні типи апроксимаційних кривих для аналітичного опису кривої намагнічування. Від найпростіших кусково-лінійних апроксимацій до гіперболічних функцій і "універсальної апроксимації" з комбінацій експонент, дробів та дробових показників степеня [9]. Для того щоб отримати в аналітичному вигляді вирази для індуктивностей схеми заміщення однофазного трансформатора, застосуємо перевірений спосіб апроксимування, який використовує представлення нелінійності у вигляді степеневого ряду з непарними показниками степенів:

$$B = B_m (\alpha_1 H + \alpha_3 H^3 + \alpha_5 H^5 + \dots) \tag{2}$$

де $\alpha_i, B_m > 0$ – сталі, які мають визначатись за реальною кривою намагнічування; B, H – індукція та напруженість магнітного поля.

Така апроксимація є непарною і може бути використана для розрахунку магнітних полів у схемах як з постійним, так і зі змінним полем. Коефіцієнти α_i та B_m для полінома можна визначити, вибравши $k+1$ точок на кривій намагнічування, де k – порядок полінома, якщо використати, наприклад, інтерполяційний поліном Лагранжа. Така апроксимація добре збігається з реальними кривими, хоча можуть бути значні відхилення для надто високих можливих значень напруженості. Застосування аналітичної апроксимації кривої намагнічування трансформатора дає змогу перейти від поточкозчеплення до індукції залежно від напруженості магнітного поля, з якої, в свою чергу, врахувавши диференціальну магнітну проникність $\mu(H)$, нескладно вивести з застосуванням двох передостанніх рівнянь у (1) диференціальні рівняння відносно незалежних струмів обмоток (або індукції та одного зі струмів) [2]:

$$U_1 = R_1 i_1 + L_{11} \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt}; \quad U_2 = -R_2 i_2 - L_{22} \frac{di_2}{dt} - M \frac{di_1}{dt}, \quad (3)$$

де L_{11}, L_{22} – приведені значення індуктивностей; M – взаємоіндуктивність, які є нелінійними функціями, що залежать від напруженості магнітного поля H , геометричних параметрів обмоток та їх взаємного розташування на магнітному осерді, магнітних властивостей самого осердя. Загальноприйнятним є припущення, що індуктивності розсіювання можна вважати лінійними [2], тоді існує можливість представити нелінійні величини L_{11}, L_{22} та M , виразивши напруженість магнітного поля через струм намагнічування у такому вигляді:

$$L_{11} = L_{\sigma 1} + M; \quad L_{22} = L_{\sigma 2} + M; \quad M = M_0 \left(\rho + 3\alpha_3 \alpha^2 H_{am}^2 i_{magn}^2 + 5\alpha_5 \alpha^4 H_{am}^4 i_{magn}^4 + \dots \right)^{-1}, \quad (4)$$

де $L_{\sigma 1}, L_{\sigma 2}$ – деякі середні сталі значення паразитних індуктивностей; M_0 – початкове значення взаємоіндуктивності; $i_{magn} = i_1 + i_2$ – струм намагнічування; ρ, α_i, H_{am} – сталі, величини яких обумовлені властивостями матеріалу, геометричними параметрами обмоток та їх взаємним розташуванням на магнітному осерді.

Отже, вважаючи, що добуток $L_{\sigma 1} L_{\sigma 2}$ є величиною вищого порядку малості, якою можна далі знехтувати, рівняння (3) з урахуванням (4) можна звести до такого вигляду:

$$\begin{aligned} \varepsilon \frac{di_1}{dt} &= -R_1 i_1 + R_2 i_2 + U_1 + U_2 + \frac{V_m L_{\sigma 2}}{B_m \left(\rho + 3\alpha_3 \alpha^2 H_{am}^2 i_{magn}^2 + 5\alpha_5 \alpha^4 H_{am}^4 i_{magn}^4 + \dots \right)^{-1}} (-R_1 i_1 + U_1); \\ \varepsilon \frac{di_2}{dt} &= R_1 i_1 - R_2 i_2 - U_2 - U_1 + \frac{V_m L_{\sigma 1}}{B_m \left(\rho + 3\alpha_3 \alpha^2 H_{am}^2 i_{magn}^2 + 5\alpha_5 \alpha^4 H_{am}^4 i_{magn}^4 + \dots \right)^{-1}} (-R_2 i_2 - U_2), \end{aligned} \quad (5)$$

де $\varepsilon = (L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2})$ – достатньо мала величина; V_m – масштабний коефіцієнт.

З урахуванням наведених припущень та перетворень з (1) та (5) одержимо

$$\begin{aligned} L_f \frac{dI_1}{dt} &= U_{FC} - U_1 - R_f I_1; \quad \frac{dU_1}{dt} = \frac{1}{C_{f1}} (I_1 - i_1); \\ \varepsilon \frac{di_1}{dt} &= -R_1 i_1 + R_2 i_2 + U_1 + U_2 + \frac{V_m L_{\sigma 2} \left(\rho + 3\alpha_3 \alpha^2 H_{am}^2 i_{magn}^2 + 5\alpha_5 \alpha^4 H_{am}^4 i_{magn}^4 + \dots \right)}{B_m} (-R_1 i_1 + U_1); \\ \varepsilon \frac{di_2}{dt} &= R_1 i_1 - R_2 i_2 - U_2 - U_1 + \frac{V_m L_{\sigma 1} \left(\rho + 3\alpha_3 \alpha^2 H_{am}^2 i_{magn}^2 + 5\alpha_5 \alpha^4 H_{am}^4 i_{magn}^4 + \dots \right)}{B_m} (-R_2 i_2 - U_2); \\ \frac{dU_2}{dt} &= \frac{1}{C_{f2}} (i_2 - I_n); \quad \frac{dI_n}{dt} = f_2(X_1, I_n, t) + U_2, \quad \frac{dX_1}{dt} = f_1(X_1, I_n, t), \end{aligned} \quad (6)$$

Розв'язання задачі. Для зручності виконаємо заміну змінних: $y_1 = -R_1 i_1 + U_1$, $y_2 = -R_2 i_2 - U_2$, продиференціювавши яку, матимемо $\frac{dy_1}{dt} = -R_1 \frac{di_1}{dt} + \frac{dU_1}{dt}$, $\frac{dy_2}{dt} = -R_2 \frac{di_2}{dt} - \frac{dU_2}{dt}$.

Використавши підстановку $i_1 = -\frac{1}{R_1}(y_1 - U_1)$, $i_2 = -\frac{1}{R_2}(y_2 - U_2)$, перепишемо систему (6)

відносно нових змінних у такому вигляді:

$$\begin{aligned} \frac{dI_1}{dt} &= u + d_2 U_1 + d_1 I_1; \quad \frac{dU_1}{dt} = d_3 \left(I_1 + \frac{1}{R_1}(y_1 - U_1) \right); \quad \frac{dU_2}{dt} = d_4 \left(-\frac{1}{R_2}(y_2 + U_2) - I_n \right); \\ \varepsilon \frac{dy_1}{dt} &= -R_1 y_1 + R_2 y_2 + \varepsilon d_3 \left(I_1 + \frac{1}{R_1}(y_1 - U_1) \right) - R_1 \xi_1(y_1, y_2, U_1, U_2) y_1; \\ \varepsilon \frac{dy_2}{dt} &= R_1 y_1 - R_2 y_2 - \varepsilon d_4 \left(-\frac{1}{R_2}(y_2 + U_2) - I_n \right) - R_2 \xi_2(y_1, y_2, U_1, U_2) y_2; \\ \frac{dI_n}{dt} &= w(U_2, I_n, t), \end{aligned} \quad (7)$$

$$\text{де } \xi_{1,2}(y_1, y_2, U_1, U_2) = \frac{V_m L_{\sigma 2,1} (\rho + 3\alpha_3 \alpha^2 H_{am}^2 i_{mg}^2 + 5\alpha_5 \alpha^4 H_{am}^4 i_{mg}^4 + \dots)}{B_m},$$

$$i_{mg} = -\frac{1}{R_1}(y_1 - U_1) - \frac{1}{R_2}(y_2 + U_2), \quad d_1 = -\frac{R_f}{L_f}, \quad d_2 = -\frac{1}{L_f}.$$

Рівняння (7) описують нелінійну сингулярно збурену динамічну систему з невідомим керуванням u , синтез якого значно ускладнює наявність малого параметра при похідних. Асимптотичне розкладення рішень сингулярно збурених рівнянь, застосоване в [13], дає можливість отримати вирази для аналізу перехідних процесів у трансформаторі в явному вигляді, проте не може бути використане для синтезу регулятора в загальному вигляді у просторі станів. Підхід, заснований на лінеаризації лише підсистеми з малими параметрами [4], є неможливим, оскільки в такому випадку система (7) повністю втрачає керованість. Хоча при деяких умовах для системи (7) може існувати така притягувальна інваріантна поверхня $y = h(I, U, \varepsilon)$, рух по якій буде описуватись укороченою (редукованою) системою рівнянь. Аналіз редукованої системи дає змогу вирішувати питання стійкості, наявності періодичних розв'язків та інші особливості власне для системи (7). Без окремого доведення вважатимемо апріорі, що така поверхня для системи (7) існує в деякій області простору змінних стану. Оскільки універсальних методів для пошуку опису цієї поверхні не існує, шукатимемо його для системи (7) у наближеній формі у вигляді ряду [11] за степенями ε :

$h(I_1, U_1, U_2, \varepsilon) = h_0(I_1, U_1, U_2, \varepsilon) + \varepsilon h_1(I_1, U_1, U_2, \varepsilon) + \varepsilon^2 h_2(I_1, U_1, U_2, \varepsilon) + \dots$, де h_i – вектор-функції розмірності 2.

Для спрощення подальших викладень з урахуванням (7) введемо вектор-функцію:

$$G(I_1, y_1, y_2, U_1, U_2) = \begin{pmatrix} -R_1 y_1 + R_2 y_2 + \varepsilon d_3 \left(I_1 + \frac{1}{R_1}(y_1 - U_1) \right) - R_1 \xi_1(y_1, y_2, U_1, U_2) y_1 \\ R_1 y_1 - R_2 y_2 - \varepsilon d_4 \left(-\frac{1}{R_2}(y_2 + U_2) - I_n \right) - R_2 \xi_2(y_1, y_2, U_1, U_2) y_2 \end{pmatrix},$$

прирівнявши яку до нуля та поклавши $\varepsilon = 0$, отримаємо нульове наближення $(y_1, y_2)^T = h_0$. Оскільки ε є досить малим, обмежимося першим наближенням, яке можна визначити, розв'язавши відносно h_1 рівняння:

$$B(I_1, U_1, U_2, y_1, y_2, \varepsilon) \cdot h_1(I_1, U_1, U_2, y_1, y_2, \varepsilon) + Z(I_1, U_1, U_2, y_1, y_2, \varepsilon) = 0,$$

$$\text{де } B(I_1, U_1, U_2, y_1, y_2, \varepsilon) = \left. \frac{\partial G_i}{\partial y_k} \right|_{i,k=1,2}; \quad Z(I_1, U_1, U_2, y_1, y_2, \varepsilon) = \frac{\partial G}{\partial \varepsilon}.$$

У результаті після підстановки h_0 та $\varepsilon = 0$ і врахувавши, що добуток $L_{\sigma 1} L_{\sigma 2}$ має той самий порядок за величиною, що й ε^2 , відкинемо його та виокремимо лінійну і нелінійну частини:

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = b_{m0} \begin{pmatrix} -c_{12}V_m L_{\sigma 1} (R_1 I_1 - U_1) \\ c_{23}V_m L_{\sigma 2} (-U_2 - R_2 I_n) \end{pmatrix} + b_{m0} B_m \left(\rho + 3\alpha_3 \alpha^2 H_{am}^2 i_{mg0}^2 + 5\alpha_5 \alpha^4 H_{am}^4 i_{mg0}^4 + \dots \right)^{-1} f_O(I, U), \quad (8)$$

$$\text{де } i_{mg0} = i_{mg}(h_0) = \frac{U_1}{R_1} - \frac{U_2}{R_2}; \quad b_{m0} = \frac{M_0}{R_1 R_2 V_m}; \quad f_O(I, U) = \begin{pmatrix} c_{11}I_1 + c_{12}U_1 + c_{13}U_2 + c_{14}I_n \\ c_{21}I_1 + c_{22}U_1 + c_{23}U_2 + c_{24}I_n \end{pmatrix};$$

$$c_{11} = d_3 R_2; c_{12} = -\frac{R_2}{R_1} d_3; c_{13} = d_4; c_{14} = d_4 R_2; c_{21} = d_3 R_1; c_{22} = -d_3; c_{23} = d_4 \frac{R_1}{R_2}; c_{24} = d_4 R_1.$$

Після цього можемо підставити (8) в (7) і відкинути два рівняння з малою величиною ε при перших похідних. Провівши відповідні перетворення, матимемо систему диференціальних рівнянь (ДР) зниженого порядку відносно початкової (7):

$$\begin{cases} \frac{dI_1}{dt} = d_1 I_1 + d_2 U_1 + u; \\ \frac{dU_1}{dt} = b_{11} I_1 + b_{12} U_1 + b_{13} U_2 + b_{14} I_n + \zeta_1(I_1, U_1, U_2, I_n); \\ \frac{dU_2}{dt} = b_{21} I_1 + b_{22} U_1 + b_{23} U_2 + b_{24} I_n + \zeta_2(I_1, U_1, U_2, I_n); \\ \frac{dI_n}{dt} = w(U_2, I_n, t), \end{cases} \quad (9)$$

$$\text{де } b_{11} = d_3 + \frac{d_3^2}{R_1^2} \frac{M_0}{V_m} L_{\sigma 1}; \quad b_{12} = -\frac{d_3}{R_1} - \frac{d_3^2}{R_1^2} \frac{M_0}{V_m} \frac{L_{\sigma 1}}{R_1}; \quad b_{13} = b_{14} = 0, b_{15} = \frac{d_3}{R_1} B_m b_{m0};$$

$$b_{21} = b_{22} = 0; \quad b_{23} = -\frac{d_4}{R_2} - \frac{d_4^2}{R_2^2} \frac{M_0}{V_m} \frac{L_{\sigma 2}}{R_2}; \quad b_{24} = -d_4 + \frac{d_4^2}{R_2^2} \frac{M_0}{V_m} L_{\sigma 2}; \quad b_{25} = \frac{d_4}{R_2} B_m b_{m0};$$

$$\zeta_1(I_1, U_1, U_2, I_n) = b_{15} \left(\rho + 3\alpha_3 \alpha^2 H_{am}^2 i_{mg0}^2 + 5\alpha_5 \alpha^4 H_{am}^4 i_{mg0}^4 + \dots \right)^{-1} (c_{11}I_1 + c_{12}U_1 + c_{13}U_2 + c_{14}I_n);$$

$$\zeta_2(I_1, U_1, U_2, I_n) = b_{25} \left(\rho + 3\alpha_3 \alpha^2 H_{am}^2 i_{mg0}^2 + 5\alpha_5 \alpha^4 H_{am}^4 i_{mg0}^4 + \dots \right)^{-1} (c_{21}I_1 + c_{22}U_1 + c_{23}U_2 + c_{24}I_n).$$

Зауважимо, що отримана після підстановки система зниженого порядку матиме лише динамічні властивості, еквівалентні початковій системі, проте кількісні характеристики матимуть відмінності. Змінні стану, які в початковій системі ДР (7) є струмами та напругами, в еквівалентній вже не будуть тими звичними струмами та напругами, по суті, це вже інші змінні стану, які зберігають „старе” позначення. Еквівалентність систем (7) та (9) означає, що немає необхідності проводити синтез керування u для повновимірної системи (7). Із стійкості або асимптотичної стійкості деякого рішення системи (9) впливає стійкість або асимптотична стійкість системи (7). Якщо задатись деякими якісними характеристиками при синтезі керування в системі (9), то отриманий закон керування для (9) забезпечить ті ж самі якісні властивості й в розширеній системі (7). Для стабілізації вихідної напруги використаємо загальноприйняте припущення, що напівпровідниковий інвертор напруги з ШІМ є практично ідеальним джерелом ЕРС, тобто знехтуємо падінням напруги на силових ключах у відкритому стані та запізненням системи керування при формуванні вихідної напруги за допомогою програмної ШІМ.

Розглянемо загальноприйнятий випадок з традиційним RL -навантаженням.

У системі ДР з нелінійністю виду ζ_i не можна проводити аналіз і синтез керуючої дії за допомогою першого (лінійного) наближення, оскільки для неї не виконуються умови теореми Пуанкаре-Ляпунова. Проте, якщо врахувати наявність фізичних обмежень у початковій системі, то у просторі станів можна виділити за допомогою нерівності

$$0 < \rho + 3\alpha_3 \alpha^2 H_{am}^2 i_{mg0}^2 + 5\alpha_5 \alpha^4 H_{am}^4 i_{mg0}^4 + \dots < 2U_m$$

деяку область D_x , у якій справедливою буде заміна функцій $\zeta_{1,2}$ на такі:

$$\begin{aligned}\zeta_1(I_1, U_1, U_2, I_n) &= b_{15} v_1(i_{mg0})(c_{11}I_1 + c_{12}U_1 + c_{13}U_2 + c_{14}I_n); \\ \zeta_2(I_1, U_1, U_2, I_n) &= b_{25} v_1(i_{mg0})(c_{21}I_1 + c_{22}U_1 + c_{23}U_2 + c_{24}I_n),\end{aligned}\quad (10)$$

$$\text{де } v_1(i_{mg0}) = \frac{B_m}{U_m} \left(\left(2 - \frac{\rho + 3\alpha_3\alpha^2 H_{am}^2 i_{mg0}^2 + 5\alpha_5\alpha^4 H_{am}^4 i_{mg0}^4 + \dots}{U_m} \right) + Z^2 + Z^3 + \dots \right);$$

$$Z = \left(1 - \frac{\rho + 3\alpha_3\alpha^2 H_{am}^2 i_{mg0}^2 + 5\alpha_5\alpha^4 H_{am}^4 i_{mg0}^4 + \dots}{U_m} \right);$$

U_m – довільна стала, величина якої вибирається такою, щоб забезпечити рівномірність розкладення по Z в області D_x .

Виділивши нелінійну частину функцій $\zeta_{1,2}$ та звівши подібні в лінійній, знехтуємо при цьому величинами вищого порядку малості і отримаємо систему ДР:

$$\begin{cases} \frac{dI_1}{dt} = d_{01}I_1 + d_{02}U_1 + d_{03}U_2 + d_{04}I_n + u; \\ \frac{dU_1}{dt} = d_{21}I_1 + d_{22}U_1 + d_{23}U_2 + d_{24}I_n + \zeta_{11}(I_1, U_1, U_2, I_n); \\ \frac{dU_2}{dt} = d_{31}I_1 + d_{32}U_1 + d_{33}\delta + d_{34}I_n + \zeta_{12}(I_1, U_1, U_2, I_n); \\ \frac{dI_n}{dt} = d_{41}I_1 + d_{42}U_1 + d_{43}U_2 + d_{44}I_n, \end{cases}\quad (11)$$

$$\text{де } b_{m1} = \frac{B_m}{U_m} \left(2 - \frac{\rho}{U_m} \right); \quad b_2 = 3\alpha_3\alpha^2 H_{am}^2; \quad b_3 = 5\alpha_5\alpha^4 H_{am}^4; \quad \zeta_{10} = \frac{B_m}{U_m^2} i_{mg0}^2 (b_2 + b_3 i_{mg0}^2);$$

$$\zeta_{11}(I_1, U_1, U_2, I_n) = b_{15}\zeta_{10}(c_{11}I_1 + c_{12}U_1 + c_{13}U_2 + c_{14}I_n);$$

$$\zeta_{12}(I_1, U_1, U_2, I_n) = b_{25}\zeta_{10}(c_{21}I_1 + c_{22}U_1 + c_{23}U_2 + c_{24}I_n);$$

$$d_{01} = d_1; \quad d_{02} = d_2; \quad d_{03} = 0; \quad d_{04} = 0; \quad d_{25} = b_{m1}b_{15}; \quad d_{35} = b_{m1}b_{25};$$

$$d_{21} = b_{11} + d_{25}c_{11}; \quad d_{22} = b_{12} + d_{25}c_{12}; \quad d_{23} = b_{13} + d_{25}c_{13}; \quad d_{24} = b_{14} + d_{25}c_{14},$$

$$d_{31} = b_{21} + d_{35}c_{21}; \quad d_{32} = b_{22} + d_{35}c_{22}; \quad d_{33} = b_{23} + d_{35}c_{23}; \quad d_{34} = b_{24} + d_{35}c_{24},$$

$$d_{41} = 0; \quad d_{42} = 0; \quad d_{43} = -\frac{1}{L_n}; \quad d_{44} = -\frac{R_n}{L_n},$$

для якої тепер виконуються умови теореми Пуанкаре-Ляпунова. Тому синтез закону керування u можна проводити за рівняннями першого наближення. Отже, замість нелінійної системи (11) розглянемо лінійну систему ДР.

Якщо початок координат цієї системи є рівномірно асимптотично стійким, то рух буде стійким при постійно діючих збуреннях [15], тобто в системі (9). Отже, за допомогою вибору регулятора в лінеаризованій системі має забезпечуватись рівномірна асимптотична стійкість. Функція керування у загальному випадку є нелінійною непарною активаційною функцією координат збуреного руху. У деяких випадках ця функція являє собою суму зважених за коефіцієнтами функції Ляпунова координат збуреного руху [3]. Тому звернемося до другого методу Ляпунова. У такому випадку керуючий вплив u шукатимемо у вигляді лінійної комбінації координат системи (9) $u = C_1I_1 + C_2U_1 + C_3U_2 + C_4I_n$, підставивши яку в (11) та знехтувавши після цього нелінійністю, отримаємо систему ДР, в якій зміняться коефіцієнти в першому рівнянні:

$$\begin{cases} \frac{dI_1}{dt} = d_{11}I_1 + d_{12}U_1 + d_{13}U_2 + d_{14}I_n; \\ \frac{dU_1}{dt} = d_{21}I_1 + d_{22}U_1 + d_{23}U_2 + d_{24}I_n; \\ \frac{dU_2}{dt} = d_{31}I_1 + d_{32}U_1 + d_{33}U_2 + d_{34}I_n; \\ \frac{dI_n}{dt} = d_{41}I_1 + d_{42}U_1 + d_{43}U_2 + d_{44}I_n, \end{cases} \quad (12)$$

де $d_{11} = d_1 + C_1$; $d_{12} = d_2 + C_2$; $d_{13} = C_3$; $d_{14} = C_4$; $d_{15} = 0$.

Якщо для диференціальних рівнянь збуреного руху в області D_x існує додатно-визначена функція $V(t, x, \dots)$, повна похідна за часом якої складена на основі рівнянь (12), і яка є функцією від'ємно-визначеною, якщо в цій області частинні похідні по координатах системи обмежені, то збурений рух є стійким при постійно діючих збуреннях [6].

Тому функцію Ляпунова $V(t, x, \dots)$, яка задовольняє обмеженню на деякій наперед заданій поверхні рівня $\max_{V=V_0} (dV/dt \cdot V^{-1}) = 2\tau$ ($\tau < 0$) [1], будемо шукати у вигляді такої квадратичної форми:

$$V = \frac{1}{2} (M_1 I_1^2 + M_2 U_1^2 + M_{23} U_1 U_2 + M_3 U_2^2 + M_4 I_n^2), \quad (13)$$

де M_1, \dots, M_4 – невідомі довільні параметри. Такі, що $M_1, \dots, M_4 > 0$.

Тоді її повна похідна, записана на основі системи рівнянь (12), матиме вигляд

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} V = & M_1 (d_{11} - \tau) I_1^2 + (M_2 (d_{22} - \tau) + M_{23} d_{32}) U_1^2 + (M_{23} d_{23} + M_3 (d_{33} - \tau)) U_2^2 + M_4 (d_{44} - \tau) I_n^2 + \\ & + (M_1 d_{13} + M_3 d_{31} + M_{23} d_{21}) I_1 U_2 + (M_2 d_{23} + M_3 d_{32} + M_{23} (d_{22} + d_{33} - \tau)) U_1 U_2 + \\ & + (M_1 d_{12} + M_2 d_{21} + M_{23} d_{31}) I_1 U_1 + (M_2 d_{24} + M_{23} d_{34}) U_1 I_n + \\ & + (M_3 d_{34} + M_4 d_{43} + M_{23} d_{24}) I_n U_2 + M_1 d_{14} I_1 I_n. \end{aligned} \quad (14)$$

Отже, побудова керування полягає у знаходженні коефіцієнтів $C_1 \dots C_4$ та встановленні взаємозв'язків між параметрами системи та коефіцієнтами функції Ляпунова M_1, \dots, M_4 .

Перша група нерівностей $M_1, \dots, M_4 > 0$, яка впливає з додатної визначеності функції Ляпунова $V(t, x, \dots) > 0$, дає можливість за допомогою підстановки коефіцієнтів при I_1^2 в (14) одразу записати для визначення C_1 вираз $M_1 (d_1 + C_1 - \tau) < 0 \Rightarrow C_1 < R_f / L_f + \tau$. Для коефіцієнта при I_n^2 у виразі (14) маємо $M_4 (d_{44} - \tau) < 0$. Отже, величина τ не є довільною, а має задовольняти нерівності $(-R_n / L_n - \tau) < 0$, оскільки $M_4 > 0$.

Прирівняємо до нуля всі коефіцієнти при добутках у виразі (14), що дозволить встановити взаємозв'язок між коефіцієнтами із системи алгебраїчних рівнянь:

$$\begin{cases} M_1 d_{12} + M_2 d_{21} + M_{23} d_{31} = 0; \\ M_1 d_{13} + M_3 d_{31} + M_2 M_3 d_{21} = 0; \\ M_1 d_{14} = 0; \\ M_2 d_{23} + M_3 d_{32} + M_{23} (d_{22} + d_{33} + \tau) = 0; \\ M_2 d_{24} + M_{23} d_{34} = 0; \\ M_3 d_{34} + M_4 d_{43} + M_{23} d_{24} = 0, \end{cases} \quad (15)$$

Оскільки $M_1 > 0$ та $d_{41} = 0$, то з третього рівняння отримуємо єдиний тривіальний розв'язок $d_{14} = C_4 = 0$, що дає змогу уникнути необхідності вимірювання струму в навантаженні.

Розглянувши останні три рівняння системи (15), записані у вигляді

$$\begin{cases} M_2 d_{23} + M_3 d_{32} + M_{23} (d_{22} + d_{33} + \tau) = 0; \\ M_2 d_{24} + M_{23} d_{34} = 0; \\ M_3 d_{34} + M_{23} d_{24} = -M_4 d_{43}, \end{cases} \quad (16)$$

можемо визначити коефіцієнти M_2, M_3, M_{23} :

$$M_2 = -M_{23} \frac{d_{34}}{d_{24}}; M_{23} = \frac{d_{23}d_{234} + M_4d_{43}d_{324}}{d_{22} + d_{33} - \tau - d_{24}d_{324}}; M_3 = -\frac{M_4d_{43} + M_{23}d_{24}}{d_{34}}, \quad (17)$$

де $d_{234}=d_{34}/d_{24}$, $d_{324}=d_{32}/d_{34}$.

Тоді з перших двох рівнянь системи (15) можна визначити коефіцієнти зворотного зв'язку C_2 та C_3 :

$$C_2 = -d_2 - \frac{M_2d_{21} + M_{23}d_{31}}{M_1}; C_3 = -\frac{M_3d_{31} + M_{23}d_{21}}{M_1}. \quad (18)$$

Для перевірки знаківизначеності функції Ляпунова можна використати критерій Сільвестра, оскільки знак коефіцієнта M_{23} залежить від співвідношення багатьох параметрів електричної силової схеми. Можна також застосувати інший підхід, щоб не проводити кожного разу перевірку V згідно з цим критерієм. Введемо два додаткові коефіцієнти M_{24} та M_{25} , що дасть змогу записати:

$$M_2 = M_{21}^2 + M_{24}; M_3 = M_{22}^2 + M_{25}; M_{23} = 2M_{21}M_{22}, \quad (19)$$

де $M_{21} = \pm\sqrt{M_{26} - M_{24}}$; $M_{22} = \mp\sqrt{M_{27} - M_{25}}$; $M_{26} = -d_{234} \frac{d_{23}d_{234} + M_4d_{43}d_{324}}{d_{22} + d_{33} - \tau - d_{24}d_{324}}$;

$$M_{27} = -\frac{1}{d_{34}} \left(M_4d_{43} + d_{24} \frac{d_{23}d_{234} + M_4d_{43}d_{324}}{d_{22} + d_{33} - \tau - d_{24}d_{324}} \right).$$

Вибираючи їх за умови додатності виразів під знаком квадратного кореня в (19), можна забезпечити умову $V(t, x...) > 0$ функції Ляпунова. Зауважимо, що довільний вибір власне величин M_1 , $M_4 > 0$ не впливає на стійкість системи, проте визначатиме характеристики перехідного процесу.

На рис. 2–5 представлено результати цифрового моделювання для таких параметрів системи, показаної на рис. 1: трифазна мережа живлення напругою $U_\phi = 220$ В (RMS) та частотою 50 Гц; завдання вихідної напруги $U_{2ref} = 115$ В (RMS) з частотою $f_2 = 400$ Гц; перший фільтр з дроселем індуктивністю $L_f = 0,385$ мГн, активним опором $R_f = 0,098$ Ом та ємністю $C_{f1} = 16,5$ мкФ, що має власну частоту $\omega_0 \approx 12500$ рад/с; однофазний трансформатор типу ОСВМ 4,0-0,4-220/115 з $L_k \approx 67,5$ мкГн, $R_k \approx 0,1$ Ом; магнітні властивості осердя, що відповідають листовій холоднокатаній сталі марки 3408 [10]; ємність на виході трансформатора $C_{f2} = 33$ мкФ; параметри (приведені до первинної обмотки) номінального RL -навантаження, які враховані виходячи з заданих величин $I_2 = 36$ А, $\cos\varphi = 0,866$ та вихідної частоти f_2 і дорівнюють $R^* = 7,75$ Ом, $L^* = 1,5$ мГн.

Для вибору параметрів фільтрів існують достатньо різні методики, які можна комбінувати залежно від мети і додаткових вимог. У нашому випадку величини індуктивностей та ємностей вибирались тільки виходячи з величини власних частот. Параметри трансформатора для моделювання виходили з каталогових даних (вони можуть суттєво відрізнятися у різних виробників трансформаторів), тому для конкретного випадку бажано провести додаткові вимірювання, як мінімум, струму холостого ходу та напруги короткого замикання на експериментальному зразку

На рис. 2 показано графіки для випадку розі-

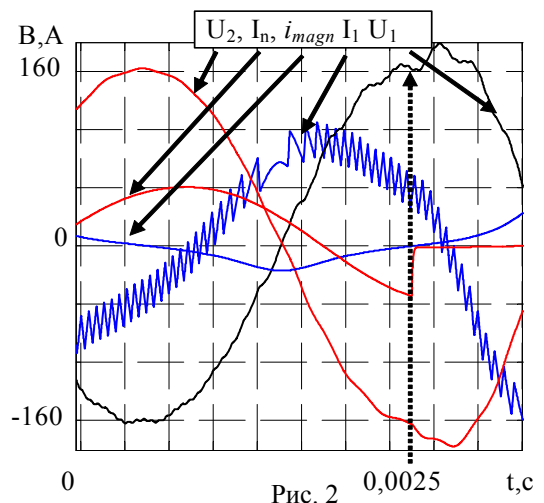


Рис. 2

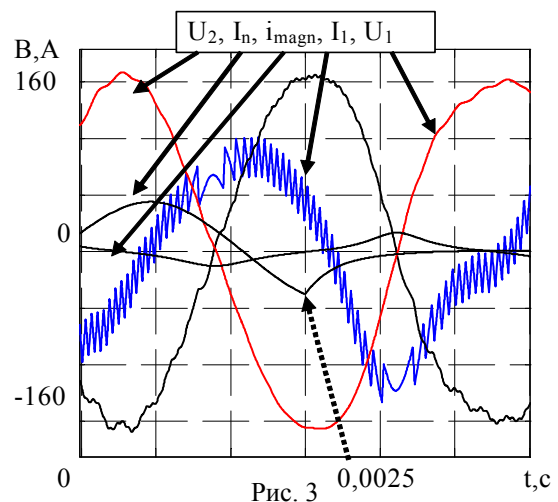


Рис. 3

мкненої системи ($C_1 \dots C_4 = 0$), вхідного струму та напруги на конденсаторі першого фільтра, струму та напруги навантаження U_2 , струму намагнічування у масштабі. На діаграмі перший відрізок часу відповідає роботі системи при номінальному струмі навантаження, а другий – при мінімальному струмі навантаження. У момент часу 0,0025 с відбувається стрибок навантаження від номінального $I_2 = 36$ А до мінімального, що призводить до стрибка напруги U_2 .

Рис. 2 дає змогу оцінити стрибок вихідної напруги при зникненні навантаження по амплітуді та тривалість перехідного процесу в розімкненій системі, налаштованій на робочу точку $U_2 = U_{ref}$ при номінальному навантаженні. Відношення миттєвого значення відхилення вихідної напруги від еталонної перевищує 14 %, а тривалість перехідного процесу – 3...4 періоди T_2 ($T_2 = 1/f_2$).

На рис. 3 наведено результати, отримані при цифровому експерименті при стабілізації вихідної напруги для випадку $M_1 = 2000$, $M_2 = 0,3464$, $M_3 = 0,4983$, $M_4 = 1,6$, $M_{23} = -0,1177$, $M_{24} = 0$, $M_{25} = 0,4883$, $C_1 = R_{f1}/L_{f1}$, $C_4 = 0$, $Tau = -210$. Наведено діаграми вхідного струму та напруги на конденсаторі першого фільтра, струму та напруги навантаження U_2 , струму намагнічування у масштабі. На діаграмі перший відрізок часу відповідає роботі системи при номінальному, а другий – при мінімальному струмі навантаження. В момент часу 0,0025 с відбувається стрибок навантаження від номінального $I_2 = 36$ А до мінімального.

Рис. 3 дає змогу оцінити стрибок вихідної напруги при зникненні навантаження за амплітудою та тривалість перехідного процесу в замкненій системі. Відношення миттєвого значення відхилення вихідної напруги від еталонної не перевищує 4 %, а тривалість перехідного процесу – 2...3 періоди T_2 . Форма вхідного струму фільтра показує значний вплив нелінійності намагнічування при малих навантаженнях. Також погіршується спектральний склад вихідної напруги за рахунок збільшення амплітуд непарних гармонік, виникнення яких обумовлено характером нелінійності типу „насичення”.

Додатковою складністю побудови керування є те, що в реальній системі не можна довільно вибирати амплітуду модуля керування $|U_{FC}|$, оскільки вона обмежена можливостями мережі живлення. Для високої швидкодії в процесі керування величина $|U_{FC}|$ має бути досить великою порівняно з напругою мережі. Тому в реальній системі вимоги щодо наперед призначеного характеру процесу, точності відпрацювання завдання та максимальної швидкодії можна послабити, врахувавши наявне обмеження на величину модуля вихідної напруги перетворювача частоти. У такому випадку характер керування буде визначатися співвідношеннями коефіцієнтів. Єдиного розв'язання задачі пошуку коефіцієнтів у випадку, який розглядається (в аналітичному вигляді), на жаль, не існує, тому коефіцієнти функції Ляпунова, які визначають коефіцієнти зворотного зв'язку C_2 та C_3 , можна визначити шляхом цифрового експерименту, порівнюючи отриману похибку вихідної напруги з наперед заданим допустимим значенням.

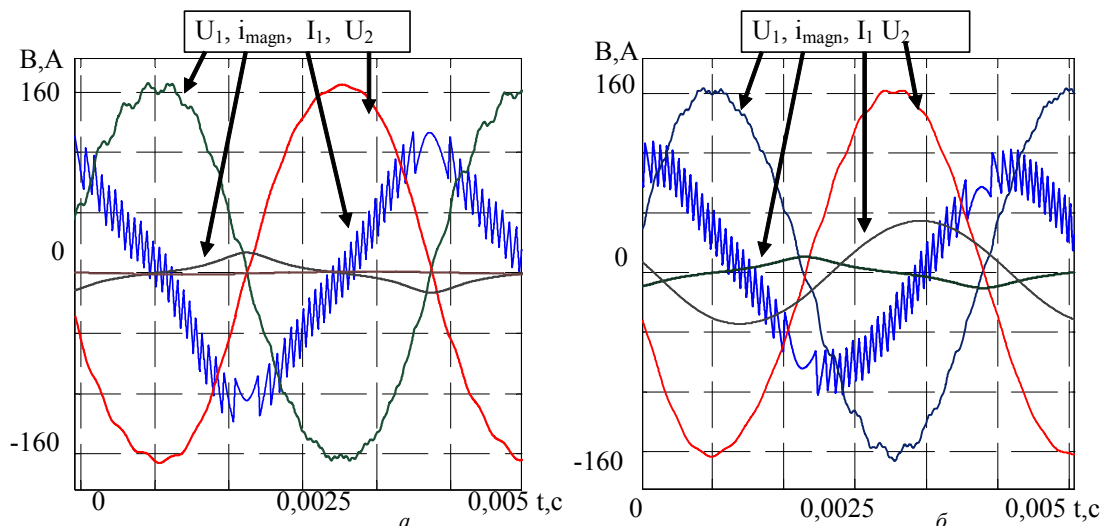


Рис. 4

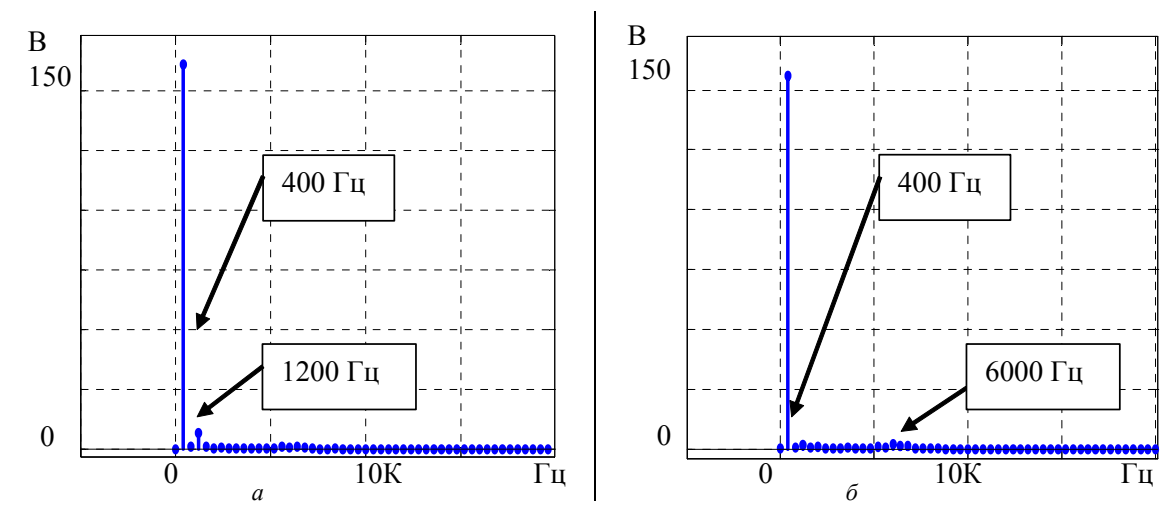


Рис. 5

На рис. 4 показано результати моделювання: *a* – квазіусталений режим (холостий хід); *б* – при номінальному навантаженні.

На рис. 5 *a*, *б* представлено результати для порівняння спектрів: *a* – квазіусталений режим (холостий хід) та *б* – при номінальному навантаженні.

Аналізуючи наведені діаграми, можна зробити такий висновок: форма напруги на виході джерела залишається синусоїдальною при зміні режиму з майже холостого ходу до номінального струму і навпаки, тобто неприйнятні сплески та провали, характерні для розімкненої системи, відсутні. Відношення миттєвого значення відхилення вихідної напруги від еталонної не перевищує 4 %, що відповідає наперед заданому допустимому значенню. Спектральний склад вихідної напруги показує незначне зростання канонічних гармонік при переході від номінального навантаження до мінімального. Для коригування спектрального складу вихідної напруги треба вживати додаткових заходів, оскільки в класі гладеньких регуляторів з наявним фізичним обмеженням модуля вектора вихідної напруги цю задачу вирішити вважається неможливим.

Висновки. Показано можливість формування вихідної напруги спеціального джерела живлення, яке описано нелінійною сингулярно збуреною системою диференціальних рівнянь, з достатнім рівнем точності. Встановлена відповідність коефіцієнтів зворотного зв'язку коефіцієнтам функції Ляпунова для системи диференціальних рівнянь зниженого порядку, яку отримано шляхом редукції початкової нелінійної сингулярно збуреної системи. Така однозначна відповідність дає змогу спростити пошук необхідної комбінації коефіцієнтів зворотного зв'язку, оскільки не потребує окремого аналізу стійкості системи ДР після кожної ітерації. За допомогою цифрового моделювання наведено можливість забезпечення зниження впливу стрибків навантаження на форму вихідної напруги з урахуванням обмежень, характерних для реальних систем.

Окрім того, отримані результати показують, що модернізація вже встановленого обладнання не потребує заміни наявних трансформаторів, які забезпечують гальванічний розв'язок.

1. Антоновская О.Г., Горюнов В.И. О выборе параметров квадратичной функции Ляпунова при решении динамических задач // Вестн. Нижегородского ун-та им. Н.И. Лобачевского. – 2014. – Вып. 3(1). – С. 103–108.
2. Байков А.В. Математические модели трансформаторов при анализе силовой части электроприводов // Тр. Нижегородского гос. техн. ун-та им. Р.Е. Алексеева. Электротехника и электроэнергетика. – 2013. – № 5(102). – С. 316–327.
3. Волянський Р., Послайко І., Садовой О. Визначення бажаного характеристичного поліному для узагальненої електромеханічної системи оптимального керування // Electric Power Engineering & Control Systems 2013” (EPECS-2013), 21–23 November 2013, Lviv, Ukraine. – P. 18–19.
4. Державин О.М., Сидорова Е.Ю. Об одном подходе к исследованию нелинейной неавтономной сингулярно возмущенной модели динамической системы // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. – 2016. – Т. 18, № 2(3). – С. 888–890.

5. *Калитин Б.С.* Устойчивость неавтономных дифференциальных уравнений: Научн. изд. – Минск, БГУ, 2013. – 264 с.
6. *Малкин И.Г.* Устойчивость при постоянно действующих возмущениях // Прикладная математика и механика. – 1944. – Т. 8, Вып. 3. – С. 241–245.
7. *Мисак Т.В.* Формування синусоїдальної вихідної напруги джерела живлення з вихідним трансформатором у ковзному режимі // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2016. – Вип. 43. – С. 91–96.
8. *Михальський В.М.* Засоби підвищення якості електроенергії на вході та виході перетворювачів частоти та напруги з широтно-імпульсною модуляцією. – К.: Ін-т електродинаміки НАН України, 2013. – 340 с.
9. *Пентегов И.В., Красножон А.В.* Универсальная аппроксимация кривых намагничивания электротехнических сталей // Электротехника і Електромеханіка. – 2006. – № 1. – С. 66–70.
10. *Прокат* холоднокатаный тонколистовой. Каталог // НЛМК, Липецк. – 2009. – 42 с.
11. *Стрыгин В.В., Соболев В.А., Горлова Е.Я., Фридман Е.Я.* Интегральные многообразия сингулярно возмущенных систем и некоторые их применения // Дифференциальные уравнения. – 1985. – Т. XXI, № 10. – С. 1723–1726.
12. *Ming-Shi Huang, Po-Yi Yeh, U-Ting Yeh, Meng-Gu Huang.* Digital-Controlled Single-Phase Transformer-Based Inverter for Non-Linear Load Applications // IEEE Transactions On Industrial Informatics, Vol. 9, No. 2, May 2013. – P. 1084–1093.
13. *Naidu D.S., Sen S.* Singular perturbation method for the transient analysis of a transformer // Electric Power Systems Research. – 1982. – Vol. 5, Iss. 4. – P. 307–313.
14. *Ramesh R., A. John Dhanaseely, R. Malar,* Design of Single phase inverter using PID controller For nonlinear load application // International Journal of Innovative Research in Technology & Science, Volume-2 Issue-5: Published On September 30, 2014. – P. 55–60.

УДК 621.314.58

Т.В. Мысак, канд. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03057, Украина

Формирование синусоидального выходного напряжения источника питания с нелинейным выходным трансформатором

Объектом исследования является источник синусоидального напряжения, который состоит из мостового преобразователя частоты с ШИМ, выходным LC-фильтром и однофазным нелинейным выходным трансформатором с конденсатором на выходе. Получено математическое описание нелинейной сингулярно возмущенной системы дифференциальных уравнений, для которой проведена редукция. Нелинейность приведена к виду, который позволил выполнить синтез закона управления с использованием метода функций Ляпунова. Представлены результаты моделирования, проведенного с учетом ограничений, влияющих на возможность технической реализации полученного закона управления. Библ. 14, рис. 6.

Ключевые слова: преобразователь частоты, выходной LC-фильтр, нелинейный однофазный трансформатор, сингулярно возмущенная система, метод функций Ляпунова.

T.V. Mysak

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine

The formation of the sinusoidal output voltage of the power supply unit with an nonlinear output transformer

The object of study is the sinusoidal voltage source that is composed of a PWM frequency converter with an output LC-filter and single-phase nonlinear output transformer. The mathematical description of nonlinear singularly perturbed system of differential equations for which the reduction has been performed. The nonlinearity is given to the form, which the synthesis control law using the method of Lyapunov functions will perform. The simulation results carried out within the limitations affecting the possibility of technical implementation of the resulting control law are presented. References 14, figures 6.

Key words: frequency converter, output LC-filter, one phase nonlinear transformer, singular perturbed system, Lyapunov functions method.

Надійшла 10.03.2017

Received 10.03.2017

УДК 621.314

УСТРОЙСТВА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ НА ОСНОВЕ РЕКОНФИГУРАЦИИ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ СТРУКТУР

В.И. Зозулев, канд. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03057 Украина
e-mail: dep8ied.org.ua

Представлена задача исходного выбора эффективных устройств преобразовательной техники согласно предлагаемому методу реконфигурации распределенных структур. Приведен анализ на оценочном уровне соответствующих схем элементов, узлов и устройств, установлены их преимущества в сравнении с известными аналогами касательно основных показателей и функциональных характеристик. Изложен метод синтеза и оптимизации реконфигурированных распределенных структур устройств преобразовательной техники. Библиограф. 12, рис. 16.

Ключевые слова: магнитно-полупроводниковые импульсные устройства, реконфигурация, распределенные структуры, оптимизация целевых функций.

Введение. Высокие требования к современным устройствам силовой преобразовательной техники (ПТ) определяют необходимость новых подходов к синтезу оптимальной топологии их структур. Это предполагает выбор потенциально эффективных устройств ПТ с заметно улучшенными их основными показателями.

Поиск существующих материалов по данному направлению показывает, что известны «распределенные системы электропитания» [6], которые характеризуются как результативный подход. Проблемы электроэнергетических систем все больше оптимизируются на основе реконфигурации распределенной электрической сети [9]. В работе [6] показана эффективность распределенных систем и их составляющих, обладающих возможностью «автоматической адаптации». Проблемам «адаптации» в классических системах автоматического управления уделено достаточно внимания. Однако относительно «автоматической адаптации» как средства оптимизации силовой части устройств ПТ, не выявлено определенной цели теории и методов создания такой «адаптации». Последнее определяет актуальность разработки специализированного метода детерминированной «автоматической адаптации» устройств ПТ к заданным условиям их эффективного функционирования. Такой метод определился при объединении подходов распределения структур и их реконфигурации при условии, что эти реконфигурируемые структуры должны «автоматически адаптироваться» таким образом, чтобы полученный результат был лучшим по сравнению с исходными структурами элементов, узлов и устройств ПТ в целом.

Целью работы является обоснование метода исходного выбора устройств преобразовательной техники, основанного на реконфигурации распределенных структур устройств для улучшения их основных показателей и функциональных характеристик.

В статье представлены реконфигурированные элементы, узлы и устройства преобразовательной техники, на примерах которых сравниваются их преимущества с известными аналогами.

Реконфигурация регулирующих органов и ключей

А. Адаптируемый линейный стабилизатор напряжения (ЛСН) – рис. 1, [3]. Реконфигурация классического ЛСН заключается в распределении одного регулирующего органа на два – VT1 и VT2, подключенных к напряжениям U_1 и U_2 . «Автоматическая адаптация» транзисторов VT1, VT2 направлена на достижение наименьшего падения напряжения на поочередно работающих VT1, VT2 в зависимости от значений напряжений U_1

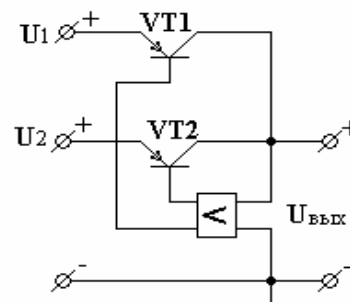


Рис. 1

и U_2 . Таким образом, при типовых отклонениях напряжения сети выигрыш в КПД адаптируемого ЛСН достигает 20...30 %.

Б. Комплементарные транзисторные ключи с низким падением напряжения. Принцип реконфигурации схемы ЛСН (рис. 1) использован для повышения энергодинамических характеристик комплементарных транзисторов. На рис. 2 представлена реконфигурированная макромодель *IGBT*-транзистора [7] с дополнительно введенными в нее элементами. Здесь разделенный исток (И) *n*-канального полевого транзистора разъединен от эмиттера Э ключа (коллектора VT1). В исходном варианте эти электроды соединены. При этом падение

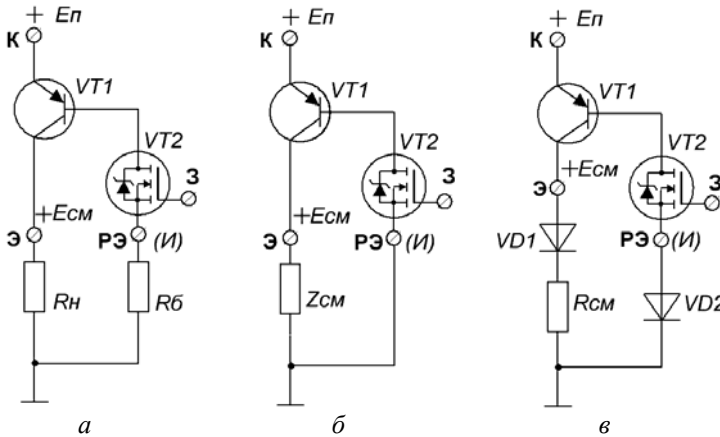


Рис. 2

напряжения на открытом ключе $\Delta U_{кз} (VT1) = \Delta U_{эб} (VT1) + \Delta U_{си} (VT2)$. При включении нагрузки R_n , как показано на рис. 2 а, и при соответствующих значениях тока базы VT1 и сопротивления R_6 созданное напряжение смещения $E_{см}$ на эмиттере Э ключа смещает потенциал его электрода РЭ, а по отношению к эмиттеру Э – в соотношении $E_{см} \geq \Delta U_{си} (VT2)$. В результате чего значение падения напряжения на реконфигурированном ключе и исходном аналоге запишется как $\Delta U_{кз}^P$

$(VT1) \approx \Delta U_{кз}^И (VT1) - \Delta U_{си}^И (VT2)$. Ключ (рис. 2 а) максимально эффективный при использовании его в сильноточных низковольтных устройствах, когда потери энергии в резисторе R_6 минимальны, а затраты энергии на $E_{см}$ используются в нагрузке. Согласно экспериментальным данным для этого ключа

$$\Delta U_{кз}^P (VT1) = (0,30 \dots 0,4) \Delta U_{кз}^И (VT1). \quad (1)$$

Для создания напряжения $E_{см}$ в схеме ключа рис. 2 б введено комплексное сопротивление $Z_{см}$, состоящее из последовательно соединенных резистора $R_{см}$ и дросселя насыщения $L_{см}^S$. Здесь экспериментально достигается соотношение (1), однако на элементе $Z_{см}$ имеются потери энергии, которые совместно с потерями на VT1 примерно соответствуют потерям на исходном ключе. Но при этом с помощью дросселя $L_{см}^S$ дополнительно снижаются динамические потери в данном ключе в сравнении с исходным. Для создания напряжения $E_{см}$ также вводятся силовой диод VD1 с резистором $R_{см}$ и слаботочный диод VD2, как показано на рис. 2 в. Такой вариант реконфигурации ключа заметно выгодный, если необходимо блокировать ключ от обратного напряжения. Соотношение падения напряжения на данном ключе в сравнении с исходным аналогом, состоящим из последовательно соединенных исходного ключа и силового диода, составляет

$$\Delta U_{кз}^P [VT1 + VD1]^P \approx (0,5 \dots 0,7) \Delta U_{кз}^И. \quad (2)$$

Аналогично схемам рис. 2 реконфигурируются комплементарные транзисторы Дарлингтона [5], в которых вместо *n*-канального полевого транзистора VT2 (рис. 2) вводится биполярный транзистор типа *n-p-n*. Такие составные ключи обладают теми же преимуществами в сравнении с их исходным аналогом.

Предполагается, что в интегральном исполнении транзисторы *IGBT*-РЭ (рис. 2 а, б), *IGBT*-VTD (рис. 2 в) и соответственно комплементарные транзисторы Дарлингтона КТД-РЭ, КТД-VTD при их использовании в различных устройствах ПТ должны заметно улучшить энергетические характеристики и другие связанные с ними показатели этих устройств.

В. Транзисторный ключ с полным тиристорным управлением. На рис. 3 представлена реконфигурированная модель тиристора [1] с дополнительно введенными в нее элементами. Принципиальными в изменении исходной модели тиристора являются разделе-

ние стока силового транзистора VT1 и эмиттера VT2, введение диода VD2, источника U_{srv} и обеспечение работы VT2 в слаботочной низковольтной цепи. Резисторы введены как необходимые элементы работы макетной модели предлагаемого ключа. Ключ работает регенеративно как тиристор. При подаче сигнала включения U_{on} отпирается VT1, что позволяет включиться VT2 при его питании от U_{srv} и поддерживать во включенном состоянии VT1 при снятии с него сигнала U_{on} . Ключ запирается при подаче на него выключающего сигнала U_{off} или при смене полярности источника U_{in} . Такой ключ определен как VTS. В два других варианта ключа VTS вместо IGBT-транзистора (VT1, рис. 3) вводятся силовые n -канальный полевой транзистор и биполярный типа $n-p-n$, то есть соответственно VTS-IGBT; VTS-МОП; VTS-БТ. Эти ключи обладают следующими преимуществами в сравнении с исходными аналогами – тиристорами и GTO-тиристорами:

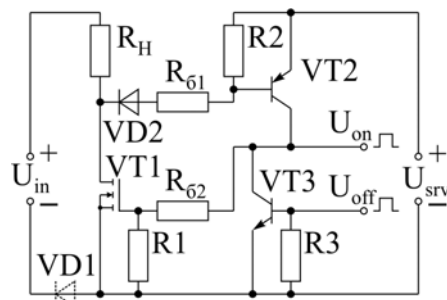


Рис. 3

- меньшим падением напряжения в открытом состоянии, поскольку силовой ток протекает только через один транзистор и существенно снижается падение напряжения при использовании с качестве силового рассмотренных транзисторов IGBT-РЭ, IGBT-VTD, КТД-РЭ, КТД-VTD;

- управлением слабыми короткими импульсами на включение и выключение с возможностью самозапираания ключа при появлении обратного напряжения;

- заметно меньшим током удержания ключа;

- возможностью применения силовых IGBT- и МОП-транзисторов, что в исходных аналогах принципиально невозможно. Это дополнительно повышает частотные и коммутационные свойства данного ключа.

Г. Составные магнитные и магнитно-полупроводниковые ключи. На рис. 4 и 5 показаны соответственно составной магнитный (М-ключ) и магнитно-полупроводниковый (МП-ключ) ключи. Реконфигурация схем этих ключей заключается в том, что к дросселям насыщения L_k дополнительно вводятся в его отделенную обмотку W_y соответственно управляющие дроссель насыщения L_{ky} и ключ S : управляемый ПП-ключ или диод. Это дает возможность с помощью элементов L_{ky} и S улучшить и расширить коммутационные свойства этих ключей в сравнении с исходным дросселем насыщения. Имеется также ряд подобных по их принципу построения М- и МП-ключей, имеющих свои преимущества перед исходными аналогами.

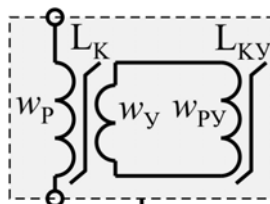


Рис. 4

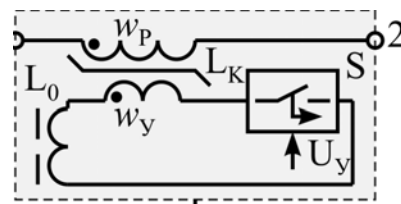


Рис. 5

Рассмотрим только две схемы применения МП-ключей, как наиболее важных для МПГ-импульсов [1], приведенных на рис. 6, 7. В первой схеме осуществляется L -обрыв тока при перезаряде емкости C_H с помощью SOS-диода VD. Во второй схеме формируется цуг наносекундных импульсов на выходе генератора – комбинированно и при поочередном обрыве тока диодами SOS1...SOS3, причем при задержке включения SOS2, SOS3 соответственно дросселями L_{k2} , L_{k3} . Эти схемы работают по одному известному принципу. После заряда C_H происходит накачка SOS-диодов прямым током, а при насыщении дросселя L_{k1} энергия от C_H передается в L_{k1} благодаря обратной проводимости SOS-диодов в наносекундном диапазоне. А при обрыве тока SOS-диодами энергия от L_k сбрасывается в нагрузку одним импульсом (рис. 6) или цугом из трех импульсов (рис. 7). Схема рис. 6 имеет преимуще-

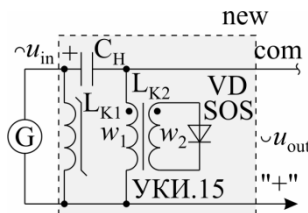


Рис. 6

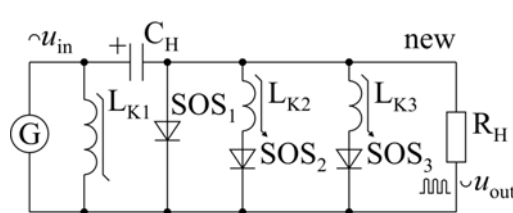


Рис. 7

ства перед исходным аналогом, т.к. появляется возможность выгодного выбора вольт-амперных параметров *SOS*-диода, а также применения ее в микросекундном диапазоне формируемых импульсов. Преимущества схемы рис. 7 заключаются в упрощенном формировании цуга импульсов, причем всех с максимально возможной крутизной фронта, что другими способами не реализуется.

Реконфигурация управляемых устройств

А. Магнитно-полупроводниковые регуляторы импульсов (МПРИ) на основе управляемых противотактных дросселей (УПД). МПРИ-1 последовательного типа (рис. 8) содержит двухобмоточный дроссель L_δ и ПП-ключ двусторонней проводимости VS.

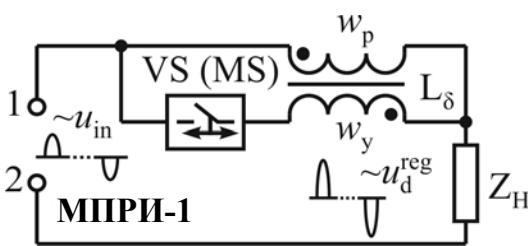


Рис. 8

Одна из обмоток L_δ является рабочей W_p , а другая, встречно включенная, – обмоткой управления W_y , что определяет дроссель противотактным [3], а вместе с ключом VS – управляемым. Если ключ VS заперт, то индуктивность дросселя максимальна L_δ^{\max} , при полностью открытом ключе – минимальна L_δ^{\min} ,

близкая к индуктивности насыщения дросселя. То есть при фазовом управлении ключом VS индуктивность дросселя L_δ изменяется в пределах от L_δ^{\max} до L_δ^{\min} , что соответствует регулированию амплитуды напряжения на нагрузке от $\sim U_n^m(\min)$ до $\sim U_n^m(\max) \approx \sim U_{in}^m(\max)$.

За исходный аналог взяты схемы регуляторов, в которых ключ VS соединяется последовательно с однообмоточным дросселем L_δ или подключается параллельно к нему [8]. Реконфигурация заключается в создании регулируемой индуктивности L_δ с помощью двух разделенных противотактных обмоток при соединении одной из них с ключом двусторонней проводимости.

МПРИ-2 (рис. 9) представляет собой модернизацию МПРИ-1 с целью регулирования амплитуды напряжения на нагрузке от $\sim U_n^m(\min) = 0$ до $\sim U_n^m(\max) \approx (0,9 \dots 0,95) \sim U_{in}^m(\max)$. При полуволне «+» $\sim U_{in}$ ток протекает через ключ VS1 и диод VD2, а при «-» $\sim U_{in}$ – через ключ VS2 и диод VS1. В обоих случаях ключ VS1 (или VS2) при запертом ключе VS2 (или VS1)

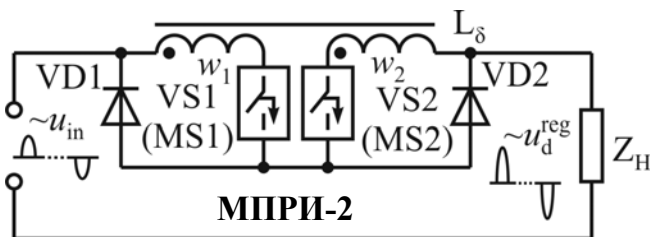


Рис. 9

работает в режиме фазового управления с балластной индуктивностью $L_\delta (W_1)$ или $L_\delta (W_2)$.

Для исключения этих индуктивностей в каждом такте $\sim U_{in}$ ключ S2 (или S1) также работает в режиме фазового управления, подзакорачивая обмотку W_2 (или W_1). То есть здесь реализована более сложная реконфигурация распределенных составляющих W_2 и W_1 , VS1 и VS2, VD1 и VD2, чтобы достичь полного регулирования $\sim U_n^m$ с помощью только двух однонаправленных ключей.

МПРИ-3 (рис. 10) функционально соответствует МПРИ-2, но он имеет четыре однонаправленных ключа VS1 ... VS4. Если все ключи открыты, то $\sim U_n^m \approx \sim U_{in}^m$, при закрытых ключах $\sim U_n^m = 0$. Промежуточные значения $\sim U_n^m$ соответствуют углам фазового управления ключами VS1, VS2 и VS3, VS4.

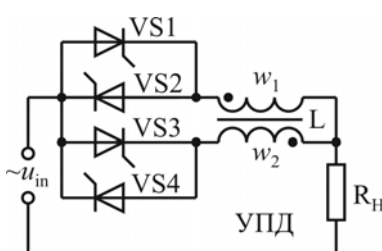


Рис. 10

По сравнению с исходными аналогами данные регуляторы имеют следующие преимущества: при $\sim U_n^m \approx \sim U_{in}^m$ рабочий ток через VS (рис. 8) меньше более чем в два раза, а при изменении соотношения между витками W_p и W_y (рис. 8) стартовое напряжение на нагрузке изменяется в пределах от $U_n^m \approx (0,9 \dots 0,1) U_{in}^m$;

полное регулирование напряжением U_n^m (рис. 9, 10) – в пределах $U_n^m = (0 \dots \approx U_{in}^m)$, причем с помощью только двух однонаправленных ключей (рис. 9). Что принципиально невозможно для исходных аналогов.

Б. Выпрямитель Латура-Греца с времяимпульсным управлением (рис. 11). В зависимости от соотношения емкостей $C1$, $C2$ и $C3$ напряжение на нагрузке R_n может быть в пределах $U_n \approx 1,0 \dots 1,8U_n$ (Греца). Это соотношение емкостей может быть задано (вместо VS-переключателя) или путем дозированного подзаряда $C1$, $C2$ в каждом такте $\sim u_{in}$ с помощью ключа VS: $U_n = U_n$ (Греца) при закрытом VS и $U_n \approx 1,8U_n$ (Греца) при полностью открытом VS. При фазовом управлении ключом VS достигается указанный диапазон изменения U_n . При этом конденсаторы $C1$ и $C2$ соответственно заряжаются через индуктивности $L(\omega_1)$ и $L(\omega_2)$, а оба конденсатора разряжаются через УПД с индуктивностью $L \approx 0$. Здесь реконфигурация касается УПД (L), конденсаторов $C1$, $C2$ и их связи с выпрямителем через ключ двусторонней проводимости VS. Такой выпрямитель важно иметь в устройствах ПТ, особенно в схеме магнитно-полупроводниковых генераторов импульсов (МПГИ), чтобы сразу получить повышенное выпрямленное и регулируемое напряжение. Также выпрямитель Латура-Греца имеет еще два варианта при одно- и трехфазной сети его электропитания, а в сочетании с УПД – несколько проектных вариантов, в которых уменьшаются пульсации выходного напряжения и улучшается форма потребляемого тока от сети.

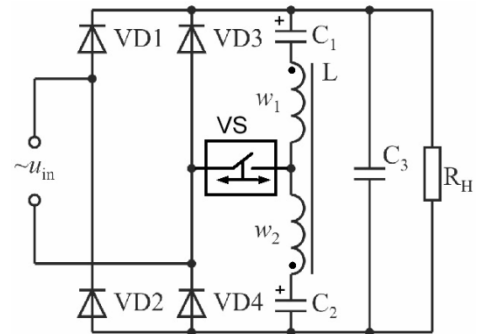


Рис. 11

В. Зарядно-накопительный узел (ЗНУ) с времяимпульсным управлением (рис. 12).

При открытом ключе VS1 конденсатор $C2$ заряжается непосредственно, а конденсатор $C1$ – через последующие за ним шунтирующий диод третьего ключа, ограничивающий дроссель и первичную обмотку трансформатора, который при длительном заряде $C1$ насыщается. Поэтому напряжение $U_{C1}^m \approx U_{C2}^m$. После заряда $C1$ и $C2$ ключ VS1 запирается. Затем конденсатор $C2$ перезаряжается с помощью ключа VS2 через обмотку w_2 дросселя L_0 . В результате напряжение $U_{ЗНУ}^m$ на выходе ЗНУ удваивается. Если конденсатор $C2$ не перезаряжается, то первый импульс не формируется. Таким образом, изменяя инверсное напряжение $+U_{C2}^m$

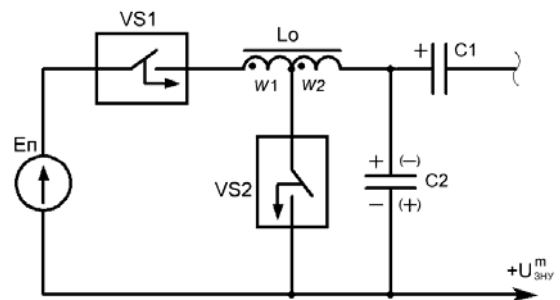


Рис. 12

конденсатора $C2$, реализуется времяимпульсное управление напряжением $U_{ЗНУ}^m$. В ЗНУ емкости $C1$, $C2$ распределены на продольную $C1$ и поперечную $C2$ и реконфигурированы, как показано на рис. 12. В связи с чем данный ЗНУ в сравнении с исходным аналогом обладает преимуществами: удвоением напряжения, что позволяет уменьшить емкости $C1$, $C2$, коэффициент трансформации трансформатора, длительность первого импульса МПГИ, а также управлять в широких пределах выходным напряжением ЗНУ.

Г. Магнитно-полупроводниковый инвертор компрессионных импульсов с комбинированным управлением (рис. 13). При такте "1" отпирается ключа S1 одновременно отпирается ключ S2, а ключ S3 остается запертым. Это создает условия ускоренной компенсации магнитных потоков в сердечнике L_{k1} . Вследствие чего индуктивности L'_{k1} и L''_{k1} становятся соизмеримыми с

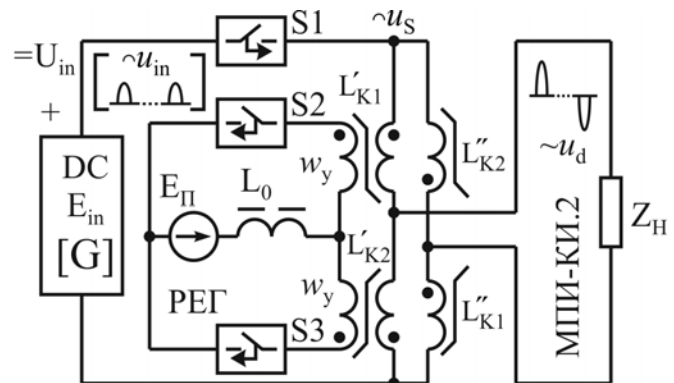


Рис. 13

индуктивностями их насыщения $L'_{K1}(\mu) \approx L'_{K1}(S)$, $L''_{K1} \approx L''_{K1}(S)$. А дроссель L_{K2} при такте 1 переманчивается и индуктивности $L'_{K2}(\mu) = L'_{K2}(S) \gg L'_{K1}(S)$, $L''_{K2} \approx L''_{K2}(\mu) \gg L''_{K1}(S)$. При этом ток от первого импульса $\cap u_{s1}("1")$ протекает по цепи $L'_{K1}("1") \rightarrow Z_H \rightarrow L''_{K1}("1")$, формируя на Z_H положительный импульс $\cap u_d$, спад которого определяется моментом запираания ключа $S1$. А ключ $S2$ остается включенным до окончания формирования импульса в такте "2", восстанавливая при этом исходное магнитное состояние дросселя L_{K1} . При такте "2", следующего с определенной скважностью после импульса $\cap u_d$, вместе с ключом $S1$ отпирается ключ $S3$. Аналогично такту "1" индуктивности $L'_{K2}("2")$ и $L''_{K2}("2")$ проводят ток от второго импульса $\cup u_{s1}("2")$, формируя на Z_H отрицательный импульс $\cup u_d("2")$. Индуктивности $L'_{K1}("2")$, $L''_{K1}("2")$ переманчиваются до восстановления их исходного магнитного состояния. В данном инверторе цепь подмагничивания дросселей L_{K1} , L_{K2} распределена на две и реконфигурирована вместе с L -мостом, состоящим из L_{K1} , L_{K2} , чтобы использовать физические свойства противотактности и подмагничивания дросселей L_{K1} , L_{K2} с целью формирования биполярных импульсов из униполярных. В связи с чем такой инвертор обладает следующими преимуществами в сравнении с исходным аналогом: наличием только одного силового ПП-ключа $S1$; формированием одновременно компрессионных биполярных импульсов, если после $S1$ включить параллельно L -мосту конденсатор; возможностью управления амплитудой импульсов; дополнительной гальванической развязкой нагрузки и изменения уровня напряжения биполярных импульсов при замене дросселей насыщения на трансформаторы насыщения [1].

Д. Магнитно-полупроводниковый униполяризатор биполярных импульсов с комбинированным управлением (рис. 14). В режиме подмагничивания ключ S постоянно открыт. Тогда согласно представленной фазировке при поступлении на L -мост (плечи L'_{K1} , L''_{K1} , L'_{K2} , L''_{K2}) положительного входного импульса $\cap u_{in}$ дроссель L_{K2} ускоренно насыщается, а дроссель L_{K1} намагничивается. При поступлении на L -мост отрицательного входного импульса $\cup u_{in}$, наоборот, дроссель L_{K1} ускоренно насыщается, а дроссель L_{K2} намагничивается. Так как $L'_{K1}(\mu) = L''_{K1}(\mu) \gg L'_{K2}(S) = L''_{K2}(S)$ при $\cap u_{in}$, а $L'_{K2}(\mu) = L''_{K2}(\mu) \gg L'_{K1}(S) = L''_{K1}(S)$ при $\cup u_{in}$, то на нагрузке формируются соответственно отрицательные униполярные импульсы $\cap u_d$ ($\cap u_{in}$) и $\cup u_d$ ($\cup u_{in}$). В противотактном режиме ключ S отпирается одновременно с приходом биполярных импульсов $\cap u_{in}$ и $\cup u_{in}$. Запирается ключ S после передачи энергии импульсов $\cap u_{in}$ и $\cup u_{in}$ в нагрузку Z_H сразу или с некоторой паузой, необходимой для восстановления исходного магнитного состояния токопроводящих плеч L -моста (L'_{K1} , L''_{K1} , L'_{K2} , L''_{K2}). Данный мост в противотактном режиме работает аналогично L -мосту инвертора (рис. 13), но формируя при этом положительные униполярные импульсы $\cap u_d$ ($\cap u_{in}$) и $\cup u_d$ ($\cup u_{in}$). Реконфигурация распределенных элементов униполяризатора также аналогична рассмотренной (рис. 13). Этот униполяризатор обладает следующими преимуществами перед функциональными исходными аналогами: "выпрямлением" биполярных микро- и наносекундных импульсов без применения ПП-ключей; выбором оптимальных режимов "выпрямления" импульсов – с подмагничиванием дросселей или с использованием их противотактных свойств, или совмещением этих способов управления дросселями; возможностью изменения параметров "выпрямленных" импульсов и их полярности; возможностью комбинированного "выпрямления"; импульсов с помощью М-ключей (L -моста) и ПП-ключей, включенных последовательно с нагрузкой – диодов VD или/и транзисторов VT , что более выгодно в сравнении с вариантом $4VD$. Последнее вместе с инверто-

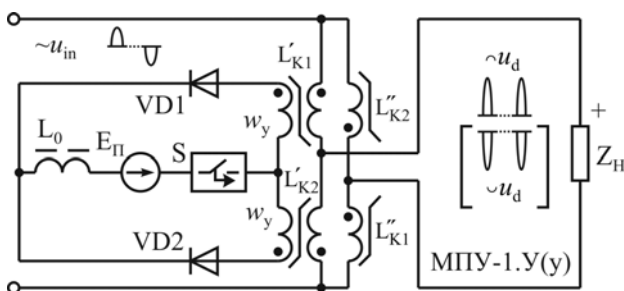


Рис. 14

вместением этих способов управления дросселями; возможностью изменения параметров "выпрямленных" импульсов и их полярности; возможностью комбинированного "выпрямления"; импульсов с помощью М-ключей (L -моста) и ПП-ключей, включенных последовательно с нагрузкой – диодов VD или/и транзисторов VT , что более выгодно в сравнении с вариантом $4VD$. Последнее вместе с инверто-

ром (рис. 13) предопределило ряд других решений, представленных новым сегментом устройств ПТ как магнитно-полупроводниковых преобразователей импульсов (МППИ) [1].

Способы реконфигурированного изменения параметров и устройства их реализации

Это реконфигурация узлов ПТ, определяющая заданное (регулятивное) изменение их параметров при смежном взаимодействии этих узлов или/и с дополнительно введенными распределенными элементами или узлами.

А. Магнитно-полупроводниковый генератор импульсов барьерного разряда [10].

Здесь выход МПГ-импульсов, нагруженного на разрядную камеру (РК) озонирования воды, зашунтирован управляемым МП-ключом. После основного импульса от МПГИ в РК остается ее барьерная емкость C_6 , которая в исходном аналоге потактно разряжалась на резистор, снижая энергоэффективность РК. В данном МПГИ шунтирующий МП-ключ регулятивно разряжает C_6 на РК. В результате выработка озона в РК увеличивается на 20...50 %.

Б. МПГИ с перекрытием спада и фронта смежных импульсов [12]. В таком МПГИ регулятивно устанавливается общее время для спада и фронта смежных импульсов. Это заметно увеличивает коэффициент компрессии импульсов и является основным способом согласования МПГИ с низкоомной нагрузкой.

В. Совмещение функций в узлах:

индуктивного зарядно-накопительного узла (ЗНУ) [1], в котором коммутирующий ключ является одновременно разрядным ключом последующего узла компрессии импульсов (УКИ), по сравнению с исходной структурой, содержащей ключи в ЗНУ и УКИ, экономится один ключ;

МПГ-импульсов с первым продольным накопительным конденсатором C_n [12], который в отличие от исходного аналога выполняет функции накопления энергии, восстановления магнитного состояния трансформатора и дросселей УКИ, что в целом способствует разгрузке по току разрядного ключа;

МПГ-импульсов с L -выпрямлением импульсов [11], в котором при выполнении основной функции – униполяризации импульсов – в отличие от исходного аналога осуществляются также функции компрессии импульсов и управление их параметрами.

В качестве примера реконфигурированного устройства на рис. 15 представлен магнитно-полупроводниковый генератор высоковольтных наносекундных импульсов. Он предназначен для возбуждения лазера на парах меди и при определенном масштабировании по мощности, напряжению выходных импульсов и частоте их следования, может быть использован для технологий озонирования воды и для обработки других сред. Здесь на входе установлен выпрямитель Латура-Греца (рис. 11), в котором напряжение схемы Греца умножается в пределах $\approx 1,5 \dots 1,8$ раз, а при необходимости его регулирования между точками 1 и 2 устанавливается ключ с двусторонней проводимостью. При заряде конденсатора C_4 одновременно восстанавливается магнитное состояние дросселей L_2 , L_3 и трансформатора T , а также заряжается конденсатор C_3 . После перезаряда конденсатора C_3 с помощью ключа VS_2 напряжение на C_4 , C_3 снова практически удваивается. Далее формируются компрессионные импульсы с помощью М-ключей L_2 и L_3 , на обмотку w_1 трансформатора T поступает им-

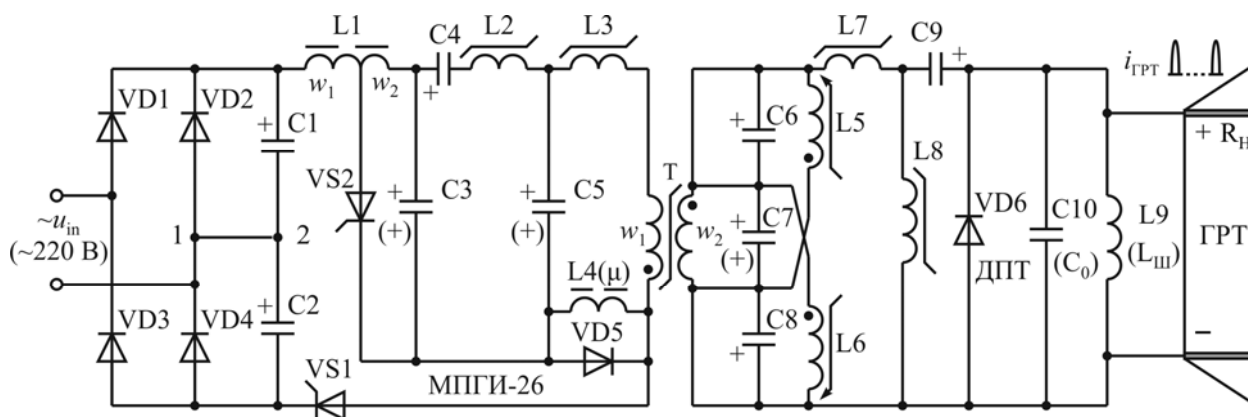


Рис. 15

пульс с напряжением амплитуды $\approx 1,0 \dots 1,1$ кВ с длительностью $\approx 1,5 \dots 1,8$ μ S. Согласно таким решениям в первичной цепи МПГ-импульсов совместно со схемой утроения напряжения на выходе трансформатора T получены следующие преимущества: выбрана оптимальная длительность формирования трансформатором T импульсов и снижен его коэффициент трансформации с 20 до 4...6; обеспечено перемагничивание дросселей $L2$, $L3$ и максимально разгружен по току ключ $VS2$, а также в процессах умножения напряжения выявлено, как описано выше (рис. 11), времяимпульсное регулирование напряжения на фильтре выпрямителя (на конденсаторах $C1$, $C2$) и напряжения на первых накопительных конденсаторах $C3$, $C4$. Последнее является более значительным, так как есть возможность регулировать (стабилизировать) напряжение выходных импульсов генератора (рис. 12) и, скорее всего, решить задачу сброса в сеть неиспользованной энергии в нагрузке.

Выходной узел компрессии импульсов генератора (элементы $L8$, $C9$) содержит $VD6$ – функциональный аналог SOS -диодов, с помощью которого при обрыве его обратного тока формируются дополнительно увеличенные по напряжению импульсы с максимально возможной крутизной фронта. Этот узел при необходимости может быть заменен на узел (рис. 7), формирующий цуг из трех компрессионных импульсов, что согласно [2] в несколько раз повышает КПД лазеров на парах металлов.

Общие свойства и характеристики.

Применительно к рассмотренным элементам, узлам и устройствам ПТ можно выделить общие для них свойства, характеризующие их как синтезированные на основе реконфигурации распределенных структур, то есть объектов РРС:

1) они имеют, по крайней мере, два исполнительных органа со связанными с ними электрическими цепями;

2) электрические цепи в сравнении с исходным аналогом являются распределенными на не менее чем две цепи – на две силовые или на силовую и управляющую цепь. В целом эти цепи являются структурными или структурами объектов РРС;

3) структурам на этапе синтеза задается детерминированный алгоритм их взаимодействия: параметрически или/и при воздействии внешнего управления;

4) помимо не менее чем двух структур в объекте РРС есть внешний узел или параметр одной из структур, которые определяют (задают) алгоритм взаимодействия структур, обеспечивающий достижение лучшего результата по выбранной целевой функции по сравнению с исходным аналогом. Этот узел или параметр можно принять как факториал алгоритма структур (ФАС) объектов РРС. Как видно, параллельное, последовательное или другие соединения структур без ФАС не могут быть объектами РРС;

5) в итоге формализованная топология объекта РРС, например, для рис. 1 имеет вид, показанный на рис. 16. В данном случае ФАС соответствует $\Delta U = U_1 - U_2$. Для других рассмотренных объектов РРС топология соединения структур и ФАС может быть иная. Но построение топологии РРС должно быть адекватным форме основной целевой функции. Для этого предлагаются следующие правила реконфигурации распределенных структур:

П1 – *распределения*: анализируемая структура исходного объекта должна быть распределена на не менее чем две производных структуры;

П2 – *приоритетности*: распределенные структуры должны иметь ранги приоритетности в обработке целевой функции;

П3 – *алгоритма структур*: распределенные структуры должны быть объединены с помощью ФАС в виде внешнего узла или параметра одной из структур;

П4 – *реконфигурации*: распределенные структуры совместно с ФАС должны быть

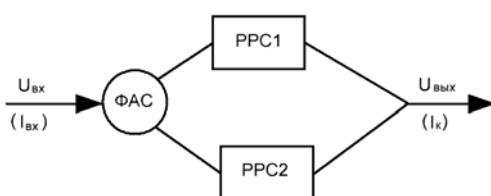


Рис. 16

синтезированы в виде отдельного элемента или/и узла, или/и устройства, которые должны быть адекватными выбранной целевой функции;

П5 – *эквивалентности*: выходные параметры синтезированного элемента, узла, устройства должны быть эквивалентны выходным параметрам исходного

объекта или улучшенными, а внутренние параметры или/и характеристики должны быть безусловно улучшены согласно выбранным целевым функциям.

Изложенное базируется на качественных и эвристических оценках реконфигурированных устройств ПТ и является исходным для дальнейшей разработки основ теории их оптимальной реконфигурации. Для данного этапа оптимизации РРС составлены следующие формы целевых функций:

повышения КПД

$$\Phi_{\eta} = \sum \Delta U(PPC_n) + \sum \Delta U(\Phi AC_m) \rightarrow \max \gg \sum \Delta U(\text{ИА}), \quad (3)$$

где ИА – исходный аналог. Показатель Φ_{η} является основным для рассмотренных РРС. Но часто помимо повышения КПД объектов реконфигурации одновременно улучшаются другие основные параметры и характеристики этих объектов: энергодинамические – Φ_w ; массогабаритные – Φ_m ; надежностные – Φ_j ; ценовые – Φ_c и функциональные – Φ_{fn} ;

улучшения суммарных показателей

$$\Phi_{\Sigma} = f(k_1 \Phi_{\eta}, k_2 \Phi_w, k_3 \Phi_m, k_4 \Phi_j, k_5 \Phi_c, k_6 \Phi_{fn}), \quad (4)$$

где $k_1 \dots k_6$ – весовые коэффициенты, предназначенные для объединения в составе Φ_{Σ} несопоставимых зависимостей.

Анализ выражений (3) и (4) показывает, что оптимизация функции Φ_{η} вполне возможна с помощью традиционных методов. Функции Φ_{η} в сочетании с одной из функций с коэффициентами $k_2 \dots k_6$ выражения (4) приемлемо возможны на основе нечетного определения самого понятия *оптимальный* [6], когда каждая пара зависимостей их параметров подлежит безразмерному нормированию. В результате эти функции становятся *однотипными*, принимают значения от 0 до 1 и сводятся к одной аддитивной функции с дальнейшим поиском ее минимума [6]. Функция Φ_{η} в сочетании с несколькими дополнительными функциями выражения (4), а тем более со всеми этими функциями является достаточно сложной для ее оптимизации. Известные решения этой проблемы в большинстве базируются на эвристических методах и методах искусственного интеллекта. Оптимизация функции Φ_{Σ} с помощью этих методов относится к задачам достаточно высокой вычислительной сложности.

Постановочно предлагается менее сложный проектный метод, основная идея которого заключается в установлении ранговой значимости функций выражения (4) с последующим их бинарным сравнением в виде однотипных аддитивных функций [1] с функцией 1-го ранга. Затем бинарные аддитивные функции порангово и бинарно сравниваются между собой вплоть до получения конечной аддитивной функции Φ_{Σ}^a . Выбор количества функций из числа $k_1 \dots k_6$ и их бинарное сопоставление могут варьироваться в зависимости от конкретных условий. Главное, чтобы соотношение между оптимизированными значениями суммарных аддитивных функций реконфигурированных распределенных структур и структуры исходного аналога соответствовало выражению

$$\Phi_{\Sigma}^a(\text{РРС}) > \Phi_{\Sigma}^a(\text{ИА}). \quad (5)$$

Предполагается, что дальнейшая разработка предложенного метода даст возможность упрощенно и вариантно оценить эффективность устройств ПТ на основе РРС в пределах уровней их оптимизации – от одно- и двухфакторной целевой функций до многофакторной.

Выводы. Выявлено отличительное функционирование полупроводниковых (ПП), магнитных (М) и магнитно-полупроводниковых (МП) ключей: транзисторных – в режиме полностью управляемого тиристора и с низким падением напряжения; магнитных – как составных М-ключей; магнитно-полупроводниковых – как приоритетных МП-ключей для L -выпрямления, преобразования импульсов, $L.SOS$ -обрыва тока и $L.SOS$ -формирования цугов импульсов. Определены новые способы реконфигурируемого управления: *временнымпульсного* – в выпрямителях Латура-Греца, в зарядно-накопительных узлах МП-генераторов импульсов; *параметрического* – в генераторе барьерного разряда, ПП-ключах, смежных узлах компрессии импульсов; на основе комбинированного сочетания противотактных свойств двух-

обмоточного дросселя и его подмагничивания, реализованного в инверторе компрессионных импульсов и в униполяризаторе биполярных импульсов. Постановочно сформулирован упрощенный подход к дальнейшей оптимизации реконфигурированных распределенных структур. Согласно этому подходу устанавливается ранговая значимость основных целевых функций с последующим их бинарным сравнением в виде однотипных функций со значением от 0 до 1 и сводится к одной аддитивной функции с дальнейшим поиском ее минимума. Показано на конкретных примерах, что путем оптимизированной реконфигурации распределенных структур устройств ПТ заметно улучшаются их основные показатели и характеристики.

1. Волков И.В., Зозулев В.И., Шолох Д.А. Магнитополупроводниковые устройства преобразовательной техники. – К.: Наук. думка, 2016. – 230 с.
2. Герасимов В.А., Герасимов В.В. Исследование лазера на парах меди при накачке цугами затухающих синусоидальных импульсов возбуждения // Журн. техн. физики. – 2011. Т.81. – Вып. 1. – С. 153–156.
3. Голубев В.В. Импульсное преобразование переменного напряжения. – К.: Наук. думка, 2014. – 248 с.
4. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. – 650 с.
5. Зозулев В.И., Инякин И.А. К анализу ВИП с адаптируемым линейным стабилизатором // Проблемы преобразовательной техники, 4.11. – Киев: ИЭД АН УССР. –1979. – С. 166–169.
6. Ирвинг М. Готлиб. Источники питания. Инверторы. Конверторы. Линейные и импульсные стабилизаторы / Пер. с англ. – М.: Постмаркет, 2002. – 544 с.
7. Кобзев А.В., Михальченко Г.Я., Музыченко Н.М. Модуляционные источники питания РЭА. – Томск: Радио и связь, 1990. – 336 с.
8. Составной транзистор, схема Дарлингтона, Шиклаи. Расчет, применение: <http://gyrator.ru/circuitry-composite-transistor>.
9. Циганенко Б.В. оптимальна реконфігурація розподільної електричної мережі // Техн. електродинаміка. – 2016. – № 5 – С. 55–57.
10. Zozulev V.I., Sholokh D.O., Kobylchak V.V., Khristo A.I. New aspects of magnetic-pulls semiconductor devices improvement // 2016 IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems. – № 15. – P. 210–215.
11. Пат. 51753 Україна, МПК НОЗК7/00. Магнітно-напівпровідниковий генератор з дросельним вузлом формування двотактних однополярних імпульсів / І.В. Волков, В.І. Зозульов, О.Л. Шиманський, О.Д. Шолох. – Опубл. 26.07. 2013, Бюл. № 14.
12. Пат. 95398 Україна, МПК НОЗК 3/53. Генератор імпульсного бар'єрного розряду / І.В. Божко, В.І. Зозульов, В.В. Кобильчак, Д.О. Шолох.– Опубл. 25.12.2014, Бюл. № 24.

УДК 621.314

В.І. Зозульов, канд. техн. наук
 Інститут електродинаміки НАН України,
 пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

Пристрої перетворювальної техніки на основі реконфігурації розподільних структур

Представлено задачу початкового вибору ефективних пристроїв перетворювальної техніки згідно з пропонуванним методом реконфігурації розподільних структур. Проведено аналіз на оціночному рівні відповідних схем елементів, вузлів та пристроїв, встановлено їх переваги в порівнянні з відомими аналогами стосовно основних показників та функціональних характеристик. Викладено метод синтезу та оптимізації реконфігурованих розподільних структур перетворювальної техніки. Бібл. 12, рис. 16.

Ключові слова: магнітно-напівпровідникові імпульсні пристрої, реконфігурація, розподільні структури, оптимізація цільових функцій.

V.I. Zozulev

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
 Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

The converter devices based reconfiguration of distributed structures

The converter technology efficient initial selection according to the proposed approach of reconfigurable and distributed structures was shown. The corresponding schemes' elements, blocs and devices evaluative analysis was described, and their major benefits compared to known analogues functional parameters were established. In general terms, the synthesis design and optimisation method for the converter technology reconfigurable and distributed structures was illustrated. References 12, figures 16.

Key words: magnetic-semiconductor impulse devices, reconfiguration, distributed structures, target functions optimization.

Надійшла 10.03.2017

Received 10.03.2017

УДК 621.314

ДОСЛІДЖЕННЯ РОБОТИ ПАСИВНОГО LMC-ФІЛЬТРА ПРИ МАЛІЙ ПОТУЖНОСТІ НАВАНТАЖЕННЯ

В.М. Спірін, докт. техн. наук, **В.М. Губаревич**, канд. техн. наук, **В.Г. Гребенюк**, пров. інж.
С.В. Салко, інж., **Ю.В. Маруня**, інж.

Інститут електродинаміки НАН України,
 пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна
 e-mail: sspirin@ied.org.ua

На основі теорії планування експериментів визначено залежності коефіцієнта спотворень гармонік струму споживання у системі LMC-фільтр – однофазний мостовий випрямляч з ємнісним фільтром при малій потужності навантаження у функції від ємності фільтра і опору навантаження. Бібл. 8, рис. 5, табл. 2.

Ключові слова: потужність, навантаження, ємність фільтра, LMC-фільтр, випрямляч.

Активний коректор форми струму (АКФС) при малій потужності навантаження досліджено у роботі [6]. Внаслідок цього з'явилась можливість оцінити динаміку зміни залежності $THDi$ від опору навантаження, ємності фільтра, які впливають на електромагнітний стан у системі. Оскільки останнім часом для поліпшення якості параметрів електричної енергії широко використовують гібридні фільтри, доцільно також дослідити пасивний LMC-фільтр [1–3]. Для цього на основі теорії планування експериментів на однофазному макеті системи LMC-фільтр – випрямляч – активно-ємнісне навантаження ($C_{\phi} - R_n$) (рис. 1) проведено низку експериментів при малій потужності навантаження з представленням отриманих результатів у вигляді математичної моделі.

Таким чином, згідно з [4, 5] функцією мети є коефіцієнт гармонік струму $THDi$, а в якості факторів обрані X_1 – ємність фільтра на виході випрямляча, X_2 – активний опір навантаження. Інтервали варіювання незалежних змінних X_1 , X_2 наведено в табл. 1.

Коефіцієнт гармонік струму $THDi$, як і в роботі [6], вимірювався приладом С.А. 8335Power & QualityAnalyser. Після операції кодування факторів з урахуванням обраних інтервалів варіювання

$$X_i = \frac{X_i - X_{i\text{ср}}}{X_{i\text{max}} - X_{i\text{ср}}} \quad (1)$$

було організовано експеримент за ортогональним планом другого порядку [7, 8].

Матрицю планування кодіваних значень факторів наведено в табл. 2, де представлено значення функції мети \widehat{THD}_1 , визначене експериментально, і $THDi$, обчислене за отриманим поліномом.

На основі реалізованого ортогонального плану другого порядку було визначено коефіцієнти поліномів кодіваних змінних за такою формулою:

$$b_i = \frac{\sum_{u=1}^9 x_{iu} \cdot Y_u}{\sum_{u=1}^9 x_{iu}^2}$$

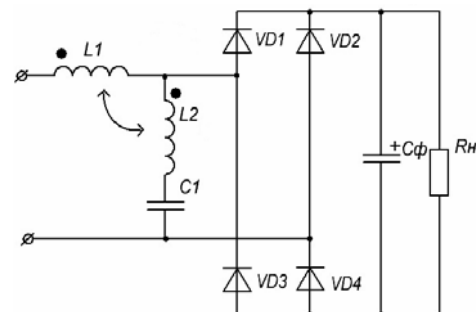


Рис. 1

Таблиця 1

Рівень варіювання	X_1 (мкФ)	X_2 (Ом)
Основний рівень	$x_{10} = 2200$	$x_{20} = 28$
Інтервал варіювання	$\Delta x_1 = 1100$	$\Delta x_2 = 15$
Верхній рівень	$x_{1\text{max}} = 3300$	$x_2 = 43$
Нижній рівень	$x_{1\text{min}} = 1140$	$x_2 = 13$

$THDi$ відповідно до даних табл. 2 представляється поліномом

$$THDi=20,07+1,02 \cdot x_1 - 0,7 \cdot x_2 - 0,45 \cdot \left(x_1^2 - \frac{2}{3}\right) - 1,8 \left(x_2^2 - \frac{2}{3}\right) - 0,3 \cdot x_1 x_2,$$

набуваючи звичайного вигляду,

$$THDi=21,57+1,02 \cdot x_1 - 0,7 \cdot x_2 - 0,45 \cdot x_1^2 - 1,8x_2^2 - 0,3 \cdot x_1 x_2. \quad (2)$$

Середнє відхилення значення \widehat{THD}_1 , від значення $THDi$ становить 2,5 %, максимальне – 2,8 % при $X_1=3300$ мкФ і $X_2=43$ Ом.

Таблиця 2

U	x_i						$Y_u, \%$	
	x_0	x_1	x_2	$x'_3 = x_1^2 - \frac{1}{2}$	$x'_4 = x_2^2 - \frac{1}{2}$	$x_1 \cdot x_2$	\widehat{THD}_1	$THDi$
1	+	-	-	1/3	1/3	+	18,7	18,7
2	+	+	-	1/3	1/3	-	21,3	21,34
3	+	-	+	1/3	1/3	-	18,1	17,9
4	+	+	+	1/3	1/3	+	19,5	19,36
5	+	-	0	1/3	-2/3	0	20,0	20,1
6	+	+	0	1/3	-2/3	0	22,1	22,14
7	+	0	-	-2/3	1/3	0	20,5	20,47
8	+	0	+	-2/3	1/3	0	18,7	19,07
9	+	0	0	-2/3	-2/3	0	21,7	21,57

Однією з переваг теорії планування експерименту є наочність отриманих результатів. У цьому можна переконатись з рис. 2, на якому зображена поверхня відгуку коефіцієнта гармонік струму $THDi$ у двофакторному просторі x_1, x_2 .

Для зручності використання отриманих результатів на практиці доцільно перейти від кодованих змінних до натуральних значень змінних згідно з формулою (1).

Після перетворення поліном (2) набуде такого вигляду:

$$THDi=11,64+3,076 \cdot 10^{-3} X_1 + 4,414 \cdot 10^{-1} X_2 - 3,72 \cdot 10^{-7} X_1^2 - 8 \cdot 10^{-3} X_2^2 - 1,818 \cdot 10^{-5} X_1 X_2.$$

На рис. 3 представлено залежності $THDi$ від опору навантаження R_n при різних значеннях ємності фільтра $C_\phi = 1100, 2200, 3300$ мкФ, з яких видно, що максимальне значення $THDi$ припадає на навантаження в 28 Ом і відхилення не перевищує 2,8 %.

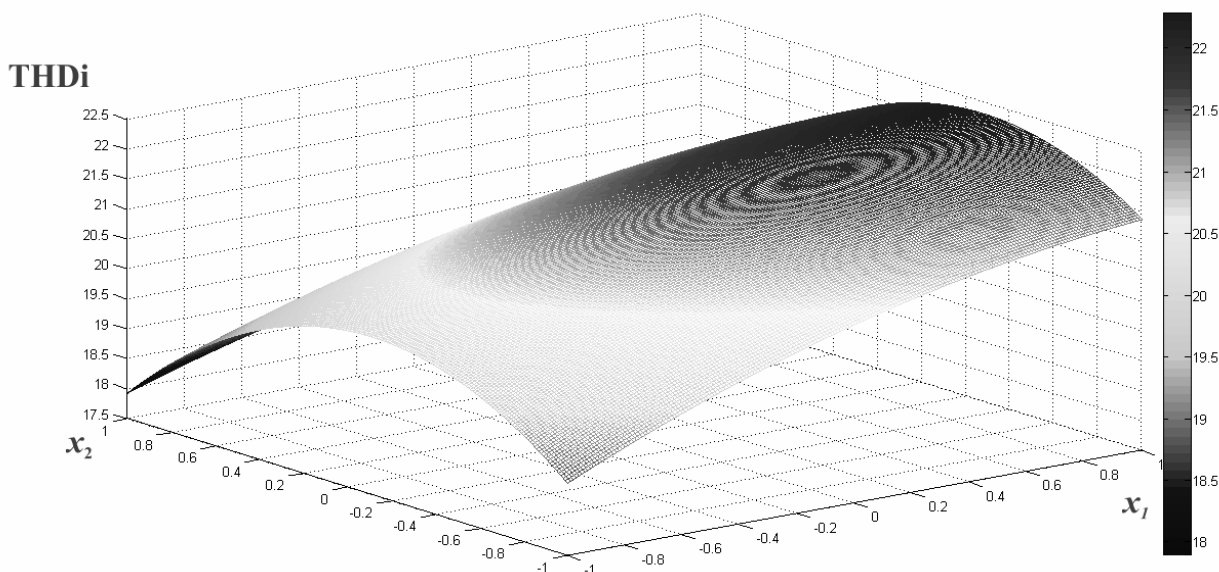


Рис. 2

На рис. 4 представлено залежності THD_i від ємності фільтра при різних значеннях опору навантаження 13, 28, 43 Ом, з яких видно, що зі збільшенням ємності фільтра збільшується THD_i при всіх значеннях опору навантаження. Ці залежності є протилежними тим, що отримані при дослідженні активного коректора форми струму ([6], рис. 6) і зображені на рис. 5.

Висновки. Проведені дослідження показали, що ЛМС-фільтр знаходиться у більш стабільному стані, ніж АКФС відносно перепадів показників THD_i від рівнів варіації розглянутих факторів, але не дає результатів поліпшення THD_i при малих потужностях навантаження до показників, які відповідають прийнятним нормам споживання електроенергії.

Тому доцільно дослідити гібридний фільтр, до складу якого входять АКФС і ЛМС-фільтр, де їх недоліки і переваги взаємно компенсуються, і таким чином можна буде досягти якості електричної енергії потрібного рівня THD_i відносно затверджених стандартів показників якості електричної енергії, що споживається від мережі живлення.

1. Губаревич В.Н., Маруня Ю.В. Однофазный широкополосный ЛМС-фильтр на входе выпрямителя с емкостной нагрузкой // Вестник НТУ "Харьковский политехнический институт". 2015. – Вып. 12 (1121). – С. 398–401.
2. Губаревич В.Н., Спирин В.М., Салко С.В. Однофазный управляемый выпрямитель с емкостным фильтром // Пр. Ин-ту электродинамики НАН Украины: 36. науч. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2013. – Вип. 34. – С. 51–56.
3. Губаревич В.М., Спирин В.М., Салко С.В., Гребенюк В.Г. Вхідний широкополосний ЛМС-фільтр для однофазної випрямної установки // Техн. електродинаміка. – 2005. – № 3. – С. 42–43.
4. Ивоботенко Б.А., Ильинский И.Ф., Копылов И.П. Планирование эксперимента в электромеханике. – М.: Энергия, 1975. – 184 с.
5. Налимов В.В., Чернова И.А. Статистические методы планирования экстремальных экспериментов. – М.: Наука, 1965. – 340 с.

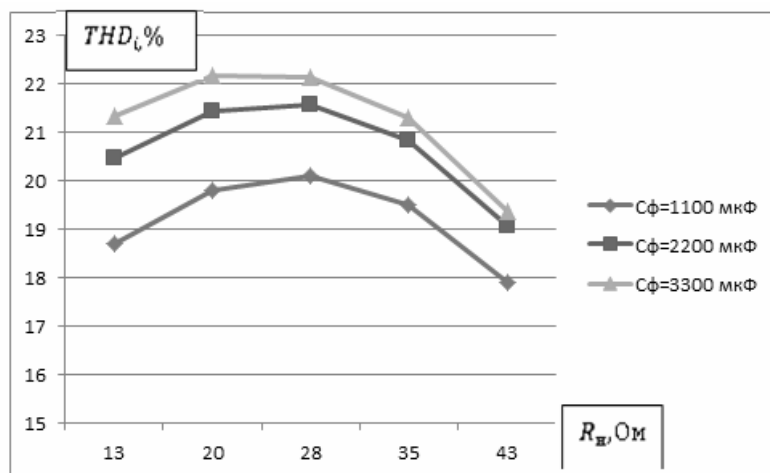


Рис. 3

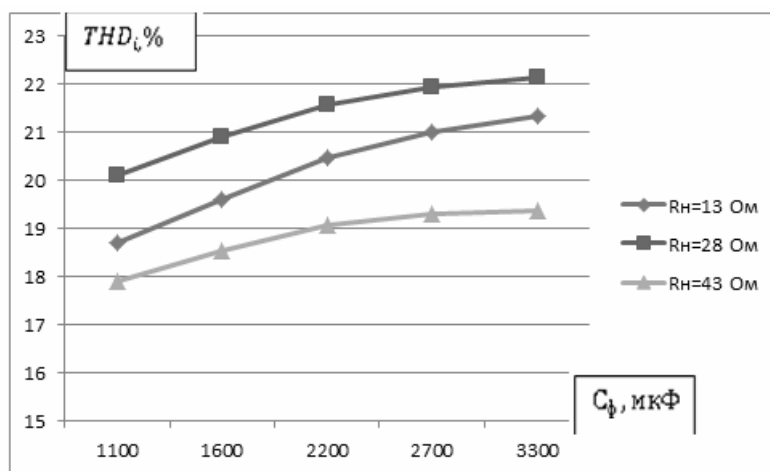


Рис. 4

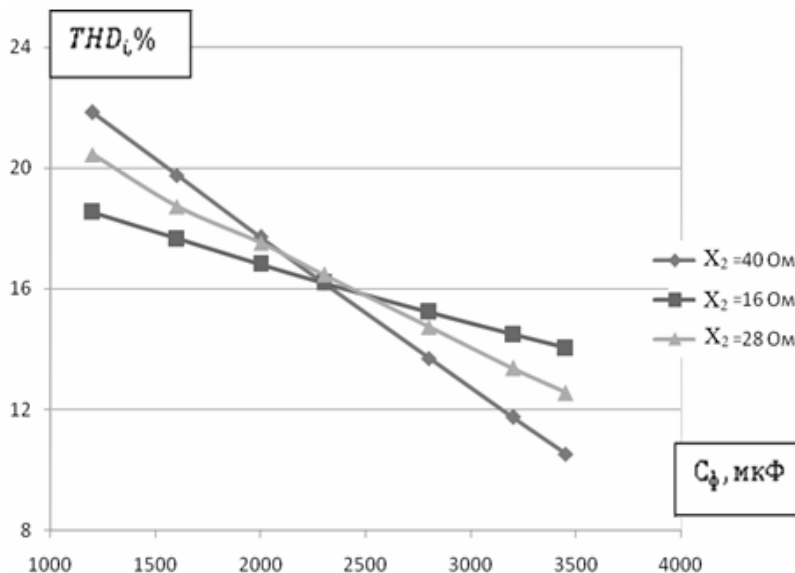


Рис. 5

6. *Спирин В.М., Губаревич В.М., Гребенюк В.Г., Салко С.В., Маруня Ю.В.* Дослідження роботи активного коректора форми струму при малій потужності навантаження // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2016. – Вип. 43. – С. 96–101.
7. *Спирин В.М., Курач А.М.* Определение коэффициентов преобразования выпрямителя, питающегося от источника стабилизированного тока при зарядке емкостного накопителя // Методы и технологические средства стабилизации тока. – К.: Наук. думка. 1980. – С. 37–45.
8. *Спирин В.М., Курач А.М., Вильский Г.Б.* Энергетические характеристики зарядных устройств с индуктивно-емкостным преобразователем источника напряжения в источник тока // Оптимизация устройств энергетической электроники. – К.: Наук. думка. 1982. – С. 30–32.

УДК 621.314

В.М. Спирин, докт. техн. наук, **В.Н. Губаревич**, канд. техн. наук, **В.Г. Гребенюк**, вед. инж., **С.В. Салко**, инж., **Ю.В. Маруня**, инж.

Институт электродинамики НАН Украины,
пр.Победы, 56, Киев, 03057, Украина

Исследование работы активного корректора формы тока при малой мощности нагрузки

На основе теории планирования экспериментов определены зависимости коэффициента искажений гармоник тока потребления в системе LMC- фильтр – однофазный мостовой выпрямитель с емкостным фильтром при малой мощности нагрузки в функции от емкости фильтра и сопротивления нагрузки. Библ. 8, рис. 5, табл. 2.

Ключевые слова: мощность нагрузки, емкость фильтра, LMC-фильтр, выпрямитель.

V.M. Spirin, V.M. Gubarevych, V.G. Grebenyuk, S.V. Salko, Yu.V. Marunya

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine

The work of an active current corrector at low load power examination

Based on the experiment planning theory, in the “LMC-filter – single-phase bridge rectifier with a capacitive filter” system under low power condition, the current harmonic distortion factor behaviour as a function of the filter capacity and the load resistance was investigated. References 8, figures 5, tables 2.

Key words: load power, filter capacity, LMC-filter, Rectifier.

Надійшла 30.03.2017

Received 30.03.2017

УДК 621.314

ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ ІНВАРІАНТНИХ ПІДСИЛЮВАЛЬНО-ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ З ПРОГНОЗУВАННЯМ ДЛЯ АПАРАТНИХ ЗАСОБІВ АВТОНОМНИХ ОБ'ЄКТІВ

О.В. Самков¹, докт. техн. наук, **В.С. Смирнов**², докт. техн. наук, **О.Й. Штіфзон**³,
С.В. Любичький⁴, **В.В. Лізанець**⁵, канд. техн. наук

1 – Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

2–4 – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут ім. І. Сікорського»,

пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна

5 – Свалявський технічний коледж НУХТ,

Свалява, Україна

e-mail: samkov@ied.org.ua

Розглянуто принципи побудови структурно-інваріантних підсилювально-перетворювальних систем (ППС) на основі імпульсно-кодової модуляції. Наведено переваги застосування адаптивної дельта-модуляції (ДМ) при цифровій обробці сигналів, розглянуто роботу функціональної схеми адаптивного ДМ-декодера. Описано роботу блока аналізатора-екстраполятора. Запропоновано двоканальну структурну організацію силового тракту перетворювальної системи для усунення спотворень сигналу внаслідок миттєвого нульового рівня вхідної напруги при використанні однофазної змінної напруги живлення. Бібл. 9, рис. 10.

Ключові слова: підсилювально-перетворювальна система, структурна інваріантність, алгоритм «модуляція-демодуляція».

Підсилювально-перетворювальні системи (ППС) є необхідним елементом різноманітного електронного обладнання. Для забезпечення заданих характеристик ППС в основному використовують теорію інваріантності. При побудові ППС модуляційного типу застосування цієї теорії ускладнено. Це пояснюється нелінійністю дискретних систем автоматичного управління, до яких належать сучасні ППС.

Обґрунтування положень структурної інваріантності ППС передбачає інваріантність структурної організації стосовно їх функціонального призначення. При побудові ППС найбільш поширені імпульсні модуляційні методи синтезування вихідного сигналу [1, 5].

Порівняння різних способів імпульсної модуляції сигналу показує, що при побудові ППС доцільно використовувати багаторівневу кусково-неперервну апроксимацію вихідного сигналу. При цьому найдоцільніша розробка структур, які використовують при синтезі дискретні види модуляції, наприклад, імпульсно-кодову модуляцію (ІКМ). Використання принципів ІКМ, методів і засобів цифрової техніки дає змогу реалізувати найбільш ефективні алгоритми управління і змінювати їх на програмному рівні.

Отже, синтезування вихідного сигналу можна сформулювати таким чином: деякі ППС, на вхід яких подається довільний сигнал $F(t)$, перетворюють його для отримання вихідного сигналу, формування якого можна розглядати як процес періодичної модуляції довільного сигналу $F(t)$ відповідною періодичною комутаційною функцією $\bar{Q}(t)$. На рис. 1 представлена узагальнена структурна організація ППС, де позначено: БМ – блок модуляції; ДМ – демодулятор; СТ – силовий тракт.

Математично це можна записати $f(t) = F(t) \cdot \bar{Q}(t)$. Слід зазначити, що за наявності апріорної й поточної неповноти інформації про впливаючі функції, завдання синтезу зводиться до визначення комутаційної функції $\bar{Q}(t)$ миттєвих значень. При цьому узагальнене функціональне рівняння перетворюючого тракту ППС має вигляд $f(t) = \bar{F}(t) \cdot \text{stp}(\omega t) \cdot \bar{Q}(t) \cdot \text{stp}(\omega t)^{-1}$, або $f(t) = F(t) \cdot \bar{Q}(t)$. Звідки $\bar{Q}(t) = \bar{F}(t)/f(t)$, де $f(t), \bar{F}(t), \bar{Q}(t)$ – дискретні квантовані функції.

Основне завдання теорії інваріантності полягає в знаходженні таких умов структурної побудови ППС, при виконанні яких рух однієї або декількох координат системи не залежить від одного або більше вхідних впливів.

У цьому випадку структурна інваріантність має на увазі незалежність структурної організації від виду формуємих і контрольованих вхідних і вихідних сигналів, а також їх параметрів.

Задачу інваріантності в класі адаптивного координатно-параметричного управління сформулюємо таким чином: необхідно знайти умови, за яких структурна організація системи буде мати властивості двократною структурної інваріантності відносно координатних впливів і параметричних збурень.

Тоді систему, що досліджується, представимо в матрично-операторній формі

$$\dot{x} = A(t)x + G(t)v + D(t)u, \quad (1)$$

де v, u – відповідно вектори збурюючих впливів і координатного управління. Рівняння (1) запишемо у вигляді

$$A(p, t) = D(p, t)u + G(p, t)v. \quad (2)$$

Зазначимо, що оператори $A(p, t), D(p, t), G(p, t)$ містять також інформацію про параметричні збурення, які позначимо $\Delta A(p, t), \Delta D(p, t), \Delta G(p, t)$.

Рівняння, яке описує стійку систему і

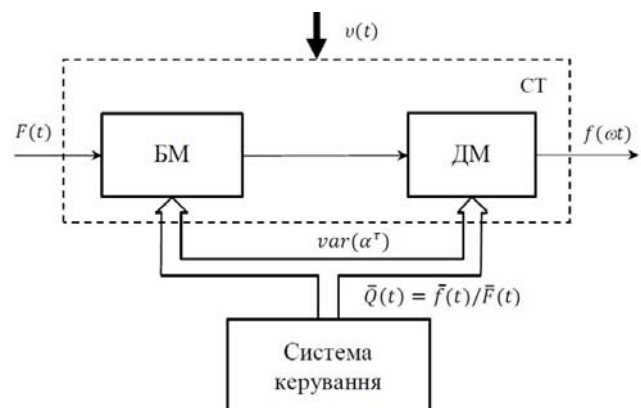


Рис. 1

рух, що відповідає еталонній моделі, представимо у вигляді

$$A_0(p)x = D_0(p)u + G_0(p)v, \quad (3)$$

де u – вхідний керуючий вплив.

З урахуванням похибки ε неузгодженості руху синтезуємої інваріантної системи і еталонного оператора можна записати систему, що описує рух об'єкта щодо ε . З цією метою об'єднаємо рівняння (2), (3) і позначимо як $\Delta S, \Delta T, \Delta Z$ оператори компенсуючих керуючих пристроїв блока адаптації основного контура. В результаті отримаємо вираз

$$A_0(p)\varepsilon = [\Delta A(p, t) - \Delta S(p, t)]x + [\Delta D(p, t) - \Delta T(p, t)]u + [\Delta G(p, t) - \Delta Z(p, t)]v. \quad (4)$$

Звідси за умов $\Delta A(p, t) = \Delta S(p, t)$, $\Delta D(p, t) = \Delta T(p, t)$, $\Delta G(p, t) = \Delta Z(p, t)$, а також в умовах обмежених координат x, v і відповідних похідних виконується рівність

$$A_0(p)\varepsilon = 0. \quad (5)$$

Таким чином, за нульових початкових умов і стійкості руху (5) маємо $\varepsilon(t) \equiv 0$ при будь-яких допустимих видах вхідних координатних і параметричних впливів. Умови (4), (5) є необхідними умовами структурної інваріантності системи за координатою ε .

Розглянуті варіанти структурної організації ППС дають змогу сформулювати достатні умови структурної інваріантності: наявність принаймні двох модулюючих функцій у рівнянні для узагальненої комутаційної функції $\mathcal{Q}(t)$ обумовлює необхідність багаторазової модуляції вхідного впливу в силовому тракті ППС відповідно до алгоритму перетворення $F(t)/f(t)$. Отже, можна зробити висновок про оптимальну структурну організацію СТ відповідно до алгоритму «модуляція-демодуляція». Таким чином, умовою фізичної реалізованості структурно-інваріантної ППС є сепаратна організація СТ відповідно до принципу «модулятор-демодулятор».

Реалізація цього положення разом з відомими традиційними принципами інваріантності дає можливість стверджувати про клас структурно-інваріантних ППС. Структурна інваріантність дає змогу надати ППС властивості багатофункціональності (мультиопераційності).

Рішення проблеми структурної інваріантності систем поряд з можливістю поєднання функцій формування, регулювання вихідного сигналу, а також компенсації координатних і параметричних збурень в єдиному функціональному вузлі дає змогу зробити висновок про можливість реалізації ідеї Б.Н. Петрова про симетрування нелінійних каналів передачі загального збурення на програмному рівні [2, 4, 5, 7].

У структурній схемі адаптивної системи координатно-параметричного керування досить чітко виділяються два рівні ієрархічної структури: перший (основний контур) включає в себе об'єкт керування (ОК) і регулятор координатного керування, другий – блок адаптації для регулятора координатного керування (КК) і регулятор параметричного керування (ПК) (рис. 2).

Основний контур з блоком адаптації (БА) є структурою системи з самоналагодженням – адаптивної системи координатного керування, який змінює коефіцієнти регулятора координатного керування, а регулятор параметричного керування – параметри об'єкта, що є коефіцієнтами математичної моделі об'єкта.

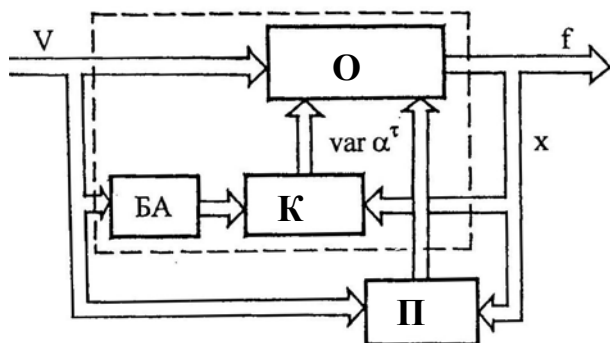


Рис. 2

Завдання другого рівня ієрархічної структури системи зводиться до забезпечення умов, при яких основний контур спроможний забезпечити виконання об'єктом його функціонального завдання при широкому діапазоні зміни динамічних властивостей об'єкта. Засобом вирішення завдання є зміна параметрів, а можливо, і структури регулятора координатного керування, а також видозміна самого об'єкта керування у процесі роботи за допомогою зміни його параметрів. При цьому

$F(\alpha_i)$ є результатом не тільки управління α^T , збурень і параметрів системи, але й значень вектора $x(t)$ на початку такту керування. Значення $x(\alpha_{i-1})$ не залишаються постійними в процесі роботи ППС навіть при $F(\alpha_i) = \text{const}$ (через дії збурень), тобто мають характер початкових збурень у такті. Оскільки і сам характер впливу збурень на $f(t)$ у кожному i -му такті залежить від $x(\alpha_{i-1})$, то для повної компенсації дії цих збурень на $F(\alpha_i)$ вектор α^T в i -му такті слід формувати з урахуванням $x(\alpha_{i-1})$.

Однак і в разі визначеної системи рівнянь для обчислення α_i^T треба мати інформацію про збурення (у тому числі й параметричні) протягом усього такту перетворення. Якщо взяти в якості вихідного припущення про довільний характер збурень, тобто вважати їх невідомими функціями часу (нехай навіть і обмеженими за модулем), то розв'язати задачу формування α_i^T для забезпечення інваріантності $F(\alpha_i)$ щодо цих збурень у загальному випадку не можливо. Її можна розв'язати тільки або при відомому законі збурень (що буває вкрай рідко), або за допомогою екстраполяції збурень на весь такт управління. З цією метою до складу СК слід ввести аналізатор-екстраполятор (АЕ). Система керування включає в себе обчислювальний блок-контролер, до якого надходить інформація про збурення $v(t)$, значення координат вектора станів, цілі керування $F(\alpha_i)$. Щоб підвищити якість керування, в систему необхідно ввести від'ємний зворотний зв'язок, зробивши $F(\alpha_i)$ функцією відхилення корисної складової вихідної координати F від заданого значення \bar{F} . Таким чином, представлена організація ППС може розглядатися як структура з координатним керуванням і еталонною моделлю.

Функціональна схема ППС для випадку, коли $y(t) = \text{const}$ і параметри СТ можуть бути жорстко закладені в контролер, наведена на рис. 3. Вимірювальний перетворювач корисного значення (В) формує сигнал F , АЕ – сигнал \bar{v} , що характеризує прогнозоване значення $v(t)$. Блок програмного керування (БПК) служить для зміни значення $\bar{F}(\alpha_i)$. Очевидно, що визначити поточні значення варіантів керування $\text{var } \alpha_i^T$ можливо лише в тому випадку, якщо відомо, яким буде вхідний вплив $v(t)$ на майбутньому інтервалі часу. З цією метою функціональна організація ППС передбачає наявність АЕ (рис. 3). Від точності екстраполяції залежить точність реалізації умов інваріантності. При цьому для підвищення точності компенсації $v(t)$ у процесі формування α_i^T слід враховувати фактичне значення збурень $v(t)$, що діють в інтервалі (α_{i-1}, t) , екстраполюючи $v(t)$ на інтервал (t, α_i) . Точність прогнозу при цьому зростає за рахунок зменшення інтервалу дискретизації [6, 7].

У процесі формування керуючої дії існує необхідність у цифровій обробці сигналів (ЦОС) у реальному масштабі часу. Подання сигналів у цифровій формі здійснюється за допомогою ІКМ або дельта-модуляції (ДМ). Численні види ДМ-представлення ґрунтуються на дискретизації в часі, квантування за рівнем і кодування різниці між відліками вхідного і апроксимуючого сигналів. Результат – дельта-код, взаємопов'язаний з кроками квантування. Дельта-модуляція характеризується зв'язком між кроками квантування і є більш завадостійкою, ніж ІКМ: при зникненні або трансформації кодових значень катастрофічного збою, як при ІКМ, не відбувається. Апроксимуючий сигнал формується шляхом підсумовування відповідних кроків квантування. Оскільки різницевий сигнал змінюється в більш вузькому діапазоні, ніж вхідний, при однаковій роздільній спроможності пристроїв ЦОС розрядність ДМ-коду завжди нижча, ніж коду ІКМ. Саме ця обставина робить привабливим застосування ДМ в ЦОС: призводить до простих, економічних і надійних реалізацій процесів, що дає змогу в деяких випадках обробляти і більш широкопasmові сигнали. З огляду на адаптивність ДМ більш пристосована, ніж ІКМ для обробки безперервних нестационарних сигналів, зокрема, локально-стационарних. У адаптивній ДМ (АДМ)

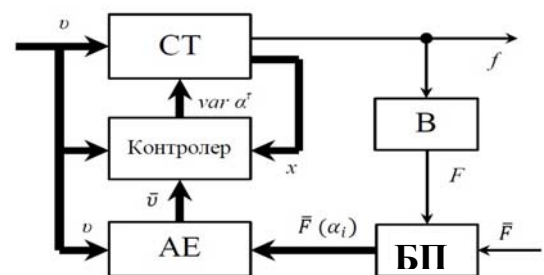


Рис. 3

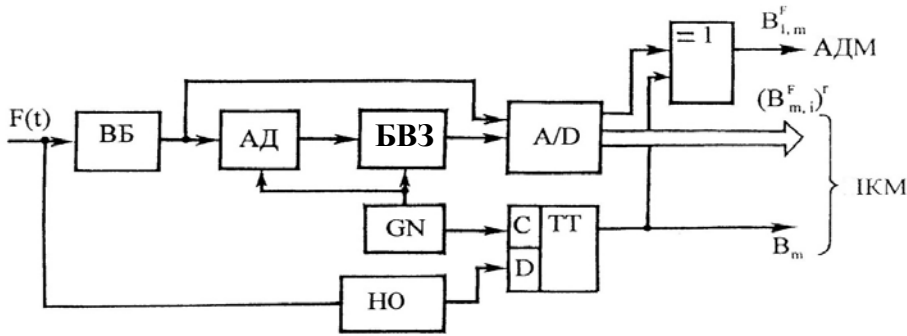


Рис. 4

апроксимуючий сигнал $\{x_i\}$ формується в процесі прогнозування величини кроку квантування на основі аналізу декількох попередніх. Тому АДМ, так само як і інші адаптивні види ДМ, зручна для обробки тих випадкових нестаціо-

нарних процесів, прогнозування яких може здійснюватися з достатньою точністю. АДМ має властивість компресії (стиснення), завдяки якому кодер змінює структуру вихідної кодової послідовності таким чином, щоб при її декомпресії підтримувалася мінімальна похибка [4]. Функціональну організацію АДМ-кодера, побудованого на основі однополярного аналого-цифрового кодера А/Д, ілюструє рис. 4.

При підключенні напруги живлення до входу ППС функція $F(t)$ одночасно подається на вхід ВБ і на вхід НО, який фіксує моменти переходу функції $F(t)$ через нуль. Випрямлена напруга з виходу ВБ надходить на інформаційний вхід А/Д і на вхід амплітудного детектора (АД), який запам'ятовує максимальне значення функції $F(t)$ на інтервалі між імпульсами обнулення, що надходять з виходу GN. Постійна напруга, що дорівнює амплітуді вхідної напруги, надходить на вхід блока вибірки-зберігання (БВЗ), який за сигналами GN запам'ятовує значення амплітуди вхідної напруги. Вихідна напруга БВЗ є опорною для А/Д, внаслідок чого максимальне значення вихідного коду А/Д завжди буде відповідати амплітуді вхідної напруги, а поточні значення коду – поточним значенням вхідної напруги. Модуль сигналу $|F(t)|$ з відповідною точністю представляється r -розрядним ІКМ-кодом $\{B_{m,i}^{(x)}\}_{i=0}^{r-1}$, що знімається з виходу однополярного кодера, а її знак $\text{sgn } F(t)$ – логічним станом D-тригера, в який на кожному такті записується стан компаратора знака. На один із входів елемента ВИКЛЮЧАЮЧЕ АБО з однополярного кодера надходить дельта-код $\{B_{i,m}^{(x)B}\}$, що відповідає знаку сигналу $F_B(t)$, а на другий сигнал тригера $\{B_m\}$ – відповідний знаку сигналу $F(t)$. Нагадаємо, що $B_m \in \{0,1\}$. Зазначений логічний елемент здійснює операцію $B_m \oplus B_{1,m}^{(x)}$ за правилом $0 \oplus 0 = 0; 0 \oplus 1 = 1; 1 \oplus 0 = 1; 1 \oplus 1 = 0$.

Цей метод регулювання ґрунтується на тому, що зростанню або зменшенню сигналу відповідає не менше двох посліпль груп 01 або 10 на інтервалі, який розглядається. Зазначений аналіз комбінацій здійснюється одночасно, якщо для АДМ-коду має місце $B_{1,r}, \dots, B_{1,r-m+1} = 1$ або $B_{1,r}, \dots, B_{1,r-m+1} = 0$, або $B_{1,r}, \dots, B_{1,r-m+1} = 01 \dots 01 \vee 10 \dots 10$, де $m \geq 2, n = 2^l, l = 2, 3, \dots$

Це свідчить у першому випадку про зростання, в другому – про зменшення, в третьому – про незмінність сигналу. Функціональна організація аналізатора-екстраполятора, до складу якого входить розглянутий біполярний АДМ-кодер з виходом однорозрядного дельта-коду і багаторозрядного ІКМ-коду, представлена на рис. 5.

Регістр зсуву RG1 містить m комірок для c -розрядних ІКМ відліків, розташованих у порядку спадання індексів. Регістри RG2 і RG3 включають у себе n і m однорозрядних комірок кожен для АДМ-кодів. Регістр RG2 і DD1 здійснює розпізнавання груп кодів 10 ... 10 і 01 ... 01, які мають місце при нульовій похідній вхідного сигналу.

Сигнал, відповідний нульовій похідній вхідного сигналу, запам'ятовується за допомогою тригера T1. Зростання сигналу (йому відповідає дельта-код ... 11 ...) і його зменшення (код ... 00 ...) ідентифікують за допомогою RG3 і DD2. Відповідні цьому сигнали запам'ятовуються T2 і T3. При будь-якому характері поточного АДМ-коду в одиничному

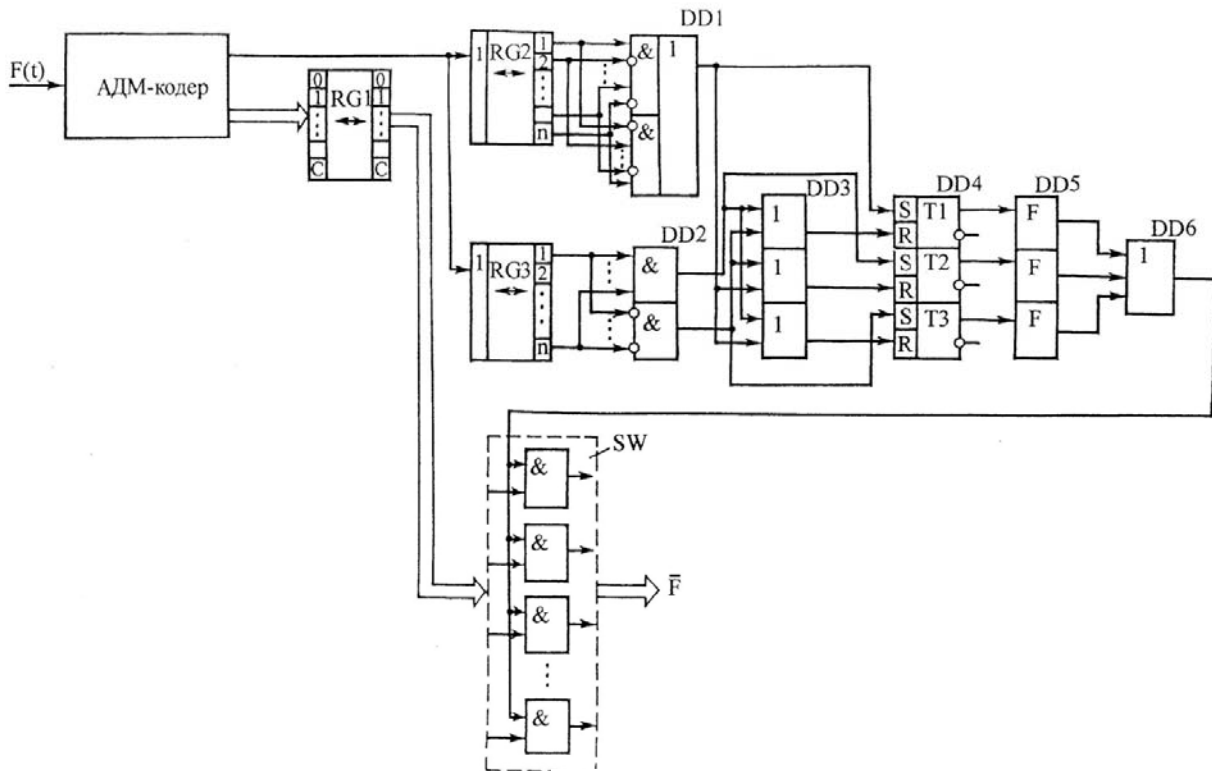


Рис. 5

стані буде перебувати один з тригерів, а два інших – у нульовому. Установка будь-якого тригера в одиничний стан супроводжується формуванням його фронту блоком формувачів DD5. Сигнал цих формувачів проходить через елемент АБО DD6 і виконує функцію строба зчитування СКД для цифрового ключа SW. Такий метод дає змогу здійснити не тільки аналіз-екстраполяцію вхідного сигналу, але і його стиснення.

Функціональна організація багатоопераційних структурно-інваріантних ППС дає змогу не тільки відтворювати, але і глибоко регулювати параметри вихідного сигналу в умовах компенсації координатних і параметричних збурень, причому завдяки використанню дельта-модуляції з метою екстраполяції впливаючої функції вдається істотно підвищити точність компенсації збурень. При цьому застосування формату ДМ-кодів однакової розрядності з ІКМ забезпечує більш високу роздільну спроможність і точність екстраполяції. Функціональна організація аналізатора-екстраполятора на основі двополярного АДМ-кодера з виходом однорозрядного дельта-коду і багаторозрядного ІКМ-коду дає змогу здійснювати ідентифікацію та високоточну екстраполяцію впливаючої функції. Математичне моделювання розглянутих адаптивних систем координатно-параметричного керування показало їх досить високу ефективність при керуванні нестационарними об'єктами зі значними швидкостями зміни параметричних збурень.

Функціональна організація цифрового аналога контура координатного управління ППС представлена на рис. 6. Ця схема крім силового тракту СТ, що включає в себе послідовно з'єднані блок модуляторів БМ і демодулятор ДМ, містить вимірювальний блок ВБ і контролер К, до складу якого входять цифровий суматор SM, обчислювальний блок ОБ і блок адаптації-екстраполяції БАЕ.

Змінна напруга живлення $F(t)$ надходить на вхід БМ, ключі якого управляються імпульсами високої частоти, що визначають інтервал часового квантування. На високій несучій частоті в БМ має місце модуляція вхідної напруги $F(t)$ комутаційної функції $Q(t)$, що формується контролером. Таким

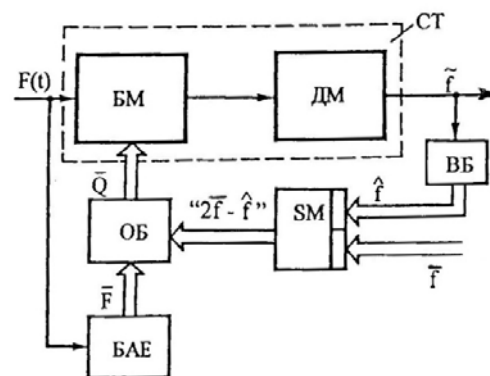


Рис. 6

На кожному інтервалі квантування формуються багаторозрядні коди $f(t)$ і $F(t)$, що є вихідними для побудови комутаційної функції. Блок адаптації БА1 також формує цифровий еквівалент $F(t)$ у реальному масштабі часу, причому з метою адаптації відбувається безперервна зміна вагових коефіцієнтів оператора компенсуючих керуючих пристроїв блока адаптації. При цьому керуючий вплив $F(t)$ піддається екстраполяції в аналізаторі-екстраполяторі з метою вироблення прогнозного значення, компенсуючого координатні нестационарні впливи.

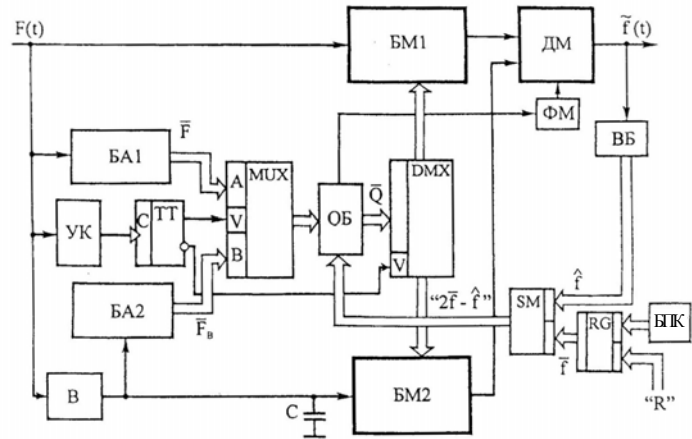


Рис. 9

З метою реалізації можливостей і переваг координатно-параметричного керування в структуру РПС додатково включений цифровий суматор SM, що належить контуру компенсації за відхиленням.

Необхідно зазначити, що при використанні однофазної змінної напруги живлення, неминучі суттєві викривлення вихідного сигналу, які проявляються в його «провалах» до нульового рівня (рис. 8). Для усунення таких спотворень можлива дво- або триканальна структурна організація СТ.

На рис. 9 представлена функціональна організація регульованого структурно-інваріантного РПС, що містить основний і додатковий канали силового тракту [8, 9].

Додатковий канал містить послідовно з'єднані випрямляч В і БМ2, причому до входу БМ2 підключений накопичувальний конденсатор С. До входу перетворювача підключені БА1 і послідовно з'єднані керуючий компаратор КК і тригер. Виходи БА1 і БА2 підключені до інформаційних входів мультиплексора MUX, вихід якого з'єднаний з одним із входів ОБ. До іншого входу ОБ підключений вихід контура стабілізації $2f - \hat{f}$, що містить ВБ, БПК, паралельний регістр зсуву RG і суматор-віднімач SM. Вихід ОБ підключений до входу демультимплексора DMX, виходи якого з'єднані з керуючими входами БМ1 і БМ2.

При наявності вхідної змінної напруги живлення $F(t)$ інформаційний вихід БА1 за допомогою MUX відповідно за команду УК підключається до входу ОБ. Тому на виході ОБ формується комутаційна функція $Q(t) = (2f - \hat{f})/F$, яка є керуючою для БМ1. При зменшенні вхідної напруги до певного порогового значення УК формує сигнал, відповідно до якого до входу ОБ підключається вихід БА2. Таким чином, на цьому інтервалі формується комутаційна функція $Q(t) = (2f - \hat{f})/F_B$, яка є керуючою для БМ2.

Часові діаграми, що ілюструють формування синусоїдальної вихідної напруги в РПС, представлені на рис. 10.

Для регулювання величини вихідної напруги структура РПС містить зсувний регістр RG, вхід паралельного запису якого порозрядно з'єднаний з виходом БПК, вихід поразрядно з'єднаний з одним із входів цифрового суматора-віднімача SM, а на вхід послідовного запису надходить сигнал регулювання напруги у вигляді цифрового коду "R".

На цифровому виході БПК формується двійковий паралельний

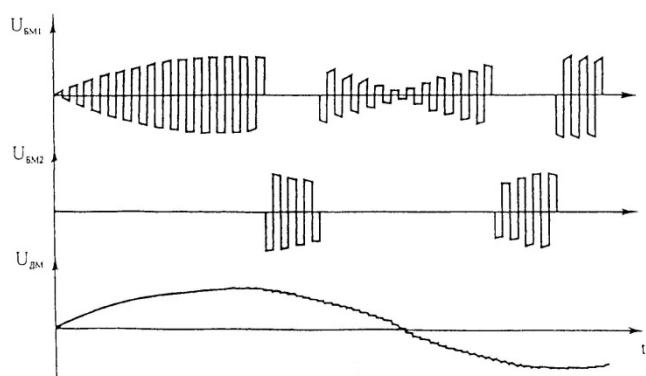


Рис. 10

багатозначний код " f ", що відповідає необхідній вихідній напрузі [8, 9].

Тоді на виході RG формується багатозначний код " \bar{f} ", зсунутий по відношенню до коду " f ", на число розрядів, що відповідає регулюючому впливу " R ". Це рівнозначно діленню числа " f " на 2^R , де R – ціле число, що дорівнює 1, 2, ..., n . При цьому на виході блока зсуву формується код числа, що визначає амплітуду вихідної напруги, причому величину цієї напруги можна легко змінювати відповідно до правила 2^{n-1} . Коди " \bar{f} " і " f " надходять на входи цифрового суматора-віднімача, який реалізує алгоритм " $2f - \bar{f}$ ".

Таким чином, код числа " \bar{f} " під впливом регулюючого параметра може змінюватися в кратне 2^{R-1} раз, тобто, змінюючи код R , можна дискретно регулювати величину вихідної напруги.

Використання цього методу регулювання доцільне в автономних системах, оскільки завдання керуючого коду в цифровому вигляді зберігає високу точність системи і суттєво спрощує її зв'язок з керуючою ЦОМ при роботі в автоматизованій системі. Крім того, введення блока зсуву практично не вносить інерційності в систему і не впливає на її стійкість. При цьому функціональна організація ППС передбачає високочастотне перетворення електроенергії, дає змогу принципово усунути необхідність проміжного отримання постійної напруги, що дає можливість істотно поліпшити техніко-економічні показники ППС.

Висновки. Розроблено низку структур ППС, доцільність використання яких в апаратурі різного функціонального призначення обумовлено таким: 1) високою якістю (ступенем апроксимації) вихідної напруги необхідної форми при довільній формі напруги живлення і відсутності вихідних енергетичних фільтрів; 2) широким діапазоном регулювання величини і частоти вихідної напруги, включаючи низькі та інфранизькі частоти, причому без спотворення її форми; 3) можливістю виконання силового тракту ППС за схемою як з підсумовуванням у загальному вузлі, так і з підсумовуванням у загальному контурі; 4) управлінням структурами ППС на програмному рівні за рахунок реалізації відповідних алгоритмів перетворення цифровим програмованим контролером; 5) поліпшеними масогабаритними показниками; 6) багатоопераційністю розроблених структур, що забезпечує їх уніфікацію.

1. Алиев Р.А. Принцип инвариантности и его применение для проектирования промышленных систем управления. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 128 с.
2. Антонов В.Н., Пришвин А.М., Терехов В.А., Янчевский А.Э. Адаптивные системы автоматического управления / Под ред. В.Б.Яковлева. – Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1984. – 204 с.
3. Смирнов В.С., Беленок Н.В., Иваниченко Е.В. Теоретические основы организации структурно-инвариантных преобразовательных систем автономных объектов для возобновляемой энергетики // Відновлювана енергетика. – 2016. – № 4(47). – С. 20–29.
4. Смирнов В.С., Лизанец В.В., Самков А.В. Теоретические аспекты анализа и проектирования структурно-инвариантных преобразовательных систем инфокоммуникационного оборудования // Техн. електродинаміка. «Силова електроніка та енергоефективність». – 2012. – Ч. 3. – С. 90–94.
5. Смирнов В.С., Самков А.В. Структурно-инвариантные полупроводниковые преобразователи систем электропитания // Техн. електродинаміка. Темат. вип. «Проблеми сучасної електротехніки». – 2000. – Ч. 9. – С. 35–40.
6. Смирнов В.С., Самков А.В., Беленок Н.В., Иваниченко Е.В. Структурный синтез инвариантных преобразовательных систем с использованием теории нечетких множеств // Гідроенергетика України. – 2015. – №1–2. – С. 46–49.
7. Фомин В.П., Фрадков А.Л., Якубович В.А. Адаптивное управление динамическими объектами. – М.: Наука, 1981. – 448 с.
8. А.с. 1814177 СССР, МКИ Н 02 М 7/48. Преобразователь напряжения / В.И. Сенько, В.С. Смирнов, К.В. Трубицын, А.А. Мозоляко, А.П. Калиниченко; Оpubл. 07.05.93, Бюл. №17. – 8 с.
9. Пат. 2020709 РФ, МКИ Н 02 М 5/27 Программируемый преобразователь переменного напряжения / В.И. Сенько, В.С. Смирнов, К.В. Трубицын, А.А. Мозоляко, А.П. Калиниченко, Киевский политехнический институт (Украина), з-д "Пирометр" (Россия). – № 5023552/07 Заявл. 22.01.92; Оpubл. 30.09.94, Бюл. № 18. – 8 с.

УДК 621.314

А.В. Самков¹, докт. техн. наук, **В.С. Смирнов**², докт. техн. наук, **О.И. Штифзон**³, **С.В. Любичкий**⁴, **В.В. Лизанец**⁵, канд. техн. наук

1 – Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина

2–4 – Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт им. И. Сикорского»,
пр. Победы, 37, Киев, 03056, Украина

5 – Свалявский технический колледж НУХТ,

Свалява, Украина

Принципы построения инвариантных усилительно-преобразовательных систем с прогнозированием для аппаратных средств автономных объектов

Рассмотрены принципы построения структурно-инвариантных усилительно-преобразовательных систем (УПС) на основе импульсно-кодовой модуляции (ИКМ). Приведены преимущества применения адаптивной дельта-модуляции (ДМ) при цифровой обработке сигналов, рассмотрена работа функциональной схемы адаптивного ДМ-кодера. Описана работа блока анализатора-экстраполятора. Предложена двухканальная структурная организация силового тракта преобразовательной системы для устранения искажений сигнала вследствие мгновенного нулевого уровня входного напряжения при использовании однофазного переменного напряжения питания. Библи. 9, рис. 10.

Ключевые слова: усилительно-преобразовательная система, структурная инвариантность, алгоритм «модуляция-демодуляция».

O.V. Samkov¹, **V.S. Smyrnov**², **O.I. Shtifzon**³, **S.V. Liubytskyi**⁴, **V.V. Lizanets**⁵

1 – Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

2–4 – National technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",
Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine

5 – Technical college, Svalyava

The construction principles of invariant amplification and conversion systems with a forecasting ability for hardware of stand-alone objects

The construction principles of structure-invariant amplification and conversion systems (ACS) on the basis of pulse-code modulation (PCM) are considered. The advantages of an adaptive delta modulation (DM) usage in a digital signal processing are presented and an operation of a functional circuit of the adaptive DM-encoder is considered. The operation of extrapolator analyzer unit is described. A two-channel structural organization of a power path of the conversion system is proposed to eliminate signal distortions due to instantaneous zero level of the input voltage when using a single-phase AC voltage supply. Referenses 9, figures 10.

Key words: amplification and conversion system, structural invariance, modulation and demodulation algorithm.

Надійшла 25.01.2017

Received 25.01.2017

ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

УДК 621.311

КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ГРОЗОВЫХ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ В ВЫСОКОВОЛЬТНОЙ ВОЗДУШНОЙ ЛИНИИ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ

А.Д. Подольцев, докт. техн. наук
Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03057, Украина
e-mail: podol@ied.org.ua

Описаны математическая модель и программа расчета высокочастотных процессов и перенапряжений в воздушной линии электропередачи напряжением 330 кВ при прямом воздействии грозового разряда в токонесущий провод или защитный трос, реализованная в среде Matlab/Simulink. Рассмотрены компьютерные модели для анализа высокочастотных процессов в несущей опоре и гирлянде изоляторов, а также различные подходы к моделированию разрядного тока грозового импульса. Приведены значения перенапряжений в линии при различных параметрах токового импульса, моделирующего грозовой разряд, а также при различных точках его приложения в линии. Библ. 17, рис. 10, таблица.

Ключевые слова: воздушная линия электропередачи, высокочастотные процессы, грозовые перенапряжения.

Увеличение общей продолжительности воздушных линий (ВЛ) электропередачи и повышение уровня их номинального напряжения приводят к росту числа разрядов молний в линейные сооружения. Результатом таких разрядов молний могут быть автоматические отключения отдельных ВЛ, а также оборудования подстанций. Многолетняя статистика показывает, что на долю грозовых разрядов приходится в среднем 30 % всех автоматических отключений ВЛ напряжением 220...750 кВ.

Повышение грозоупорности высоковольтных воздушных линий возможно лишь при условии научно обоснованного выбора средств молниезащиты и наличии хорошо обученного обслуживающего персонала, в совершенстве владеющего современными профессиональными знаниями. Для решения этих задач, включая создание тренажеров для обучения персонала, в настоящее время успешно используются методы компьютерного моделирования переходных высокочастотных процессов в ВЛ. Предпосылками для этого являются следующие обстоятельства.

- Интенсивное развитие в последнее десятилетие компьютерной техники и создание специализированных коммерческих пакетов программ (пакеты программ EMTP [14] и Matlab/Simulink/SimPowerSystems [15]) позволяют на новом уровне и с более высокой степенью детализации выполнять расчеты быстропротекающих и переходных процессов в линиях и получать количественные оценки возникающих при этом перенапряжений различного типа – грозовые, коммутационные, феррорезонансные и др.

- Разработаны сложные электротехнические модели основных элементов высоковольтных линий – непосредственно многопроводная воздушная линия, кабельная линия, опоры, гирлянды изоляторов, ограничители перенапряжений и др., которые позволяют моделировать с высокой точностью быстропротекающие электромагнитные процессы в линиях электропередачи.

- На основе таких коммерческих пакетов программ могут быть разработаны специализированные программно-аппаратные комплексы и тренажеры, позволяющие оперативно анализировать различные внештатные ситуации, возникающие в системе электроснабжения, а также совершенствовать профессиональные знания обслуживающего персонала линий в ходе проведения занятий, например, в аудитории, оснащенной соответствующей компьютерной техникой.

Целью настоящей работы является разработка в среде Matlab/Simulink/SimPowerSystems специализированной программы для анализа грозовых перенапряжений в высоковольтных линиях электропередачи и исследование с ее помощью влияния различных факторов (виды ударов молнии, параметры разрядного тока молнии, значение величины сопротивления заземления опоры ВЛ и др.) на величину импульсных перенапряжений, возникающих между проводами и на гирлянде изоляторов высоковольтной линии на 330 кВ.

1. Расчетная модель для анализа грозовых перенапряжений. Грозовые перенапряжения на линиях электропередачи возникают как при непосредственном поражении линии грозовыми разрядами (перенапряжения прямого удара молнии), так и при разрядах молнии в землю в окрестности линии (индуцированные перенапряжения). Перенапряжения прямого удара молнии представляют наибольшую опасность, и грозозащита линий должна ориентироваться именно на этот вид перенапряжений. Далее, при анализе грозовых перенапряжений в ВЛ основными расчетными случаями будем рассматривать прямые удары молнии в фазные провода, в опору линии и в грозозащитный трос.

Для исследования грозовых перенапряжений был выбран фрагмент высоковольтной линии на 330 кВ длиной 1,2 км, содержащий четыре межопорных промежутка длиной 300 м каждый. Каждый из промежутков, в свою очередь, состоит из двух элементарных участков линии длиной 150 м, введение которых позволяет моделировать разряд тока молнии в середину фазного провода и защитного троса. Расчетная модель фрагмента линии, выполненная средствами пакета программ Matlab/Simulink/SimPowerSystems, показана на рис. 1, где обозначено: 1 – элементарный участок линии длиной 150 м; 2 – опора; 3 – сопротивление заземления опоры; 4 – импульсный генератор разрядного тока молнии; 5 – сопротивление нагрузки; 6 – средства измерения напряжения.

Основными элементами этой модели являются следующие: 1. Элементарный участок линии длиной 150 м, схема замещения которого представляет пятипроводную линию, состоящую из трех фазных проводов и двух грозозащитных тросов. Между всеми пятью проводниками этого участка линии, а также землей существуют взаимные индуктивные и емкостные связи, для определения значений которых в работе использовалась специализированная программа, входящая в состав пакета Simulink/ SimPowerSystems.

2. Опора ВЛ, эквивалентная высокочастотная схема замещения которой согласно [3] содержит набор индуктивностей, вычисленных для каждого участка опоры по значению погонной индуктивности. Модель опоры включает также гирлянду изоляторов, представленную в виде эквивалентной емкости, значение которой вычислялось из решения дополнительной цепной задачи.

3. Заземление опоры моделируется в виде активного сопротивления, значение которого может варьироваться в широких пределах.

4. Импульсный генератор тока, моделирующий разряд молнии.

5. Сопротивление нагрузки, подключенное на концах участка линии и равное волновому сопротивлению линии.

6. Виртуальные осциллографы как средство измерения напряжений и токов в элементах линии.

Далее рассмотрим более подробно схемы замещения и параметры этих элементов расчетной модели.

Электрическая модель воздушной линии электропередачи. Каждый участок моделировался в виде эквивалентного десятиполюсника, включающего три фазных провода и два грозозащитных троса и имеющего отсюда пять входов и пять выходов. Математическое описание модели многопроводной линии с распределенными параметрами изложено в [9]. Для расчета эквивалентных электрических параметров исследуемой линии в работе использовался блок **Powergui** (инструмент **Compute RLC Line Parameters**), входящий в пакет программ SimPower Systems. При задании геометрических размеров линии использовались размеры для промежуточной опоры ПБ330-7н.

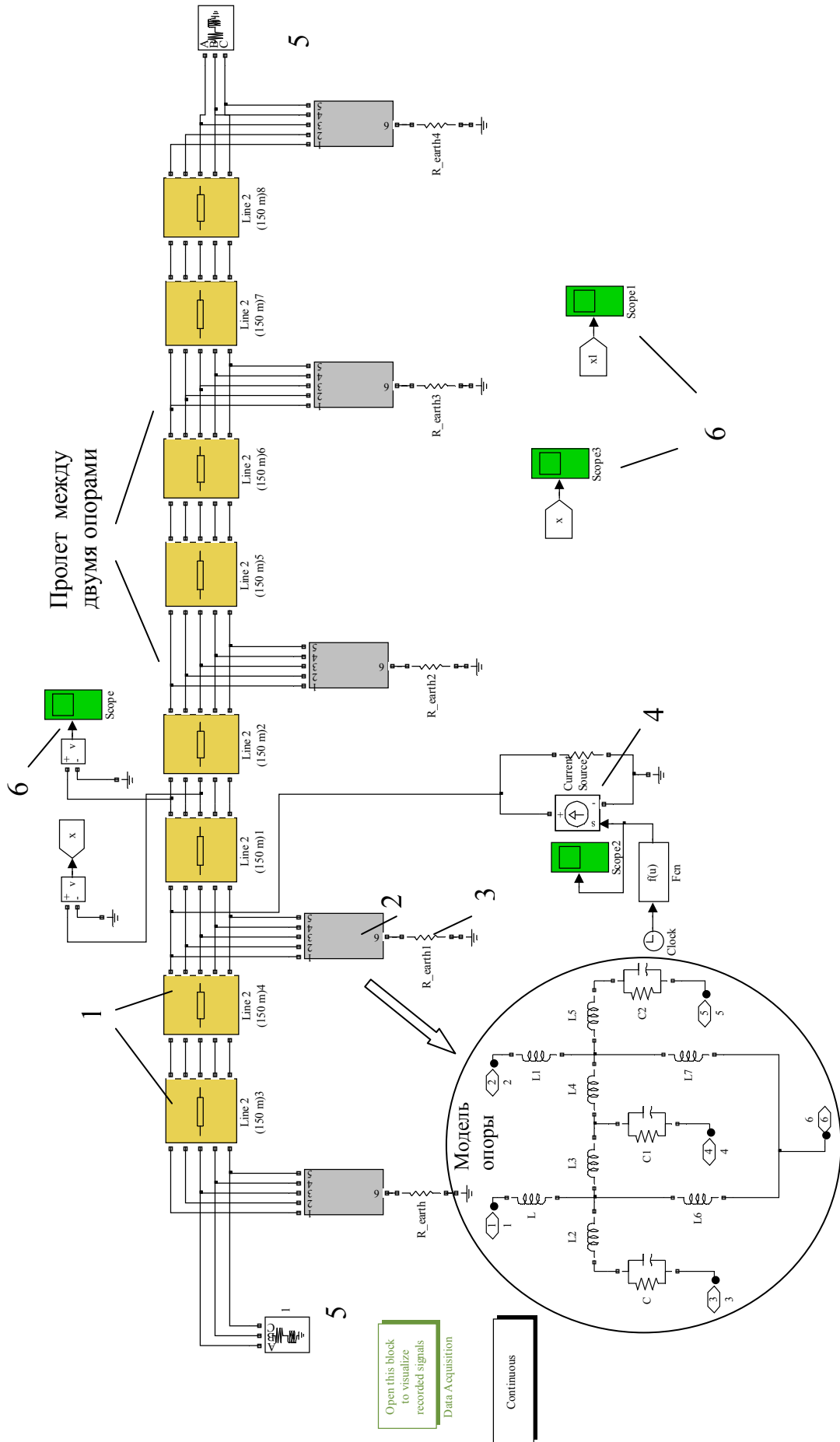


Рис. 1

Электрическая модель опоры и гирлянды изоляторов. Электрическая высокочастотная схема замещения опоры выбиралась в виде набора индуктивностей и показана на вставке рис. 1. Для расчета значений индуктивности использовалось известное значение погонной индуктивности для такого типа опор, равное $L'_{оп} = 0,3$ мкГн/м [3, рис. 8.7].

Гирлянда изоляторов в схеме замещения опоры представлялась в виде эквивалентной емкости и параллельно включенного резистора, моделирующего токи утечки. Для расчета величины емкости использовалась электрическая схема замещения гирлянды из 19 изоляторов [4]. По результатам дополнительных расчетов получено значение $C_{эке} = 17$ пФ, которое и использовалось в модели опоры для моделирования гирлянды изоляторов.

Электрическая модель разрядного тока молнии. Начиная с 70-х годов прошлого века было произведено достаточно много регистраций волн разрядного тока молнии, особенно при ударах молнии в вершины башен, результаты которых приведены, в частности, в [5, 6, 8, 10, 12]. При анализе грозоупорности электрических сетей исследователи обычно располагают максимальным значением волны тока молнии I_M , длительностью фронта τ_ϕ или крутизной I'_M волны тока молнии, а также временем до полуспада волны – ее длительностью τ_6 . В ряде случаев в дополнение к перечисленным параметрам описание волны тока молнии также включает $\tau_{\phi 01}$ – участок фронта волны, отвечающий увеличению амплитуды волны от уровня 0,1 до 0,9 I_M , а также $\tau_{\phi 03}$ – то же, но соответствующее увеличению волны тока от уровня 0,3 до 0,9 I_M .

На основе регистрации формы волны тока молнии в реальных условиях исследователями предложены различные их аппроксимации [11, 13, 17]. До последнего времени наиболее распространенной является биэкспоненциальная аппроксимация Брюса–Голда [14]:

$$i_0(t) = \frac{I_M}{\eta} \left[\exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) - \exp\left(\frac{t}{\tau_2}\right) \right], \quad (1)$$

где I_M – максимальное значение волны тока молнии; η – корректирующий коэффициент амплитуды волны:

$$\eta = \exp\left(-\frac{\tau_\phi}{\tau_1}\right); \quad (2)$$

τ_1 и τ_2 – постоянные времени, определяемые временем нарастания и спада волны тока молнии и рассчитываемые на основании следующих выражений:

$$\tau_1 = \frac{\tau_\phi - \tau_6}{\ln(0,5)}; \quad \tau_2 = \frac{\tau_\phi}{5}. \quad (3)$$

Так, для импульса тока 1,2/50 мкс согласно выражениям (2) и (3) получим:

$$\tau_1 = 0,7 \cdot 10^{-4} \text{ с}, \quad \tau_2 = 0,24 \cdot 10^{-6} \text{ с}.$$

Результаты расчета коэффициентов по (2), (3) для биэкспоненциальной аппроксимации формы импульса тока различной длительности приведены в таблице.

В Simulink-модели, показанной на рис. 1, генератор тока, моделирующий импульсный ток разряда молнии, представлен в виде управляемого источника тока. При этом форма тока задана биэкспоненциальной функцией (1). Внутреннее сопротивление канала молнии принято равным 300 Ом [1]. Разряд молнии считается отрицательным, что реализуется на практике в большинстве случаев [2].

Параметры импульса тока	τ_1 , мкс	τ_2 , мкс	η
1,2/50 мкс	70,4	0,24	0,983
8/40 мкс	46,2	1,6	0,841
10/350 мкс	490,5	2	0,98

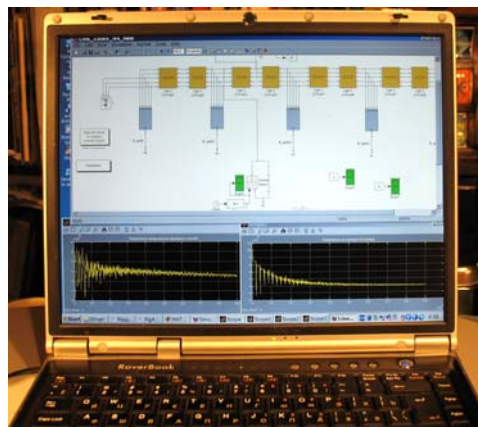


Рис. 2

Описанные математические модели и их программная реализация составили основу разработанного программного комплекса, выполненного на базе ноутбука и предназначенного для анализа грозовых перенапряжений в высоковольтных линиях электропередачи (см. рис. 2). Комплекс включает такие элементы, как Simulink-модель воздушной линии, блок для расчета эквивалентных параметров воздушной линии на 330 кВ, Simulink-модель опоры ВЛ, блок задания формы разрядного тока молнии, блоки измерения импульсных напряжений в элементах линии. Он является открытой системой, которая после внесения необходимых изменений может использоваться для моделирования переходных процессов и различных видов перенапряжений в воздушных линиях электропередачи напряжением 500, 750 кВ и др.

2. Результаты расчета грозовых перенапряжений. Разряд молнии в вершину опоры ВЛ. В случае такого вида разряда ток молнии в месте удара разветвляется – большая часть тока стекает в землю через заземлитель пораженной опоры, а меньшая часть проходит по тросам, направляясь к заземлителям соседних опор. При этом характер переходного процесса зависит от ряда факторов – максимальное значение и крутизна тока молнии, величина сопротивления заземления опоры, высота опоры и ее эквивалентные электрические параметры (индуктивность и активное сопротивление), длина пролета и др. Рассмотрим далее, основываясь на результатах компьютерного моделирования, количественные характеристики, отражающие влияние этих факторов.

На рис. 3 показано импульсное напряжение на гирлянде изоляторов при разряде молнии в вершину опоры. В расчете использовались следующие параметры молнии: амплитуда – 100 кА, длительность импульса – 1,2/50 мкс. Сопротивление заземления опор ВЛ принималось равным 10 Ом. Из данных на рис. 3 вытекает следующее.

- 1) В течение малого промежутка времени порядка 0,2 мкс напряжение на гир-

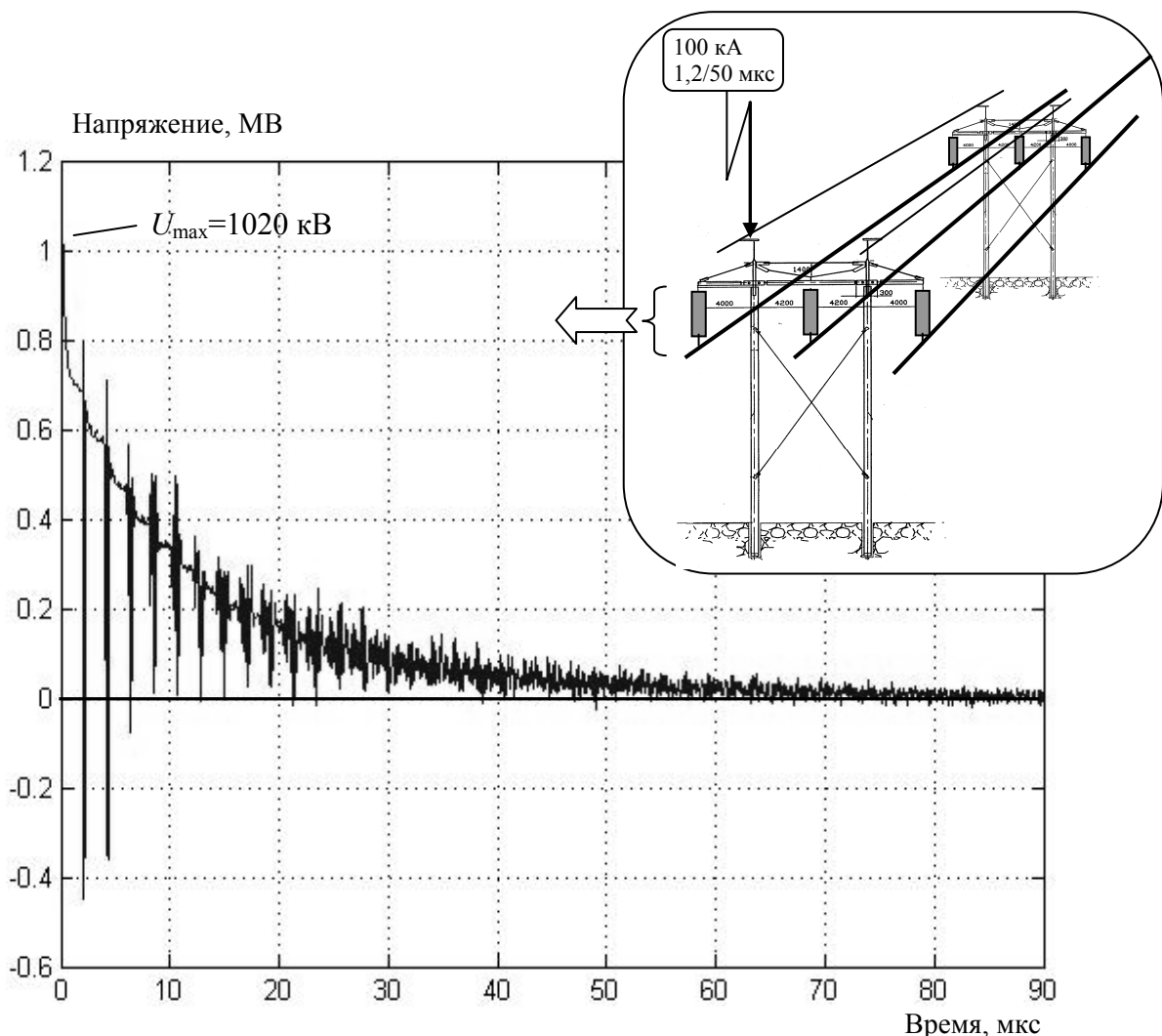


Рис. 3

лянде изоляторов достигает максимума, равного 1020 кВ. Отметим, что импульсное 50 %-ное разрядное напряжение для гирлянды на 330 кВ составляет $U_{50\%} = 1560$ кВ (по данным [1]). Отсюда простым пересчетом можно определить, что при амплитуде тока молнии ~150 кА произойдет перекрытие гирлянды изоляторов (с вероятностью 50 %).

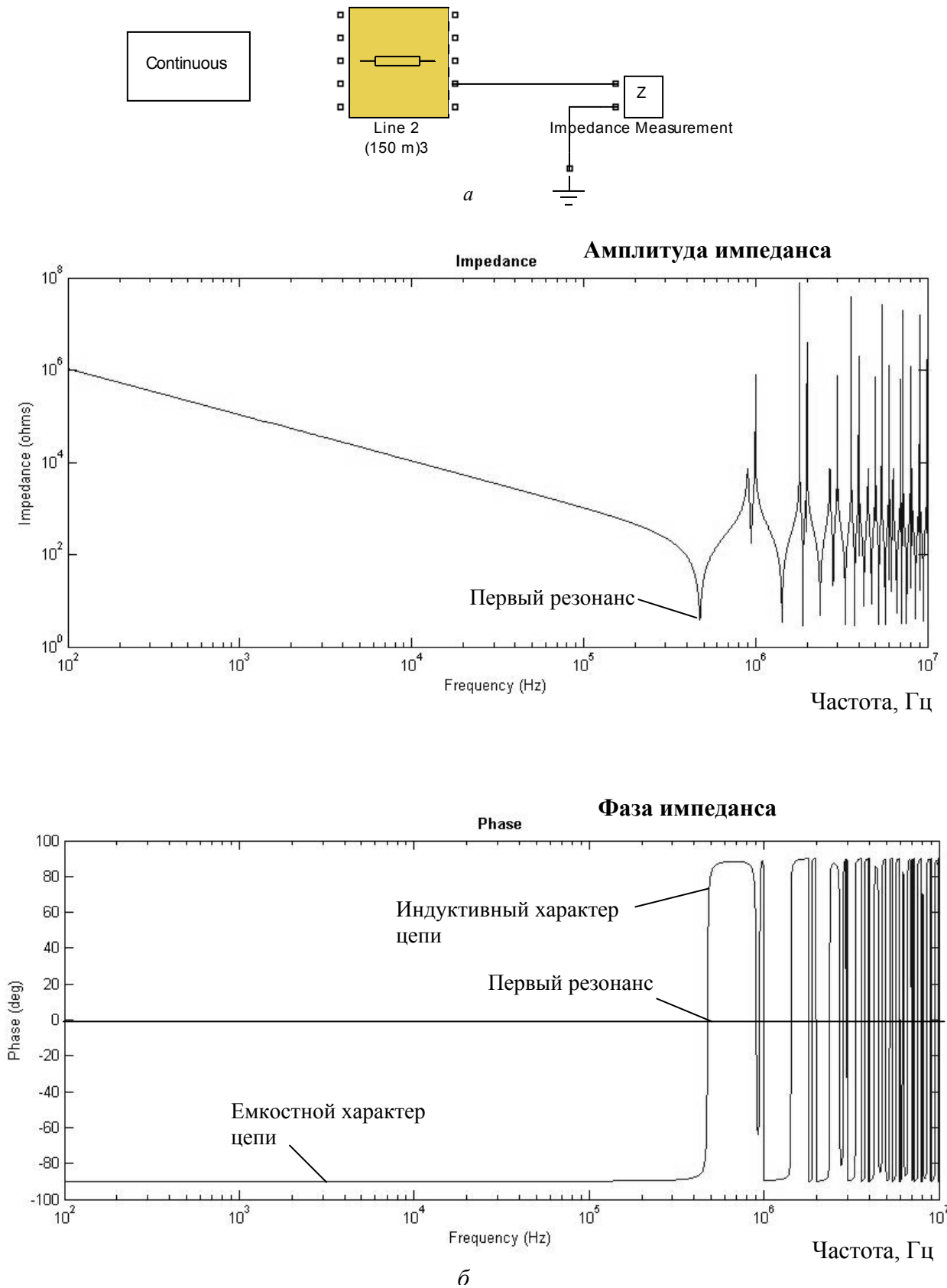


Рис. 4

2) Кривая напряжения на гирлянде имеет резко осциллирующий характер. Это связано с тем, что участок линии вместе с опорой и линейной изоляцией характеризуются в электрическом плане совокупностью индуктивностей и емкостей, между которыми возникает колебательный процесс с периодическим обменом энергией.

Известно, что если частота внешнего воздействия (импульса тока) совпадает с одной из собственных резонансных частот системы, то в системе с высокой добротностью могут возникать значительные колебания напряжений и токов. Для изучения резонансных свойств участка исследуемой линии длиной 150 м рассматривалась вспомогательная задача – определение импеданса одного из фазных проводов линии по отношению к земле при различной частоте внешнего воздействия. Simulink-модель для исследования резонансных свойств элементарного участка линии показана на рис. 4 а, а расчетная зависимость импеданса участка этой линии от частоты – на рис. 4 б. Из приведенных результатов следует, что точка первого резонанса линии реализуется при частоте 0,5 МГц, а в области частот порядка 10^6 Гц (что и соответствует длительности переднего фронта разрядного тока молнии 1,2 мкс) в элементах линии находятся точки второго, третьего и т.д. резонансов. Из-за близости параметров тока молнии к точкам собственного резонанса линии и происходит высокочастотная осцилляция напряжения на гирлянде – см. рис. 3. Далее будет показано, что при более длинных фронтах импульса тока молнии осцилляции будут значительно меньше (см. рис. 8).

На рис. 5 и 6 показано импульсное напряжение, возникающее соответственно на фазном проводе (в середине пролета) и на грозозащитном тросе (также в середине пролета) по отношению к земле. Параметры тока молнии 100 кА, 1,2/50 мкс. Сопротивление заземления 10 Ом. Видно, что кривые напряжения имеют резко осциллирующий характер. При этом амплитуда напряжения на тросе достигает около 1600 кВ.

Влияние величины сопротивления заземления. Для исследования влияния сопротивления заземления опоры R_z на максимальное значение импульсного напряжения на гирлянде изоляторов в работе выполнялись расчеты при различном значении этого сопротивления. Результаты расчетов для трех значений $R_z=10$ Ом, 30 Ом и 100 Ом показаны на рис. 7. Здесь параметры тока молнии принимались равными 100 кА, 1,2/50 мкс. Из этого рисунка следует, что с ростом величины сопротивления заземления растет импульсное напряжение на гирлянде изоляторов, причем при увеличении величины сопротивления в 10 раз (с 10 до 100 Ом) амплитуда напряжения возрастает приблизительно в четыре раза (с 1000 до 4000 кВ). Учитывая, что для изоляторов такого класса напряжения значение $U_{50\%} = 1560$ кВ [1], можно заключить, что при выбранных параметрах тока молнии 100 кА, 1,2/50 мкс, перекрытие изоляции произойдет при $R_z \approx 25$ Ом. Также из результатов рис. 7 следует, что с ростом сопротивления заземления уменьшаются осцилляции напряжения на гирлянде, что является общим свойством резонансных электрических цепей при увеличении диссипативных процессов.

Влияние формы разрядного тока молнии. Результаты расчетов импульсного напряжения на гирлянде изоляторов при различных значениях амплитуды и длительности разрядного тока молнии показаны на рис. 8. Здесь рассматривался случай биэкспоненциальной кривой изменения разрядного тока со следующими значениями временных параметров: а) 1,2/50 мкс; б) 8/40 мкс; в) 10/350 мкс. Амплитуда тока для всех случаев принималась равной 100 кА. Сопротивление заземления 10 Ом. Из результатов рис. 8 следует, что чем более крутой фронт разрядного тока, тем выше импульсное напряжение на гирлянде изоляторов. Также из сравнения рис. 10 а и в следует, что более длинный импульс тока приводит к меньшим осцилляциям в кривой напряжения.

Прямой удар молнии в фазный провод в середине пролета. Известно [4], что при прямом попадании молнии в фазный провод минуя грозозащитный трос, перекрытие изоляции линии определяется в основном максимальным значением тока молнии и зависит от величины волнового сопротивления линии. Для подтверждения этого обстоятельства выполнялся расчет импульсного напряжения на гирлянде изоляторов при амплитуде тока молнии 10 кА и различных значениях длительности тока молнии. Результаты расчетов показаны на

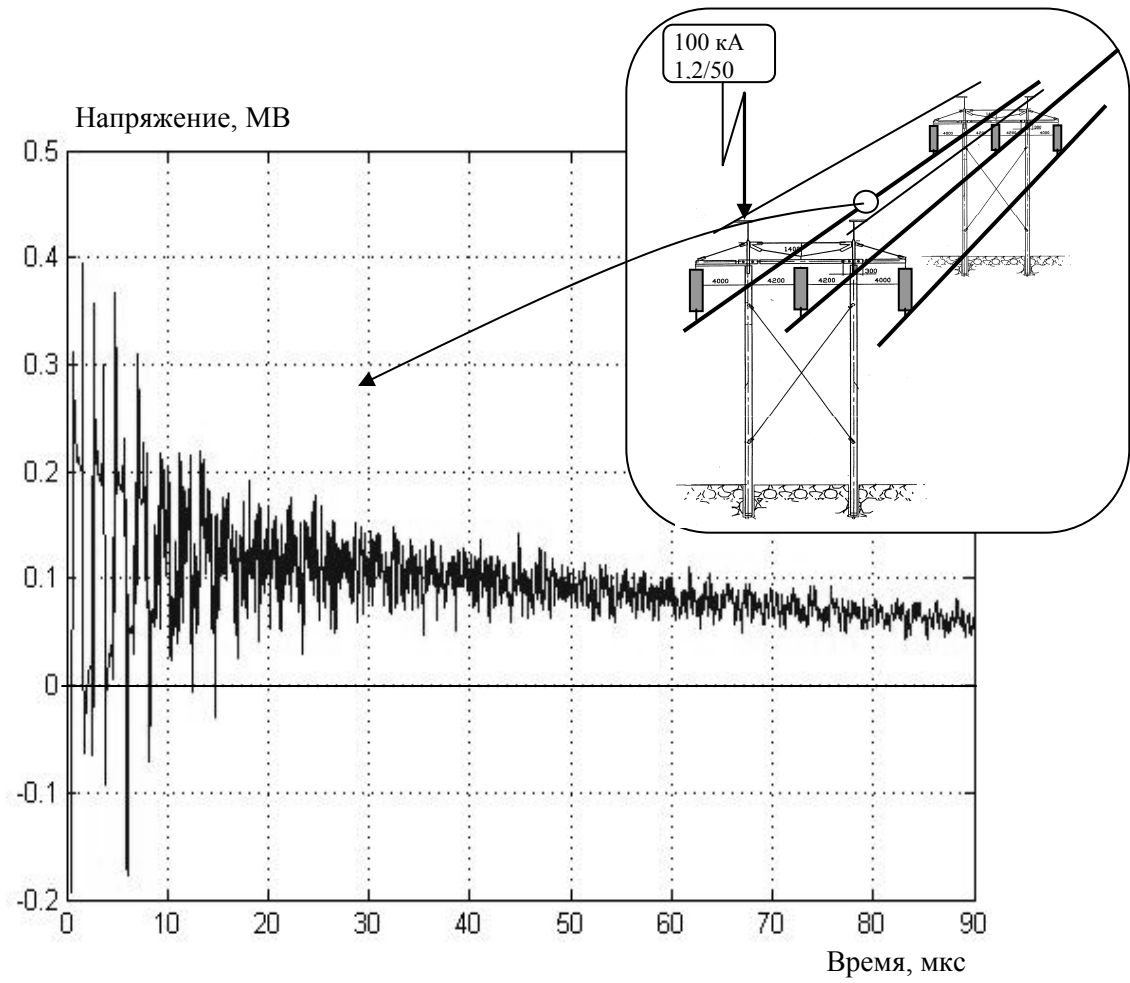


Рис. 5

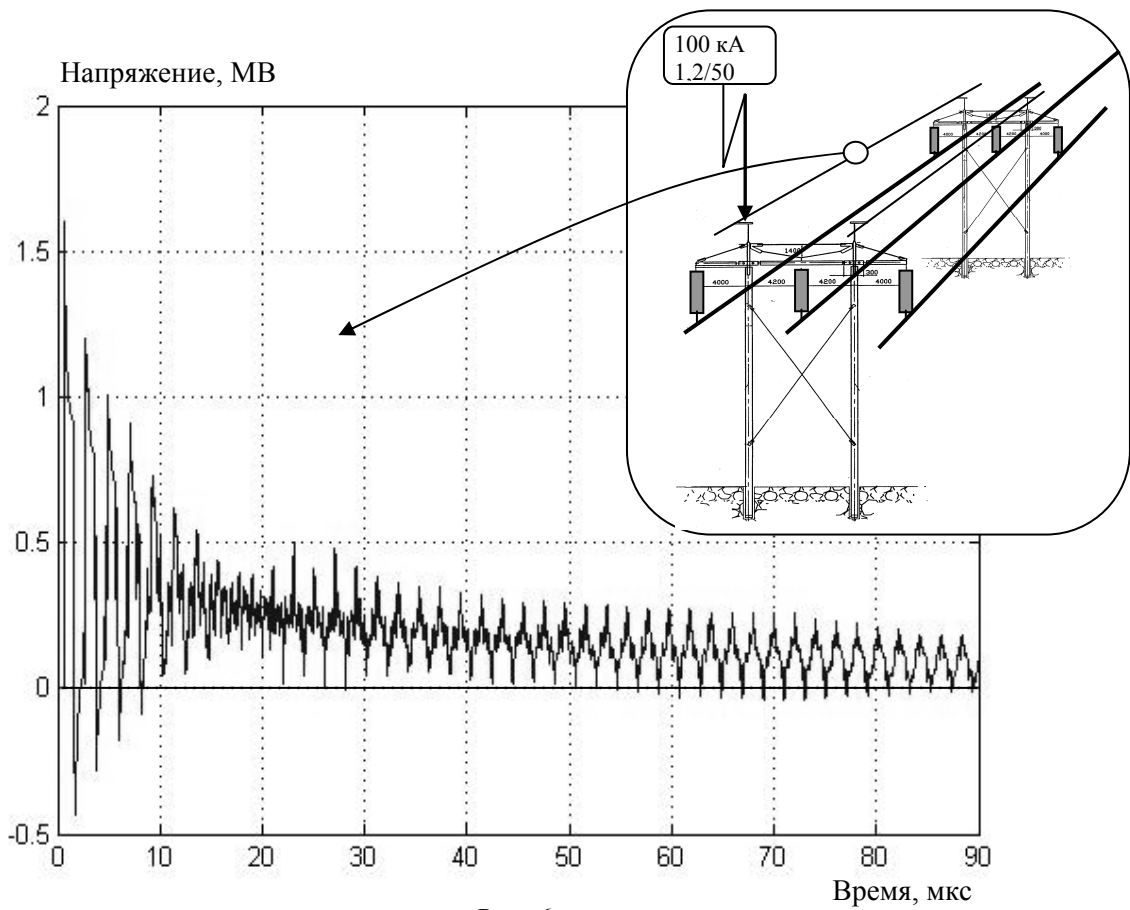


Рис. 6

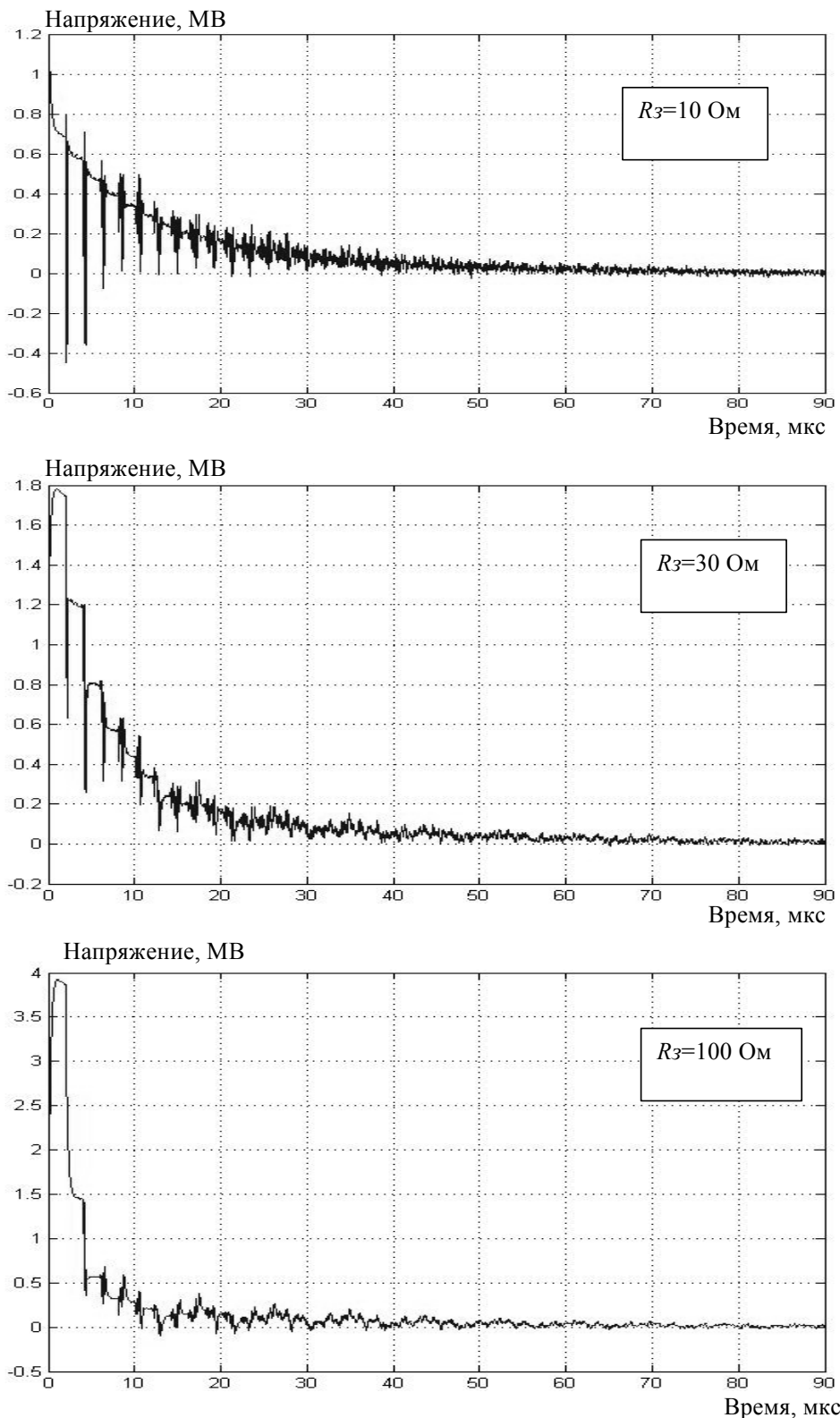


Рис. 7

рис. 9. Данные этого рисунка показывают, что амплитуда импульсного напряжения практически не зависит от формы импульса тока молнии и составляет около 3000 кВ. Отсюда следует, что при токе молнии амплитудой 5 кА, напряжение на гирлянде достигнет значения $U_{50\%} = 1560 \text{ кВ}$, что с вероятностью 50 % приведет к перекрытию изоляторов.

Разряд молнии в грозозащитный трос в середине пролета. Результаты расчетов для этого случая представлены на рис. 10 при различных параметрах токового импульса. Видно, что импульс тока молнии с более крутым фронтом вызывает большую амплитуду напряжения на гирлянде изоляторов – амплитудное значение на верхнем графике рис. 10 максимально. Также короткий импульс тока молнии вызывает резко осциллирующее напряжение на гирлянде изоляторов, затухающее за время порядка 100 мкс.

В заключение отметим, что разработанный программный комплекс является "открытой системой", которая может быть после соответствующих изменений использована для расчета различного вида перенапряжений в ВЛ, а именно: а) расчет грозовых перенапряжений в высоковольтных линиях напряжением 500, 750 кВ и выше; б) расчет грозовых перенапряжений на подстанциях и рациональный выбор средств защиты – ОПН, разрядников, их параметров и место расположения; в) расчет грозовых перенапряжений в подземных кабельных линиях.

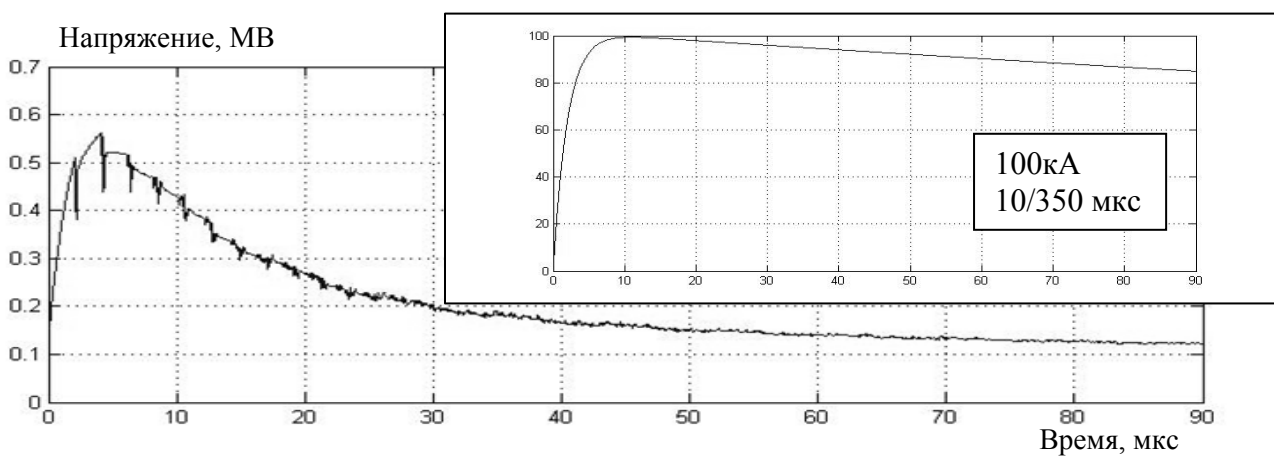
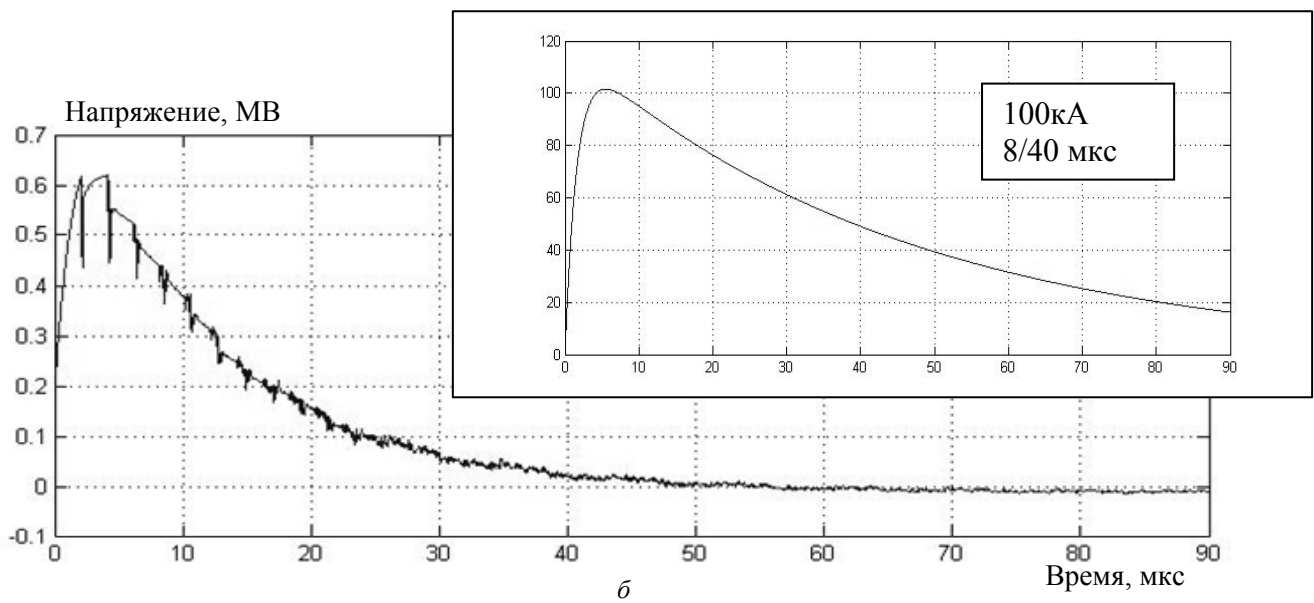
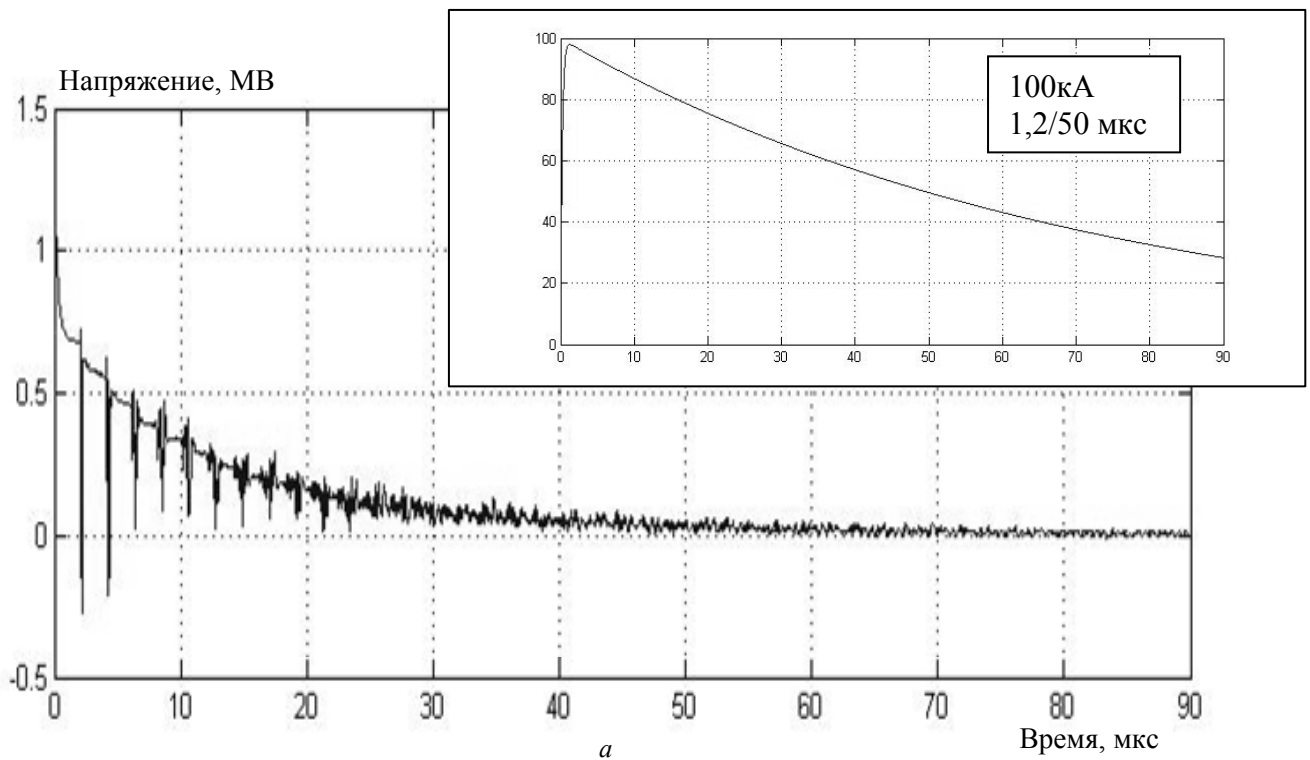


Рис. 8

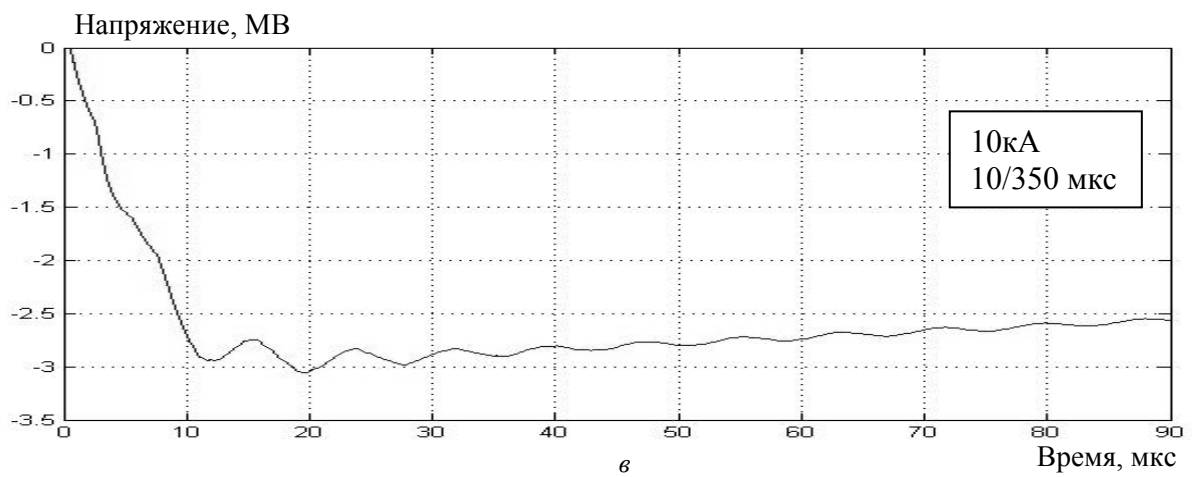
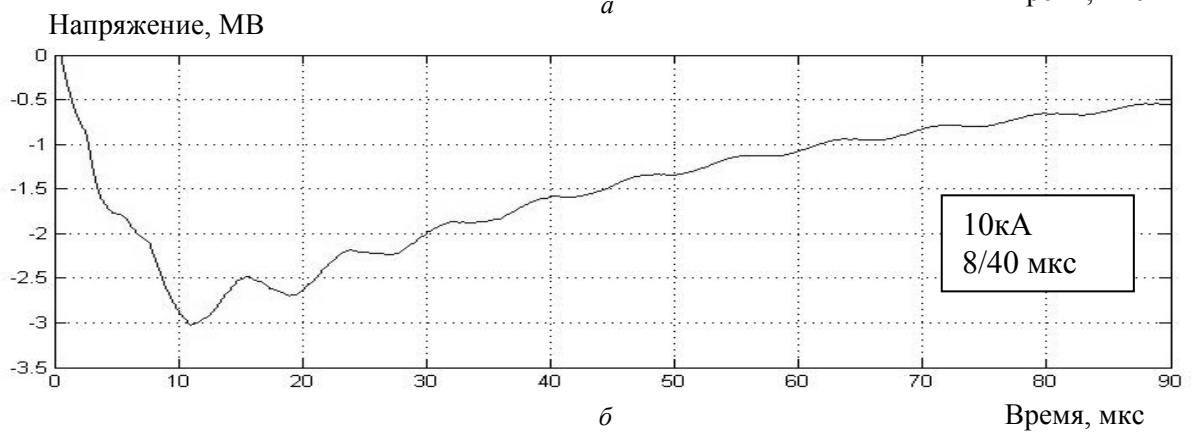
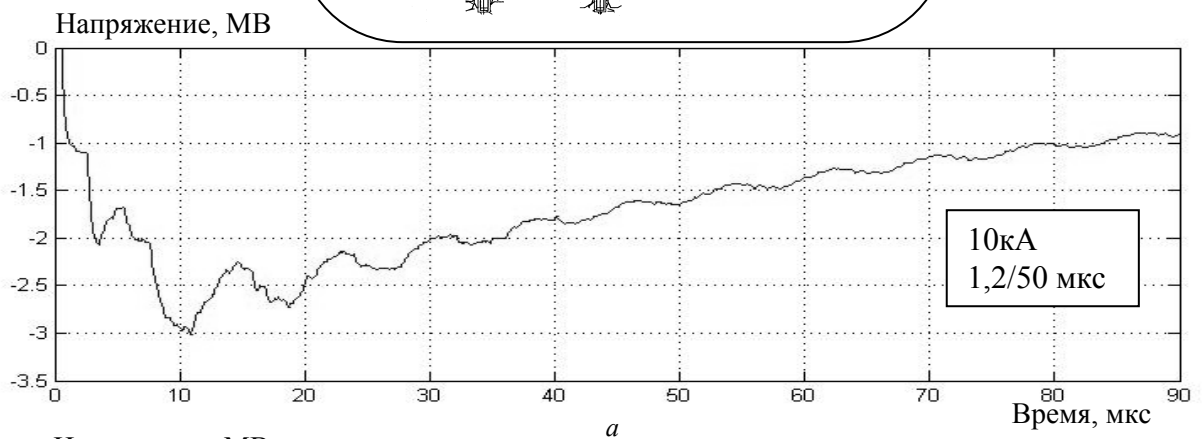
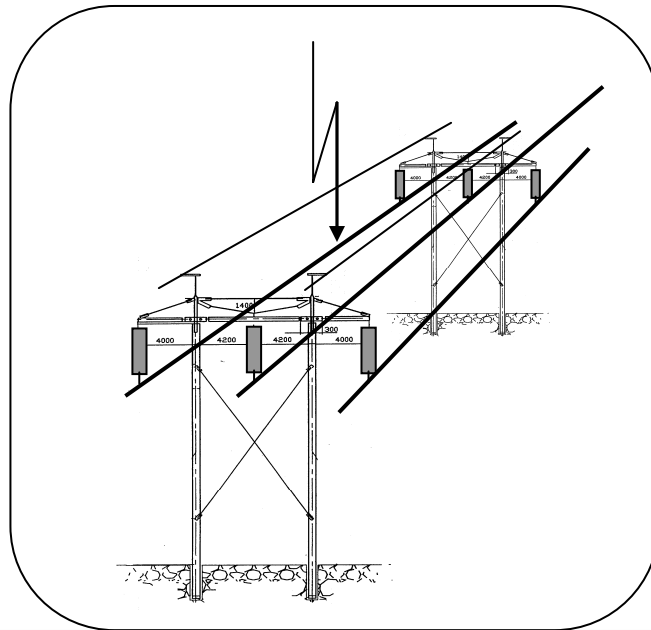


Рис. 9

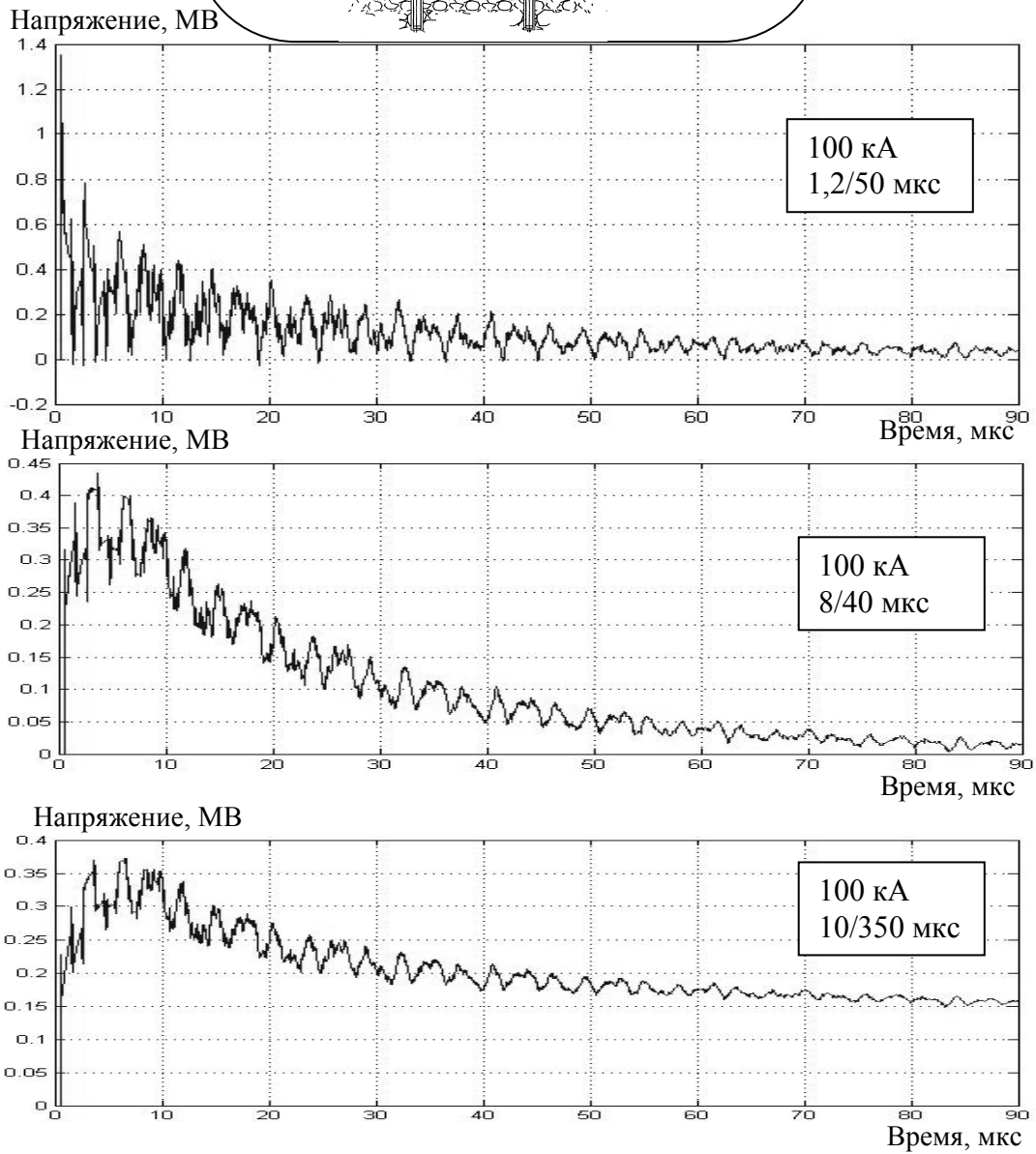
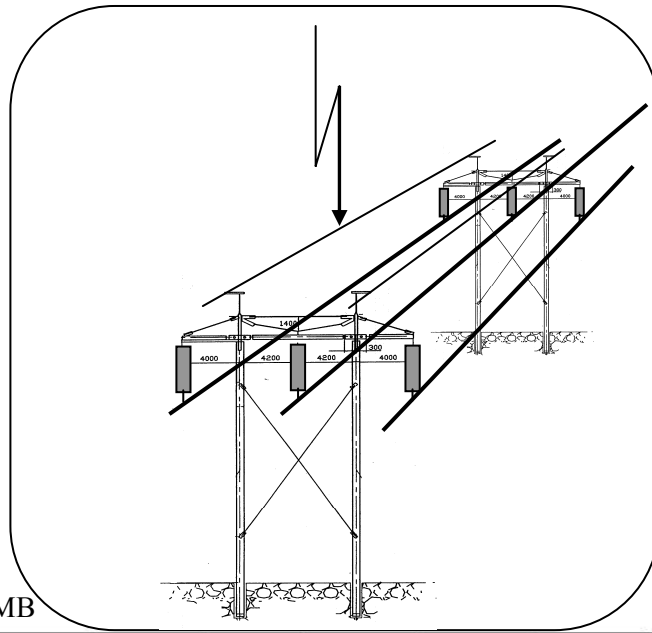


Рис. 10

1. Александров Г.Н. Молния и молниезащита. – М.: Наука, 2008. – 274 с.
2. Базелян Э.М., Райзер Ю.П. Физика молнии и молниезащита. – М.: Физматлит, 2001. – 320 с.
3. Проектирование линий электропередачи сверхвысокого напряжения / Ред. Г.Н. Александрова. – М.: Энергоатомиздат. 1993. – 560 с.
4. Техника высоких напряжений / Ред. Д.В. Разевиг. – М.: Энергия, 1976. – 487 с.
5. Anderson R.B. and Eriksson A.J. Lightning Parameters for Engineering Applications // *Electra*, 1980, № 69.
6. Beieri O. Front Shape Parameters of Negative Subsequent Strokes Measured at the Peissenberg Tower // *Proceeding of the 21st Int. Conf. on Lightning Protection*. – Berlin, 21–25 September, 1992.
7. Bruce C.E., Golde R.H. The lightning discharge // *Journal of IEE*, 1941. – V. 88. P. 487–520.
8. Berger K., Anderson R.B., Kroeninger H. Parameters of Lightning Flashes // *Electra*, 1975, № 41.
9. Dommel, H. "Digital Computer Solution of Electromagnetic Transients in Single and Multiple Networks // *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-88. – No. 4, April, 1969.
10. Eriksson A.J. Lightning and Tall Structures // *Trans. South Africa. IEE*, 1978. – 69, PL 8.
11. Gardner R.L., Baker L., Baum C.E., Andersh D.J. Comparison of Lightning with Public Domain HEMP Waveforms on the Surface of an Aircraft // *6th EMC Symposium*. – Zurich, 1985.
12. Garbagnati F., Lo Piparo G.B. Parameter von Blitz-stromen. – *ETZ*. – 1982. – Vol. 103, № 2.
13. Golde R.H. *Lightning*. – London: Academic Press Inc, 1977. Vol. 1, № 2.
14. <http://www.emtp.org>
15. <http://www.mathwork.com/>
16. International Standard IEC1021-1 1990. Protection structures against lightning. – 48 p.
17. Jones R.D. On the Use of Tailored Return-Stroke Current Representation to Simplify the Analysis of Lightning Effect on Systems // *IEEE Trans. On EMC*, 1977.

УДК 621.311

О.Д. Подольцев, докт. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03057, Україна

Комп'ютерне моделювання грозових перенапруг у високовольтній повітряній лінії електропередавання

Описано математичну модель та програму розрахунку високочастотних процесів та перенапруг у повітряній лінії електропередавання напругою 330 кВ при попаданні грозового розряду в струмопровідний провід або захисний трос, яка реалізована у комп'ютерному середовищі Matlab/Simulink. Розглянуто комп'ютерні моделі для аналізу високочастотних процесів у опорі та гірлянді ізоляторів, а також різні підходи до моделювання розрядного струму грозового імпульсу. Наведено значення перенапруг, що виникають у лінії при різних параметрах імпульсу струму, який моделює грозовий розряд, а також при різних місцях прикладання цього імпульсу в лінії. Бібл. 17, рис. 10.

Ключові слова: повітряна лінія електропередавання, високочастотні процеси, грозові перенапруги.

O.D. Podoltsev

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine

Computer simulation of lightning overvoltage in high voltage overhead transmission line

The mathematical model and Matlab / Simulink program for calculation of overvoltage in overhead line 330 kV under the action of lightning discharge in the current-carrying wire or a security cable are presented. Computer models for the analysis of high-frequency processes in transmission tower and the support insulator strings, as well as different approaches to the modeling of lightning discharge current pulse are discussed. Finally, the lightning surge was analyzed at different parameters of the current pulse which simulates a lightning discharge, and at various points in the line of its application. References 17, figures. 10.

Key words: overhead power transmission line, high-frequency processes, lightning surge.

Надійшла 03.03.2017

Received 03.03.2017

УДК 621.315.2 : 004.94

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭКСПЛУАТАЦИОННЫХ ДЕФЕКТОВ СИЛОВЫХ КАБЕЛЕЙ С ИЗОЛЯЦИЕЙ ИЗ СШИТОГО ПОЛИЭТИЛЕНА

И.Н. Кучерявая, докт. техн. наук
Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина
rB.irinan@gmail.com

Путем компьютерного моделирования исследованы электрическое поле, электрические силы и электромеханические напряжения в полиэтиленовой изоляции силовых кабелей с типичными дефектами на макроуровне – надрезом с наружной стороны кабеля и трещиной в изоляции вблизи жилы кабеля. Показаны концентрация и высокие значения этих величин, а также превышение предела прочности и возможность разрушения изоляции в зонах заостренных концов рассматриваемых дефектов и, как следствие, необходимость соблюдения бездефектности кабелей и их изоляции в процессе прокладки и эксплуатации. С практической точки зрения работа представляет интерес в связи с широким внедрением и достаточно продолжительной эксплуатацией силовых кабелей со сшитополетиленовой изоляцией в Украине и за рубежом. Библ. 15, рис. 4.

Ключевые слова: полиэтиленовая изоляция, дефекты на макроуровне, электромеханические напряжения, эквивалентное напряжение, трехмерное компьютерное моделирование.

Введение. Широкое внедрение нового поколения кабелей с изоляцией из сшитого полиэтилена (СПЭ изоляцией) на высокое и сверхвысокое напряжения (до 500 кВ) обуславливает необходимость обеспечения их гарантированной надежности и продолжительного ресурса эксплуатации. Надежность кабелей в процессе длительной эксплуатации (до 30 лет и более) во многом связана с бездефектностью элементов, в частности, с состоянием полиэтиленовой изоляции и интенсивностью ее старения [1, 9, 10, 12, 13]. Длительный срок работы кабелей достигается за счет многих факторов – соблюдения требований современной технологии производства, заводских характеристик, профессиональности прокладки и монтажа, условий окружающей среды и эксплуатации, уровня технического обслуживания.

Причины повреждения кабелей достаточно разнообразны. В зависимости от них дефекты структурных элементов кабелей подразделяются на следующие группы:

1) дефекты производства и проектирования (микровключения, загрязнения, трещины, неплотное прилегание элементов кабеля друг к другу, заниженное сечение жил кабеля и др.);
2) дефекты прокладки, монтажа и связанные с ними механические повреждения (механические напряжения, приводящие к трещинообразованию; недопустимые изгибы, надрезы, вмятины, изломы; повреждения кабелей подземной прокладки при проведении земляных работ механизированным способом и др.);

3) эксплуатационные дефекты, среди которых дефекты, связанные:
– с условиями окружающей среды (интенсивность проникновения влаги и, как следствие, уровень развития триингов; агрессивность среды, ее температура, тепловое сопротивление грунта для подземных кабелей и связанная с этим коррозия элементов и пр.);
– с условиями функционирования в энергосистеме (среди них – длительность токовых перегрузок и перегрева; изменения напряжения в системе; превышение времени короткого замыкания).

Отметим, что первые две группы повреждений оказывают влияние на кабели в течение всего срока их эксплуатации. В условиях воздействия электрического поля при наличии дефектов в структуре, включая повреждения изоляции, происходят ее ускоренный износ и сокращение срока службы кабеля. Ухудшение качества полиэтиленовой изоляции на микроуровне связано, прежде всего, с дефектами изготовления – наличием посторонних включений, распространением микротрещин, развитием водных и электрических триингов в изоляции [1, 8, 12]. На макроуровне механизмы деградации изоляции вызываются ее механиче-



Рис. 1

скими повреждениями, потерей целостности и нарушением изоляционной поверхности, проявляются также в связи с интенсивным развитием микродефектов в процессе длительной эксплуатации кабелей.

На рис. 1 показаны эксплуатационные дефекты и дефекты прокладки силовых кабелей с СПЭ изоляцией, а также картина растрескивания изоляции вследствие перегрева в процессе эксплуатации [9] (рис. 1 *a*); глубокий надрез, более 50 %-ной толщины изоляции, образованный при установке, и развитый водный триинг на конце надреза [13] (рис. 1 *б*); дефект изоляции со стороны внешнего полупроводящего слоя [10] и трещины в полиэтиленовой изоляции у поверхности жилы [1] (рис. 1 *в*).

Дефекты полиэтиленовой изоляции на микро- и макроуровнях приводят к локальной концентрации электрического поля, снижению электрической прочности изоляции [5, 8, 12, 13]. В процессе эксплуатации кабелей дефекты способны развиваться, приводить к изменению свойств и структуры изоляции. Основными факторами развития дефектов в полиэтиленовом материале являются действие электрического поля, проникновение влаги, механические напряжения и воздействия, временной фактор.

Как сообщается в работе [4], чем выше класс напряжения кабеля, тем большее влияние на его качество (на электрическую прочность) оказывают дополнительные, кроме дефектности, факторы, среди которых неоднородная структура изоляции и уровень механических напряжений в ней. Только внутренние механические напряжения технологического происхождения могут снижать электрическую прочность изоляции на 20...25 % [4].

В [15] путем экспериментального исследования выявлено совместное влияние частоты приложенного напряжения и внутренних механических напряжений на рост и структуру триингов в сшитом-полиэтиленовом материале.

Электрические и механические процессы в неоднородной полиэтиленовой изоляции связаны между собой и способствуют ее деградации на микроуровне. С помощью дву- и трехмерного компьютерного моделирования это показано на примере изоляции с водными микровключениями простой формы (сферической, эллипсоидной) в работах [2, 14] и модельными триинговыми структурами – в статьях [2, 5].

Целью настоящей работы является компьютерное исследование распределения электрического поля и механических напряжений в полиэтиленовой изоляции высоковольтного кабеля (110 кВ), имеющей характерные макроуровневые дефекты эксплуатации и прокладки – надрез (растрескивание) поверхности и части объема изоляции (в соответствии с рис. 1 *a*, *б*), а также трещину в изоляции, исходящую от жилы кабеля (в соответствии с рис. 1 *в* внизу). Компьютерное моделирование выполняется в трехмерном случае в объеме кабеля с выбором в нем малого элемента – подобласти с дефектами (рис. 2 *a*). Электрическая и механическая задачи представляют собой единую мультифизическую задачу [6] и решаются последовательно численным путем. Механическая задача использует объемные электрические силы, действующие в полиэтиленовой изоляции и определяемые при решении электрической задачи. Расчеты проводятся в стандартной программе мультифизического моделирования Comsol [11], в которой реализуется метод конечных элементов.

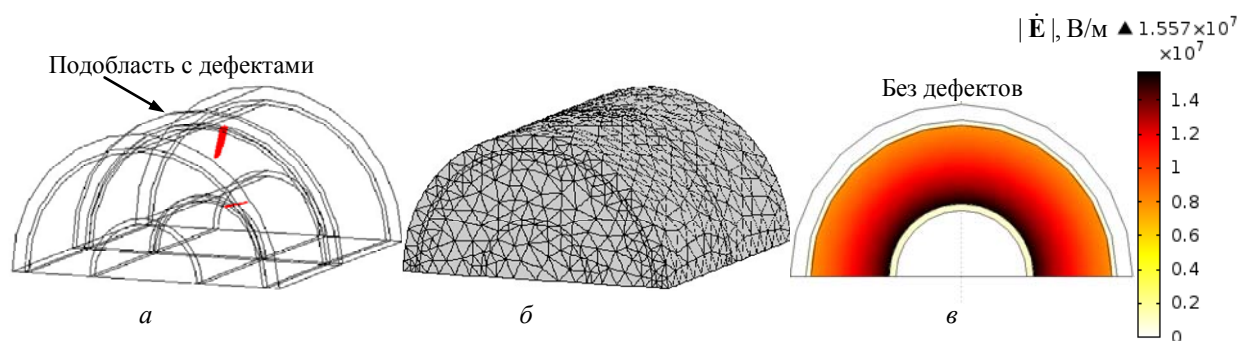


Рис. 2

В работе принят подход численного расчета электрических и механических процессов в достаточно большом объеме кабеля со встроенными в него дефектами. Возможен другой подход – расчет процессов в небольшой выделенной подобласти полиэтиленовой изоляции с дефектами при граничных условиях электрической задачи, определяемых с помощью аналитического выражения для напряженности поля из [7].

Описание физических задач. Электрическая задача и задача структурной механики рассматриваются в трехмерной постановке в декартовой системе координат. Расчетная область электрической задачи включает элементы – основную изоляцию кабеля, полупроводящие слои и медный экран. В области жилы и наружной оболочки кабеля электрическая задача не решается. Механическая задача решается только в области основной изоляции кабеля.

Электрическая задача формулируется относительно электрического потенциала ϕ , который определяется из решения дифференциального уравнения $\nabla \cdot (\sigma + j\omega\varepsilon_0\varepsilon_r)\nabla\phi = 0$, где ε_0 и ε_r – соответственно абсолютная диэлектрическая проницаемость вакуума и относительная диэлектрическая проницаемость среды (комплексная величина в общем случае); σ – электропроводность соответствующей среды; $\omega = 314 \text{ Гц}^{-1}$ – угловая частота; точкой наверху обозначаются комплексные величины.

В модели пренебрегается влиянием объемного электрического заряда, инжектируемого с поверхности жилы и медного экрана в изоляцию. Задаются различные значения электрических параметров ε_r и σ в различных элементах кабеля.

Задаются граничные условия: на поверхности жилы – $\phi = U_m$ (U_m – амплитудное значение фазного напряжения); на поверхности медного экрана – потенциал $\phi = 0$; на остальных границах – условие электрической изоляции $\mathbf{n} \cdot \mathbf{J} = 0$ (\mathbf{n} – единичный вектор внешней нормали, \mathbf{J} – плотность полного тока).

После определения распределения потенциала ϕ напряженность электрического поля рассчитывается как $\mathbf{E} = -\nabla\phi$.

Задача структурной механики решается в предположении отсутствия внешних силовых нагрузок и давления в полиэтиленовом материале с учетом силы, действующей со стороны электрического поля.

Основным уравнением задачи является уравнение механического равновесия $\nabla\sigma_M + \mathbf{F}_e = 0$, где σ_M – тензор механических напряжений; \mathbf{F}_e – объемная электрическая сила (средняя за период), действующая в диэлектрической среде в предположении отсутствия объемных зарядов и определяемая согласно [3] выражением $\mathbf{F} = \frac{\varepsilon_0}{2} \nabla(\varepsilon - 1) |\mathbf{E}|^2$.

В качестве граничных условий на нижней плоской поверхности (рис. 2 а) выбирается условие симметрии, на остальных внешних границах задается условие свободных поверхностей при сделанном предположении, что они не испытывают внешних силовых нагрузок.

Расчетная модель и результаты компьютерного моделирования. Моделирование выполняется для кабеля с СПЭ изоляцией на напряжение 110 кВ. С учетом симметрии область исследования содержит половину объема кабеля по поперечному сечению (рис. 2 а). Это значит, что рассматриваемые макроуровневые дефекты имеют место и в другой симметричной половине объема кабеля. Такое предположение допустимо, поскольку, как будет показано ниже, увеличение электрического поля происходит лишь в локальных областях вблизи дефектов.

Исследуемый одножильный кабель имеет сечение жилы 500 мм^2 (диаметр жилы 25,2 мм), толщину изоляции 16 мм, сечение экрана из медных лент 35 мм^2 (толщину экрана 4 мм). Толщина полупроводящих слоев – 1 мм.

Значения электропроводности изоляции $\sigma_1 = 10^{-15} (\text{Ом}\cdot\text{м})^{-1}$, электропроводности полупроводящих слоев $\sigma_2 = 10^{-7} (\text{Ом}\cdot\text{м})^{-1}$. Диэлектрическая проницаемость материалов $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 2,3$, частота – 50 Гц. Механические свойства полиэтилена: модуль Юнга $E_{\text{упр}} = 700 \text{ МПа}$, коэффициент Пуассона $\nu = 0,46$. Плотность полиэтилена $\rho = 930 \text{ кг/м}^3$. В результате решения механической задачи рассчитывается распределение эквивалентных напряжений, определяемых как среднее механическое напряжение, исходя из энергии упругой деформации в каждой точке [6]. Как правило, на основании сравнения эквивалентных напряжений с пределом прочности материала делается заключение о его механически нагруженном состоянии.

Конечно-элементное разбиение расчетной области показано на рис. 2 б. В малой области расположения дефектов (рис. 2 а) использовалось максимально возможное сгущение расчетной сетки с тем, чтобы наиболее корректно рассчитать поле в зоне дефектов, особенно на их заостренных концах.

Картина распределения напряженности поля в изоляции без дефектов с цветовой линейкой значений на рис. 2 в представлена для дальнейшего сравнения с полученными результатами в области рассматриваемых структурных дефектов на макроуровне – надреза изоляции со стороны внешнего полупроводящего слоя (рис. 3) и трещины в изоляции вблизи жилы кабеля (рис. 4). Надрез в соответствии с рис. 1 б и трещина в изоляции представляются достаточно объемными, их толщина по длине кабеля задается равной 2 мм.

Напряженность электрического поля в изоляции без дефектов может быть вычислена не только численно (как на рис. 2 в), но и аналитически по выражению, приведенному, например, в [7].

На рис. 3 показано распределение электрического поля (рис. 3 а), объемной электрической силы (рис. 3 б) и эквивалентного напряжения (рис. 3 в) в области надреза изоляции. Как видно, максимальные значения этих величин концентрируются на конце надреза. В рассматриваемом случае надрез находится в зоне изоляции, в которой при отсутствии дефектов

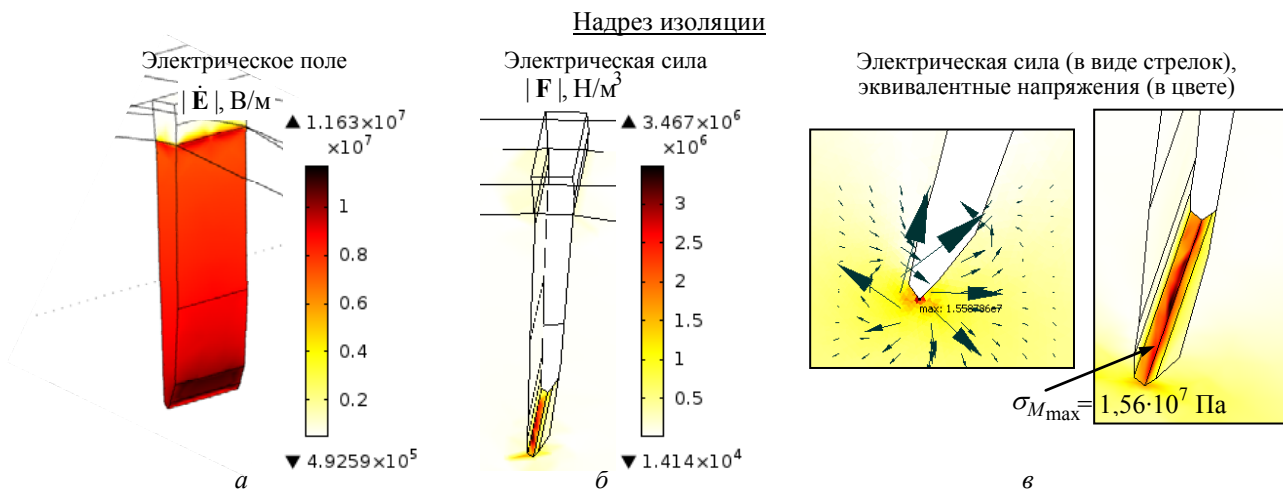
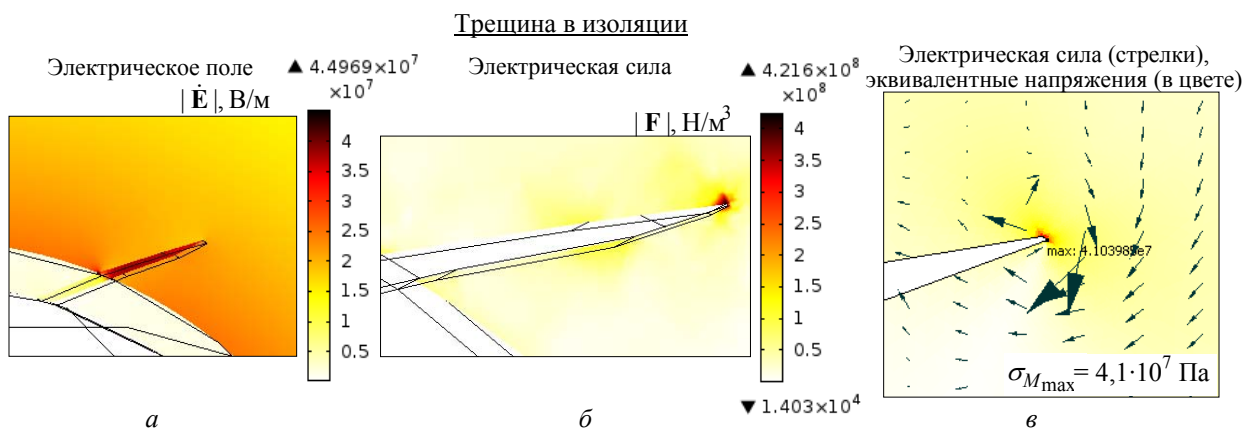


Рис. 3



напряженность поля согласно рис. 2 *в* составляет $|\dot{E}| \sim 0,75\text{--}8$ кВ/мм, и согласно данным рис. 3 *а* увеличивается более чем в 1,5 раза. Распределение на конце надреза векторной величины силы \mathbf{F} (рис. 3 *в* справа) показывает сложный характер ее действия – в целом круговой сжимающий эффект, а вблизи конца надреза – наличие значительных сил всестороннего растягивания. С учетом того, что предел прочности полиэтилена составляет $(1\text{--}2)\cdot 10^7$ Па, полученный характер действия электрической силы и максимальное значение эквивалентного напряжения $\sigma_{M_{\max}} = 1,56\cdot 10^7$ Па свидетельствуют о возможном растрескивании изоляции на конце надреза и распространении его вглубь изоляции.

Распределения электрического поля, объемной электрической силы и эквивалентного напряжения вблизи и непосредственно на острие трещины в изоляции представлены на рис. 4. Электрическое поле для этого случая увеличивается почти в 2,9 раза (в сравнении с данными рис. 2 *в*). Наибольшие значения электрической силы $|\mathbf{F}|$ концентрируются на самом конце трещины (рис. 4 *б*). Согласно рис. 4 *в* действие силы в этой зоне имеет характер кругового сжатия, а эквивалентное напряжение равно $\sigma_{M_{\max}} = 4,1\cdot 10^7$ Па, что превышает предел прочности материала и объясняет его вероятное локальное разрушение, начиная от острия трещины.

Вследствие высокой напряженности электрического поля в зонах на конце надреза и трещины возможно зарождение и развитие триинговых структур, что подтверждается рис. 1 *б*.

Отметим, что в дополнение к трехмерному случаю решения электрической и механической задач в полиэтиленовой изоляции с дефектами, задачи решались в двумерной постановке. При этом расхождение результатов расчетов относительно максимальных значений величин составляло до 25...35 %, а описанные выше закономерности в их распределении не изменялись.

Выводы. Исследован характер распределения электрического поля, электрической силы и механического напряжения в полиэтиленовой изоляции высоковольтного кабеля с учетом наличия характерных дефектов – надреза изоляции со стороны наружного полупроводящего слоя и трещины в изоляции вблизи жилы кабеля.

Расчетным путем выявлено, что ослабленные зоны изоляции с высокой напряженностью электрического поля, большими значениями электрической силы и эквивалентного напряжения, превышающего предел прочности полиэтиленового материала, имеют место на заостренных концах рассматриваемых дефектов. Такие дефекты влияют на распределение поля в изоляции на макроуровне, способны приводить к снижению ее электрической прочности и разрушению как на микро-, так и на макроуровне.

Результаты работы содействуют более полному пониманию причин деградации полиэтиленовой изоляции и показывают важность недопущения в ней дефектов при прокладке и эксплуатации силовых кабелей.

1. Ковригин Л.А. Технологические и эксплуатационные дефекты в изоляции кабелей // Кабель-news. – 2008. – № 10. – С. 58–60.
2. Кучерявая И.Н. Компьютерный анализ электромеханических напряжений в полиэтиленовой изоляции силового кабеля при наличии микровключений // Техн. электродинамика. – 2012. – № 5. – С. 10–16
3. Ландау Л.Д., Лившиц Е.М. Электродинамика сплошных сред. – М.: Наука, 1982. – 621 с.
4. Мещанов Г.И., Шувалов М.Ю., Каменский М.К., Образцов Ю.В., Овсиенко В.Л. Кабели на напряжение 10–500 кВ: состояние и перспективы развития (анализ, прогноз, исследования) // Кабели и провода. – 2008. – № 5 (312). – С. 32–38.
5. Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Мультифизические процессы в области включения в полиэтиленовой изоляции силового кабеля (трехмерное моделирование и эксперимент) // Техн. электродинамика. – 2015. – № 3. – С. 3–9.
6. Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Мультифизическое моделирование в электротехнике. – К.: Ин-т электродинамики НАН Украины, 2015. – 305 с.
7. Уиди Б. Кабельные линии высокого напряжения. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 232 с.
8. Шидловский А.К., Щерба А.А., Золотарев В.М., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Кабели с полимерной изоляцией на сверхвысокие напряжения. – К.: Ин-т электродинамики НАН Украины, 2013. – 550 с.
9. Buchholz V. Finding the root cause of power cable failures. – http://www.electricenergyonline.com/show_article.php?article=186
10. Cable condition assessment. – <http://www.powertechlabs.com/testing/cables-accessories/>
11. Comsol multiphysics modeling and simulation software – <http://www.comsol.com/>
12. Dissado L.A., Fothergill J.C. Electrical degradation and breakdown in polymers. – London: Peter Peregrinus Ltd. for IEE, 1992. – 601 p.
13. Mashikian M. S., Szatkowski A. Medium voltage cable defects revealed by off-line partial discharge testing at power frequency // IEEE Electrical Insulation Magazine. – 2006. – Vol. 22, No. 4. – P. 24–32.
14. Wang Z., Marcolongo P., Lemberg J.A., Panganiban B., Evans J.W., Ritchie R.O., Wright P.K. Mechanical fatigue as a mechanism of water tree propagation in TR-XLPE // IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation. – 2012. – Vol. 19, No. 1. – P. 321–329.
15. Zheng X., Chen G., Davies A.E., Sutton S.J. The influence of survival mechanical stress and voltage frequency on electrical tree in XLPE // 2002 Annual Report IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena. – Mexico, 20–24 Oct. 2002. – P. 955–958.

УДК 621.315.2 : 004.94

І.М. Кучерява, докт. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна

Дослідження експлуатаційних дефектів силових кабелів з ізоляцією зі зшитого поліетилену

Шляхом комп'ютерного моделювання досліджено електричне поле, електричні сили та електромеханічні напруги в поліетиленовій ізоляції силових кабелів з характерними дефектами на макрорівні – надрізом із зовнішнього боку кабеля та тріщиною в ізоляції поблизу жили кабеля. Показано концентрацію і високі значення цих величин, а також перевищення межі міцності та можливість руйнування ізоляції в зонах загострених кінців розглянутих дефектів і, як наслідок, необхідність дотримання бездефектності кабелів та їх ізоляції в процесі прокладання та експлуатації. З практичної точки зору робота виявляє інтерес у зв'язку з широким впровадженням і досить тривалою експлуатацією в Україні та за кордоном силових кабелів зі зшитого-поліетиленовою ізоляцією. Бібл. 15, рис. 4.

Ключові слова: поліетиленова ізоляція, дефекти на макрорівні, електромеханічні напруги, еквівалентна напруга, тривимірне комп'ютерне моделювання.

I.M. Kucheriava

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, Ukraine

The study of operating defects in XLPE insulated power cables

The electric field, electric force and electromechanical stress in the polyethylene insulation of power cables with typical defects at macro-level (with deep gash from the outer side of cable and crack in the insulation near the cable conductor) are studied by computer modeling. As shown, the concentration and maximum values of electric intensity, electric force and equivalent tensile stress as well as the exceeding of ultimate strength take place on the pointed end of the defects. Therefore the exclusion of defects in cable insulation is needed in the course of installation and operation of power cables. The results of the work are of practical importance in view of wide application and long-term service of XLPE (cross-linked polyethylene) insulated power cables in Ukraine and all over the world. References 15, figures 4.

Key words: polyethylene insulation, macro-sized defects, electromechanical stress, equivalent tensile stress, three-dimensional computer modeling.

Надійшла 02.12.2016

Received 02.12.2016

ТЕХНОЛОГІЧНЕ ТА ЕНЕРГЕТИЧНЕ ЕЛЕКТРООБЛАДНАННЯ

УДК 621.314

МОДЕЛЮВАННЯ ТА ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ГІБРИДНИХ СИСТЕМ ЖИВЛЕННЯ АВТОНОМНИХ ЕЛЕКТРОТРАНСПОРТНИХ ЗАСОБІВ

А.К. Шидловський, акад. НАН України, **В.Б. Павлов**, докт. техн. наук, **В.Є. Павленко**, **Д.О. Малахатка**

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03057, Україна
e-mail: mobil@ied.org.ua

Розглянуто питання енергетичної ефективності комбінованих систем енергоживлення і на основі моделювання проведено порівняльний аналіз паралельної та послідовної систем при експлуатації електромобілів у європейському міському циклі UDC, який на цей час застосовується в Євросоюзі для оцінки економічності використання транспортних засобів у міській зоні. Бібл. 3, рис. 10, таблиця.

Ключові слова: електромобіль, комбінована система, моделювання, міський цикл руху, паливна економічність.

Аналіз світових тенденцій розвитку транспортних засобів показує, що головним завданням сучасного автомобілебудування на сьогоднішній день є вирішення екологічних проблем і проблеми зростання цін на традиційні види палива.

Одним з ефективних рішень щодо підвищення економії палива і зниження рівня викиду шкідливих речовин є застосування комбінованої (гібридної) енергетичної системи – гібридного приводу. Під гібридною енергоустановкою прийнято розуміти наявність на транспортному засобі двох або декількох джерел енергії – двигуна внутрішнього згорання (ДВЗ) і накопичувача енергії. Як показує практика, найбільш економічно і технічно доцільними є дизель-електричні енергоустановки.

Зазначимо, що розробниками сучасних комплектів тягового електрообладнання для транспорту з комбінованими енергоустановками використовуються кілька типових структурних підходів. Відповідно, системи тягового приводу для гібридних транспортних засобів (ГТЗ) за своєю конструкцією поділяються на послідовні, паралельні та комбіновані [3].

Послідовна кінематична схема гібридної енергетичної установки (рис. 1) виключає механічний зв'язок коліс з первинним джерелом енергії (наприклад, двигуна внутрішнього згорання). Двигун є джерелом енергії для генератора, який у свою чергу живить електродвигуни приводу коліс. Між генератором і електродвигуном (електродвигунами) приводу розташований накопичувач енергії (батарея акумуляторів або суперконденсаторів). Накопичувач акумулює надлишки виробленої генератором електроенергії, отримує енергію рекуперації при гальмуванні, забезпечує пікові навантаження на колесах. Схема дає змогу стабілізувати режим роботи первинного двигуна в області максимальної паливної ефективності й мінімальних викидів, виключити конструктивні елементи механічної передачі: коробки передач, вали, редуктори і т.п. Електрична схема також досить проста, може бути застосована як з ДВЗ, так і з альтернативними джерелами енергії (паливними елементами і т.п.).

Паралельна схема (рис. 2) забезпечує передачу енергії на колеса як від джерела механічної енергії (ДВЗ), так і паралельно від електродвигуна. При цьому накопичувач енергії працює так, як у послідовній схемі. Електродвигун компенсує нерівномірності роботи ДВЗ і недостатній момент, забезпечуючи плавність ходу і економію палива за рахунок енергії на-



Рис. 1

копичувача, отриманої при рекуперативному гальмуванні. При малих обертах можливий рух транспортного засобу тільки від електродвигуна з приєднанням до роботи ДВС при досягненні достатньої швидкості руху. Схема має відносно високий ККД і хороші масогабаритні показники, відносно недорога (застосовується електроустаткування тільки на частину повної потужності). Послідовна схема найбільш ефективна при русі транспортного засобу в режимі зі змінними навантаженнями. Використання паралельної схеми виправдано для транспортних засобів, що працюють на маршрутах з середньою і більш низькою інтенсивністю руху (у порівнянні з послідовною схемою). Паралельна схема може бути застосована тільки з двигунами з обертовим валом (ДВЗ) і не підходить для альтернативних джерел енергії.

Комбінована схема поєднує в собі переваги послідовної та паралельної схем за рахунок спеціального пристрою узгодження роботи ДВЗ і електродвигуна (наприклад, несиметричний планетарний диференціал). Пристрій узгодження дає змогу перерозподіляти потоки потужності між двома джерелами енергії (тепловий двигун і електричний накопичувач) і двома каналами передачі енергії на колеса (механічним і електромеханічним) і передавати потужність між ними в будь-якому напрямку. У такій схемі можлива робота як від одного джерела енергії (ДВЗ або накопичувач електроенергії), так і від двох одразу (ДВЗ і накопичувач), а обертання передається на колеса як механічним, так і електричним двигуном або тільки одним (будь-яким) з них.

Кожна з розглянутих структур має позитивні й негативні якісні показники, що впливають на доцільність застосування тієї чи іншої схеми. До них відносяться складність системи, ККД електричної частини, кількість шкідливих викидів, простота управління, вартість і т.д. Одним з важливих показників ефективності є рівень витрат органічного палива.

Величина витрат палива при використанні розглянутих систем може бути визначальною при розгляді питання про застосування ГТЗ. У роботі на основі моделювання проведено порівняльний аналіз паралельної і послідовної структур гібридних систем при експлуатації електромобілів в європейському міському циклі UDC (Urban Driving Cycle) (рис. 3), який на сьогоднішній день прийнятий в Євросоюзі для оцінки економічності використання транспортних засобів у місті.

Було розроблено імітаційні моделі паралельної і послідовної

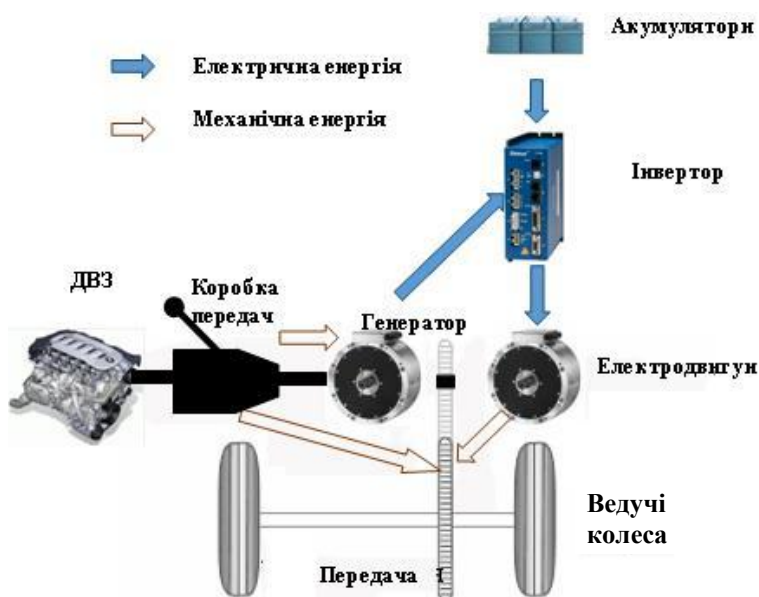


Рис. 2

гібридних трансмісій. Як силова установка використовувався дизельний двигун потужністю 150 к.с., маса автомобіля 1,7 т, яка не змінюється під час руху. У варіанті з паралельною схемою була застосована чотириступінчаста коробка передач [1].

Для реалізації моделі в середовищі Matlab Simulink були застосовані стандартні блоки бібліотек Simscape і Simpowersystems, які дали змогу змодельовати

електромагнітні процеси, які протікають у системі приводу автомобіля, і побудувати еквівалентні механічні передачі. Крім того, були розроблені власні блоки, що описують роботу ДВЗ, системи управління коробкою передач, системи управління тяговим електродвигуном, рекуперативного гальмування, системи стабілізації вихідної напруги тягового генератора.

Як зразок для порівняння спочатку було побудовано імітаційну модель транспортного засобу з механічною трансмісією (рис. 4).

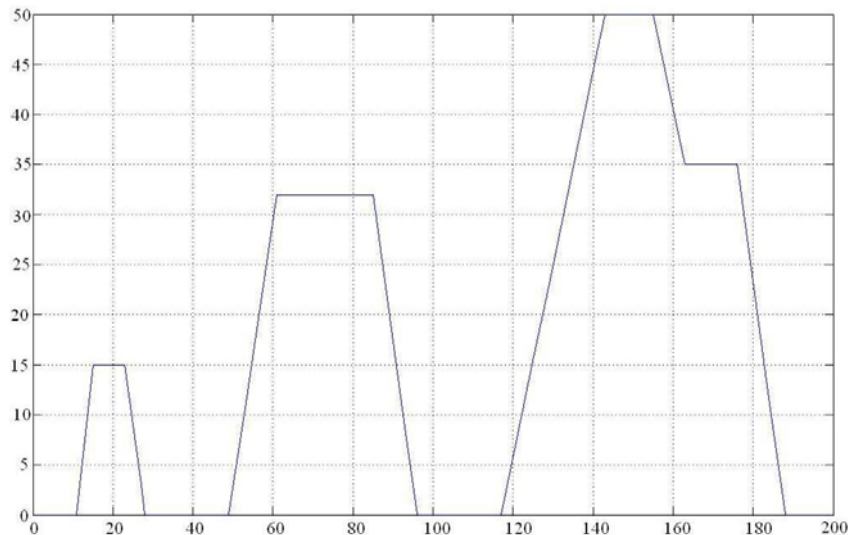


Рис. 3

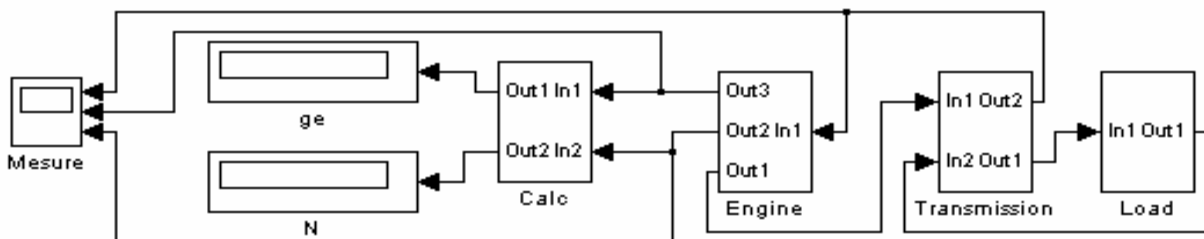


Рис. 4

На рис. 5 показано блок Engine, що моделює роботу ДВЗ. На вхід In 1 цього блока подається сигнал значення частоти обертання колінчастого вала (рад/с), отриманий з блока Transmission. Після підстановки даних значень у вираз залежності крутного моменту від частоти обертання колінчастого вала, описаного поліномом четвертого порядку (Polynomial),

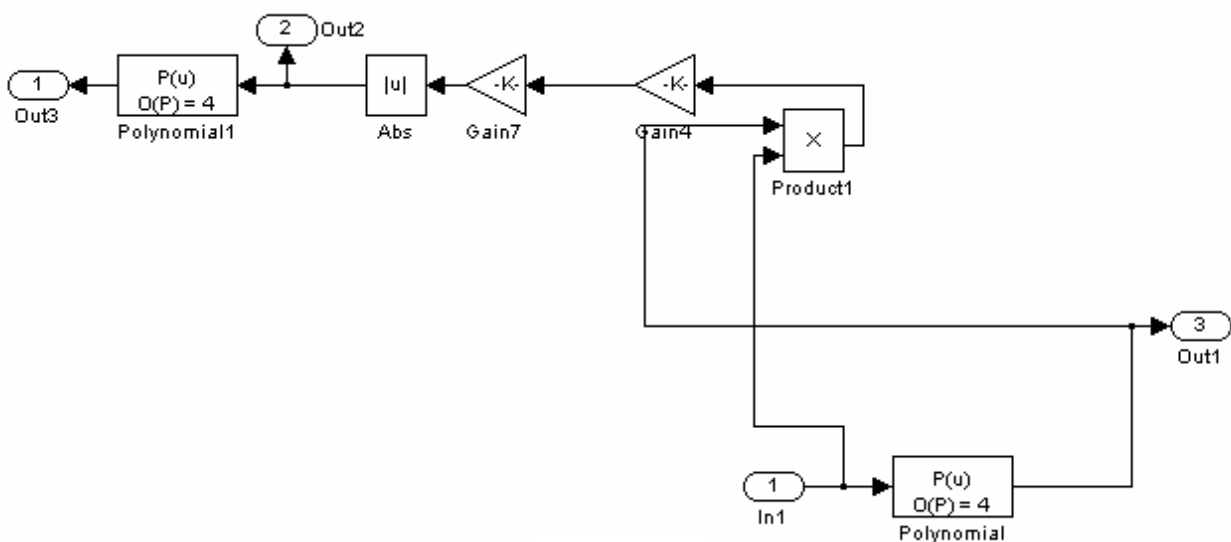


Рис. 5

який сформований на основі результатів стендових випробувань, отримуємо діючі значення крутного моменту (Н). Через порт Out1 значення крутного моменту ДВЗ повертаються до блоків, з яких надійшли значення частоти обертання колінчастого вала. Значення потужності (кВт) визначаються як множення моменту на частоту обертання, після чого, наведені до одиниць виміру в кінських силах, подаються через вихід Out 2 на блоки Measure і Calc.

Підставляючи їх у поліном четвертого порядку Polynomial 1, на підставі значень потужності отримуємо значення питомої витрати палива (г/к.с.-год), які через вихід Out 3 подаються на блоки Measure і Calc.

Блок Transmission, показаний на рис. 6, моделює роботу механічної частини трансмісії. Його побудовано з використанням стандартних компонентів бібліотеки Simscape/SimDriveline, елементи якої дають змогу моделювати процеси, що протікають у механічних передачах, включаючи взаємні перетворення частот обертання валів і крутних моментів, що передаються цими валами. За допомогою спеціальних блоків (Inertia, Driveline Environment, Initial Condition, Simple Gear) враховуються такі параметри: передавальне число зубчастої передачі, ККД передачі, момент інерції будь-якої ділянки передачі, коефіцієнти пружності та демпфірування елементів з можливим буксуванням.

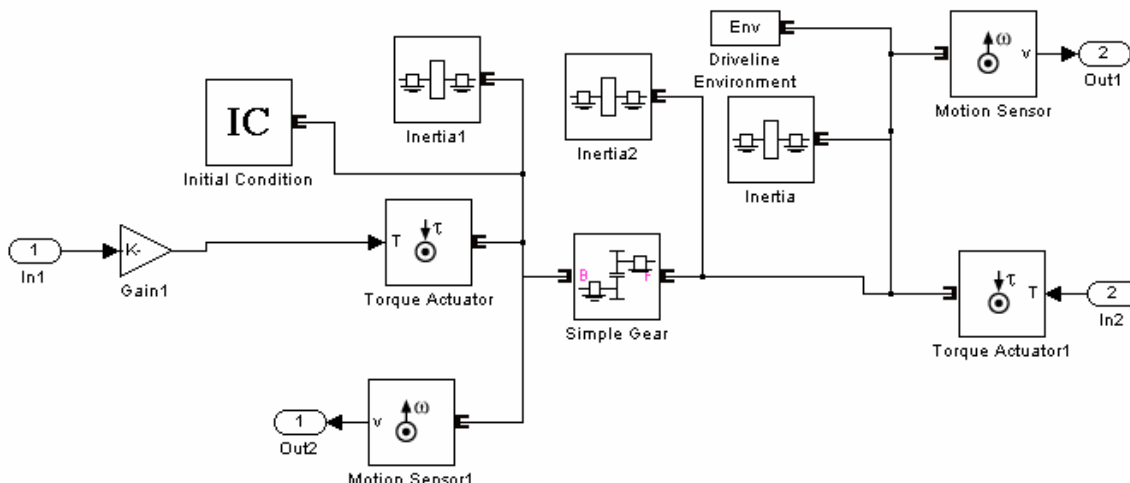


Рис. 6

На рис. 7 представлено блок Load, який задає момент опору руху транспортного засобу. Він є реалізацією формули моменту опору руху в середовищі Simulink. Залежність моменту опору від швидкості руху транспортного засобу реалізується за допомогою зворотного зв'язку з блоком Transmission за частотою обертання колеса. Сума моментів опору, що залежать і не залежать від швидкості руху машини, через порт Out 1 передається на блок Transmission.

Блок Calc розраховує середні значення потужності й питомої витрати палива і передає їх у відповідні вікна. Блок Measure формує графіки коливань частоти обертання колінчастого вала ДВС, його потужності й питомої витрати палива.

Таким чином, у цьому поданні математичної моделі реалізовано зворотні зв'язки, необхідні для розрахунків шуканих параметрів роботи ДВЗ.

Варіант послідовної гібридної трансмісії з генератором постійного струму і ТЕД постійного струму

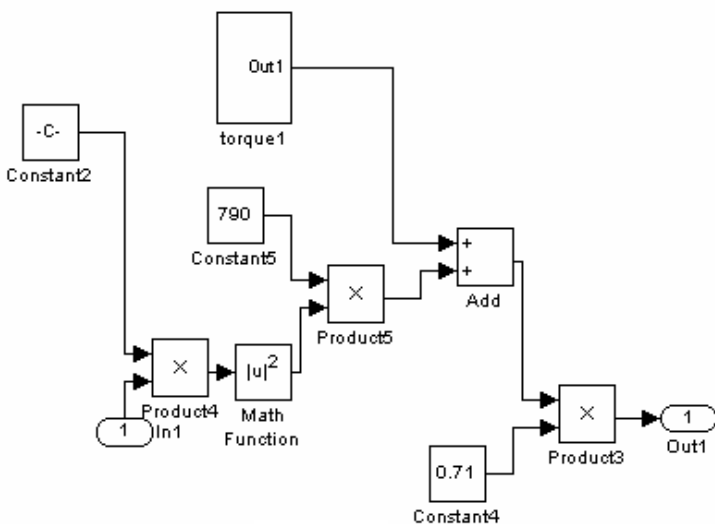


Рис. 7

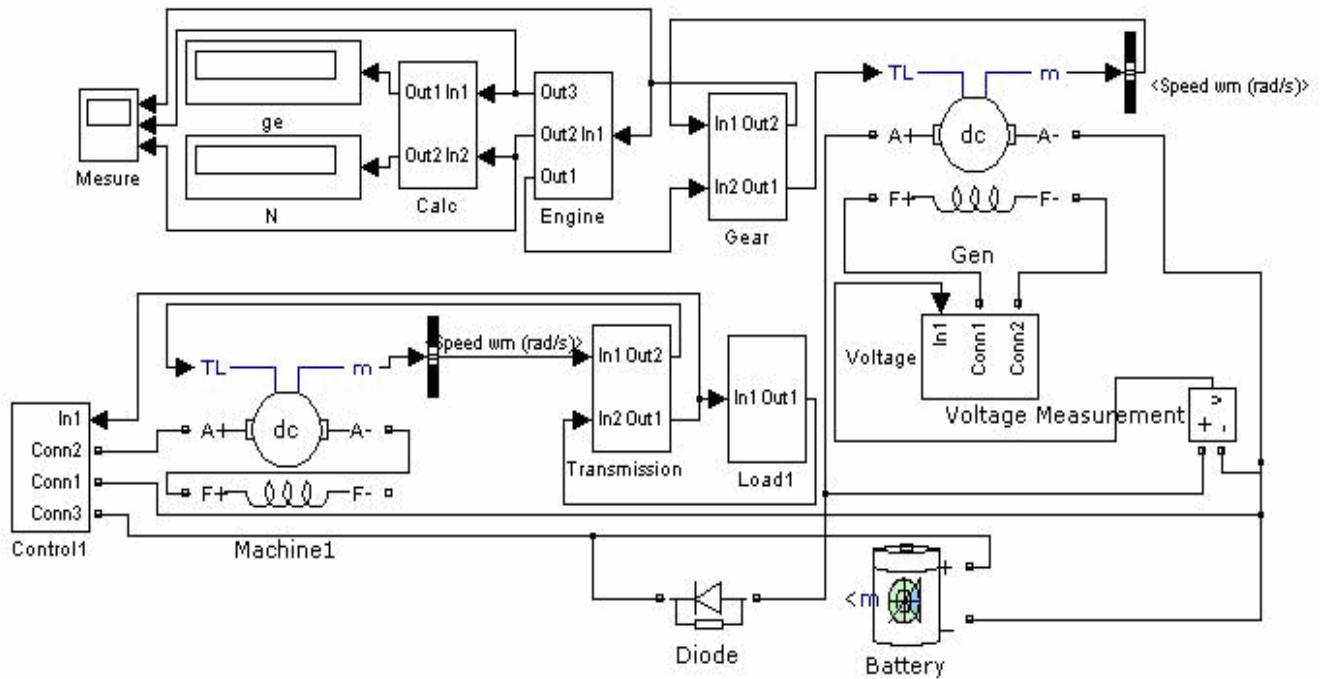


Рис. 8

послідовного збудження представлено на рис. 8. Тут показано, що крім блоків генератора (Gen) і ТЕД (Machine), які, по суті, є стандартним блоком DC Machine, додано декілька спеціальних блоків.

Блок Gear – моделює роботу редуктора, що передає крутний момент від ДВЗ до генератора постійного струму, і служить для узгодження частот обертання різних машин. По суті, це той же блок Transmission, але з більш простою механічною передачею.

Блок Voltage – моделює роботу системи стабілізації вихідної напруги генератора, побудованої на базі широтно-імпульсного регулятора.

Блок Control – моделює роботу системи управління ТЕД, побудованої на базі ШПР. Крім того, розглянутий блок дає змогу здійснювати стабілізацію швидкості руху машини, отримуючи дані від датчика частоти обертання колеса, розташованого в блоці Transmission.

У моделі паралельного гібриду (рис. 9) є тільки одна електрична машина, яка залежно від режиму руху транспортного засобу працює в генераторному або тяговому режимах. У блок Transmission було додано підсумовуючий редуктор, який побудовано за допомогою моделі механічного диференціалу і тому називається Transmission 1 [2].

Графіки процесів зміни обертів, потужності й питомої витрати палива ДВЗ представлено на рис. 10. З графіків видно, що коливання представлених параметрів у процесі руху транспортного засобу з електромеханічною трансмісією значно нижче, ніж з механічною. Трансмісія з комбінованою системою енергоживлення практично усу-

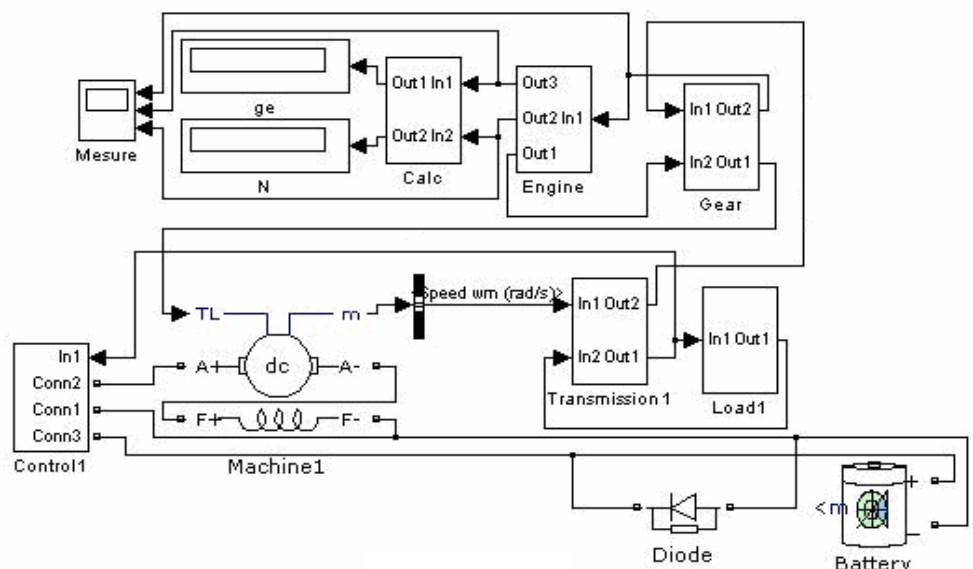


Рис. 9

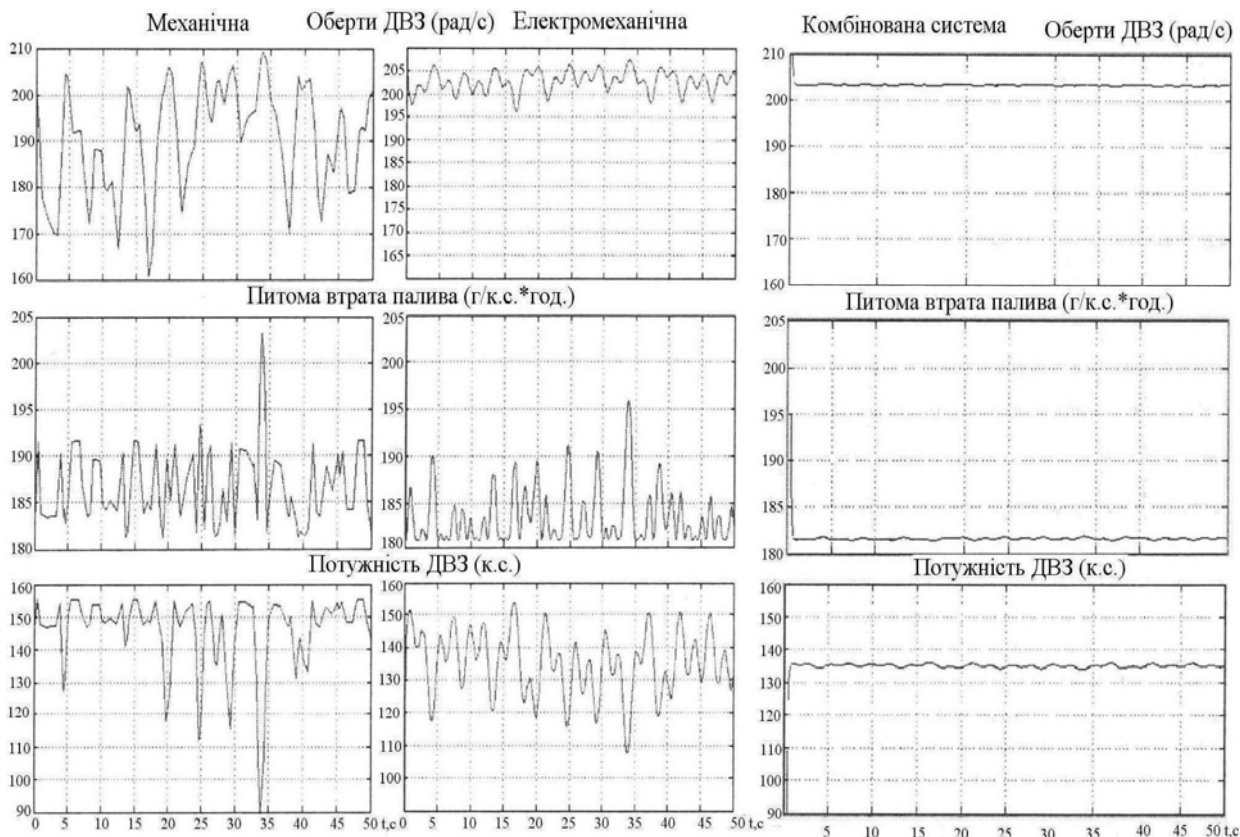


Рис. 10

ває коливання розглянутих параметрів, що тягне за собою зниження споживання органічного палива, поліпшення динамічних і ергономічних показників транспортного засобу.

У таблиці наведено дані миттєвої питомої витрати палива гібридних систем приводу автомобіля в міському циклі, які отримано в результаті моделювання. Враховуючи більш звичне уявлення даних витрат у літрах на кілометри, необхідно було здійснити відповідний перехід. Дані про питому витрату палива імпортувалися в Matlab у розроблену процедуру Converter, яка підсумувала миттєві значення витрати палива із заданою частотою, після чого отримане значення маси палива переводилося в обсяг і поділялося на відстань.

Трансмісія	A	B	C	D
Механічна	214	35	7,5	12,5
Послідовна	195	26	5,1	8,8
Паралельна	203	31	6,3	10,6

У таблиці: *A* – питома витрата пального (г/к.с.-год); *B* – середня потужність, розвинена ДВЗ (к.с.); *C* – годинна витрата пального (кг/год); *D* – витрати пального за пробігом (л/100 км).

З таблиці видно, що при такому режимі експлуатації послідовна схема гібридного приводу автомобіля споживає менше палива для виконання тієї ж роботи. Такий ефект був досягнутий завдяки тому, що при послідовній схемі ДВЗ працює при стабілізованих обертах з мінімальною питомою витратою палива, а при повному заряд батареї відключається зовсім.

Запропоновані результати моделювання підтверджуються експериментальними даними американських дослідників, які запустили на міські та приміські маршрути Нью-Джерсі автобуси з паралельною і послідовною гібридними трансмісіями. У своїх дослідженнях вони відзначають, що застосування послідовного приводу дало зменшення споживання палива на 25 %, тоді як паралельного – всього на 12 % [3].

1. Павлов В.Б., Третяк М.В. Моделювання електромеханічної трансмісії тягово-транспортного засобу сільськогосподарського призначення // Техн. електродинаміка, Темат. вип. «Силова електроніка та енергоефективність». – 2012. – Ч. 1. – С. 140–143.
2. Шидловський А.К., Жаркін А.Ф., Новський В.О., Малахатка Д.О. Моделювання режимів роботи статичних синхронних компенсаторів реактивної потужності та фазоповоротних трансформаторних пристроїв для створення гнучких систем передачі змінним струмом // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2014. – Вип. 38. – С. 18–30.

3. Solero L.L. and Pomilio A. Design of multiple-input power converter for hybrid vehicles // IEEE Trans. Power Electron. – Sep. 2005. – Vol. 20, No. 5. – P. 1007–1016.

УДК 621.314

А.К. Шидловский, акад. НАН України, **В.Б. Павлов**, докт.техн. наук, **В.Е. Павленко**, **Д.А. Малахатка**

Институт электродинамики НАН України,

пр. Победы, 56, Киев-57, 03057, Украина

Моделирование и сравнительный анализ гибридных систем питания автономных электротранспортных средств

Рассмотрены вопросы энергетической эффективности комбинированных систем энергоснабжения и на основе моделирования проведен сравнительный анализ параллельной и последовательной систем при эксплуатации электромобилей в европейском городском цикле UDC, который в настоящее время применяется в Евросоюзе для оценки экономичности использования транспортных средств в городской зоне. Библи. 3, рис. 10, таблица.

Ключевые слова: электромобиль, комбинированная система, моделирование, городской цикл движения, топливная экономичность.

A.K. Shidlovskiy, V.B. Pavlov, V.E. Pavlenko, D.O. Malahatka

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

Peremohy, 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine

Modelling and comparative analysis of hybrid power systems of autonomous electric vehicles

The aspects of energy efficiency of the combined power system as well as simulation-based comparative analysis of parallel and serial systems when operating electric vehicles in city cycle UDC, that commonly used in EU for evaluation of efficiency of the use of vehicles in urban areas, were considered. References 3, figures 10, table.

Key words: electric vehicle, hybrid system, modeling, urban driving cycle, fuel economy.

Надійшла 28.02.2017

Received 28.02.2017

УДК 621.74 : 537.84

**ВИЗНАЧЕННЯ ОСНОВНИХ КОНСТРУКТИВНИХ ПАРАМЕТРІВ
УНІВЕРСАЛЬНИХ ПЕРЕМІШУВАЧІВ РІДКОГО МЕТАЛУ**

О.І. Бондар, асп., **О.І. Глухенький**, канд. техн. наук, **Ю.М. Гориславец**, докт. техн. наук

Институт электродинамики НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

e-mail: ugoris@ied.org.ua

Наведено результати моделювання електромагнітних і гідродинамічних процесів у системі "індуктор – рідкий метал" для універсального перемішувача рідкого металу з лінійним індуктором, який за рахунок почергового живлення одно- і багатofазним струмами спроможний створювати відповідно пульсуюче і біжуче магнітні поля. Визначено вплив основних параметрів такого перемішувача, якими є зазор між індуктором і рідким металом, число стрижнів (полюсів) та полюсне ділення індуктора, на ефективність електромагнітного перемішування рідкого металу у ванні плавильної печі. Показано, що у випадку однофазного живлення у ванні виникає двоконтурна вихрова течія рідкого металу, а при багатofазному живленні залежно від полюсного ділення та зазору може формуватися як дво-, так і одноконтурна течія. Надано рекомендації по конструктивному виконанню універсального перемішувача, який почергово створює одно- та двоконтурну течії, що дає змогу ефективно перемішувати рідкий метал у всьому об'ємі ванни печі. Библи. 5, рис. 6.

Ключові слова: електромагнітне перемішування, рідкий метал, індуктор, пульсуюче і біжуче магнітні поля, чисельне моделювання, конструктивні параметри.

У більшості плавильних печей, зокрема в печах для плавлення алюмінію, перемішування рідкого металу здійснюється переважно електромагнітним способом з застосуванням індукторів біжучого магнітного поля [5]. Відома пропозиція виконувати цю операцію за допомогою пульсуючого магнітного поля, яке створюється однофазним індуктором [2]. При розташуванні такого індуктора біля бічної стінки печі він створює в ній двоконтурну (в плані)

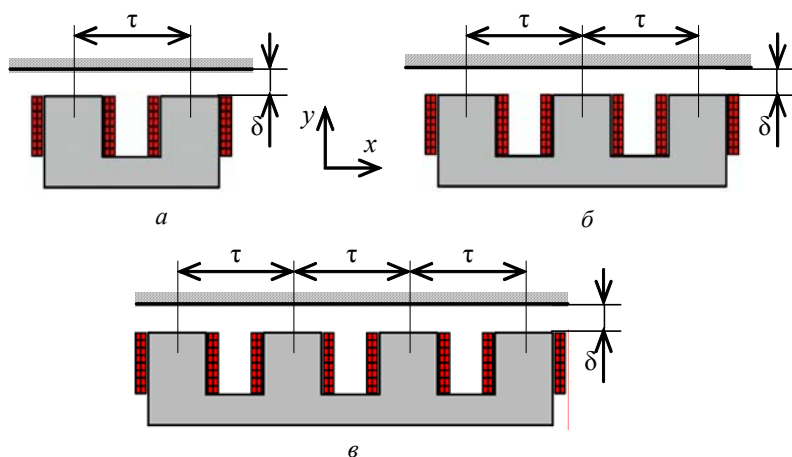


Рис. 1

рідкий метал у всьому об'ємі ванни печі. Застійні зони, що виникають в одному режимі роботи, ефективно перемішуються в іншому. Для реалізації такого способу перемішування бажано мати універсальний електромагнітний перемішувач, який спроможний окремо створювати пульсуюче і біжуче магнітні поля.

У роботах [1, 4] наведено результати дослідження деяких конструктивних рішень універсальних перемішувачів на основі лінійних індукторів, отриманих у результаті мультифізичного моделювання електромагнітних, гідродинамічних і теплових процесів у системі "індуктор – рідкий метал". Досліджувалися перемішувачі з дво- та тристрижневими індукторами, які за рахунок одно- і багатознакового живлення створюють відповідно пульсуюче і біжуче магнітні поля. Проведені розрахунки, а також аналіз фізичних процесів, які протікають у таких системах, показують, що основними (визначальними) параметрами, котрі переважно впливають на ефективність електромагнітного перемішування металу при заданому струмовому навантаженні (заданих ампер-витках котушок індуктора) у першу чергу є зазор між індуктором і рідким металом δ , відстань між стрижнями (полюсне ділення) τ та кількість стрижнів (число полюсів). При цьому вважаються заданими (незмінними) конфігурація і об'єм рідкого металу, що знаходиться у ванні печі, а також частота струму живлення індуктора.

Метою цієї роботи є визначення впливу зазначених параметрів на ефективність електромагнітного перемішування рідкого металу в плавильній печі з універсальними перемішувачами при одно- і багатознаковому їх живленні та встановлення оптимальних конструктивних співвідношень для таких перемішувачів.

Дослідженню підлягали перемішувачі на основі індукторів, схематично представлених на рис. 1. Це дво-, три- та чотиристрижневі індуктори з котушками, розміщеними на кожному стрижні. При живленні їх однофазним струмом вони створюють пульсуюче магнітне поле, а при живленні багатознаковим (дво- або трифазним) струмом – біжуче. Слід зазначити, що у другому випадку окрім біжучого магнітного поля виникає також і пульсуюче поле.

Дослідження проводилося на основі мультифізичного моделювання зв'язаних електромагнітних і гідродинамічних процесів у системі "індуктор – рідкий метал" для відбивної печі, що плавить алюміній. Математичні моделі та методики чисельного розрахунку електромагнітної та гідродинамічної задач для такої системи представлені в роботі [2]. Оскільки задача цього дослідження полягала в оцінці ефективності та порівняльному аналізі досить великої кількості варіантів конструктивного виконання цієї системи, з метою спрощення розрахунків вони проводилися у двовимірній постановці при безіндукційному наближенні, тобто без врахування індукованого за рахунок руху рідкого металу поля.

В якості сталих величин були прийняті: об'єм рідкого металу (розплаву алюмінію), який склав $(2 \times 3 \times 0,5) \text{ м}^3$; індуктор, прилаштований до більшої бокової стінки печі, сумарні ампер-витки усіх котушок кожного індуктора склали 60 кА (амплітудне значення); частота струму живлення – 50 Гц. Змінними величинами були зазор δ і полюсне ділення τ . Решта розмірів індукторів, від яких меншою мірою залежить ефективність роботи перемішувачів, приймалися незмінними і однаковими для всіх індукторів. Їх значення були прийняті такими:

вихрову течію, яка з точки зору процесу перемішування вважається більш ефективною у порівнянні з одноконтурною течією, створеною біжучим магнітним полем.

Подальше підвищення ефективності перемішування металу у ванні печі може бути досягнуто за рахунок почергової дії пульсуючого і біжучого магнітних полів [3]. Такий спосіб перемішування призводить до почергової зміни в часі одно- і двоконтурної вихрових течій, що дає змогу більш ефективно перемішувати

довжина і ширина кожного стрижня складають 0,2 м; ширина магнітопроводу – 0,3 м; поперечний переріз кожної котушки – $(0,2 \times 0,05) \text{ м}^2$. Висота електромагнітної системи (її розмір по осі z), яка використовувалася для визначення інтегральних параметрів (електромагнітної потужності, інтегральних сил, потужності тепловиділення в рідкому металі та ін.), прийнята рівною висоті рідкого металу в печі, тобто 0,5 м.

При багатофазному живленні кути зсуву між струмами сусідніх котушок для кожного індуктора приймалися рівними 120 ел. град. (при зворотному чергуванні фазних струмів), а в однофазному режимі – 180 ел. град.

У результаті послідовного чисельного розв'язання електромагнітної і гідродинамічної задач для кожного варіанта були отримані розподіли електромагнітних сил та швидкості руху рідкого металу, а також визначені інтегральні параметри системи. Оцінка ефективності кожного варіанта проводилася за допомогою інтегральних електромагнітних сил $F_x = h_m \int_{S_m} f_x dS$ і $F_y = h_m \int_{S_m} f_y dS$, де f_x і f_y – питомі електромагнітні сили, які наводяться в рідкому металі; S_m і h_m – горизонтальний переріз і висота рідкого металу у ванні печі, а також за допомогою середньої швидкості рідкого металу $W = \frac{1}{S_m} \int_{S_m} \sqrt{u_x^2 + u_y^2} dS$. Серед електромагніт-

них сил нас будуть цікавити в першу чергу сила F_y у режимі однофазного живлення індукторів, оскільки вона створює двоконтурний вихровий рух рідкого металу, а в режимі багатофазного живлення – сила F_x , оскільки вона формує одноконтурний рух.

На рис. 2 показано залежності створеної пульсуючим магнітним полем інтегральної сили F_y , яка породжує двоконтурну вихрову течію, для трьох індукторів при однофазному живленні. Ця сила представлена залежно від полюсного ділення τ для трьох значень δ . Рис. 2 а відноситься до індуктора з двома стрижнями, рис. 2 б – з трьома і рис. 2 в – з чотирма стрижнями. Звідси видно, що при такому живленні електромагнітна сила F_y суттєво залежить від кількості стрижнів (полюсів) – зі збільшенням числа полюсів ця сила зменшується. Що стосується сили F_x , то вона при однофазному живленні у всіх випадках дорівнює нулю.

Для цих же індукторів на рис. 3 представлена інтегральна сила F_x , отримана в режимі багатофазного живлення. Цікавим моментом тут є те, що в деяких випадках (при певних значеннях зазору та кількості стрижнів) зі зміною полюсного ділення ця сила змінює свій знак, тобто змінює напрямок дії. Спочатку (при малих τ) сила F_x є від'ємною (оскільки в розрахунках прийнято зворотне чергування струмів, що живлять котушки), а потім зі збільшенням полюсного ділення вона набуває додатних значень. У випадку двострижневого індуктора для зазору $\delta = 0,1$ м крива F_x перетинає вісь абсцис при $\tau = 0,4$ м. Для $\delta = 0,2$ м це відбувається при $\tau = 0,6$ м, а для $\delta = 0,3$ м вона не змінює знак (у діапазоні розглянутих значень полюсного ділення). У випадках три- і чотиристрижневого індукторів крива F_x перетинає вісь абсцис тільки при зазорі $\delta = 0,1$ м (для обох індукторів приблизно при однаковому значенні полюсного ділення, яке складає $\tau \approx 0,45$ м).

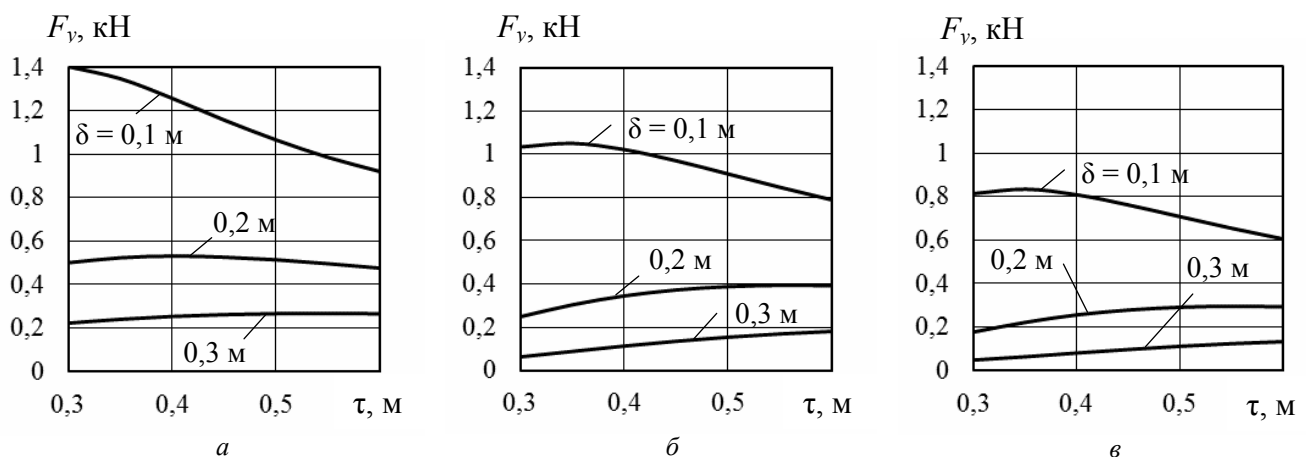
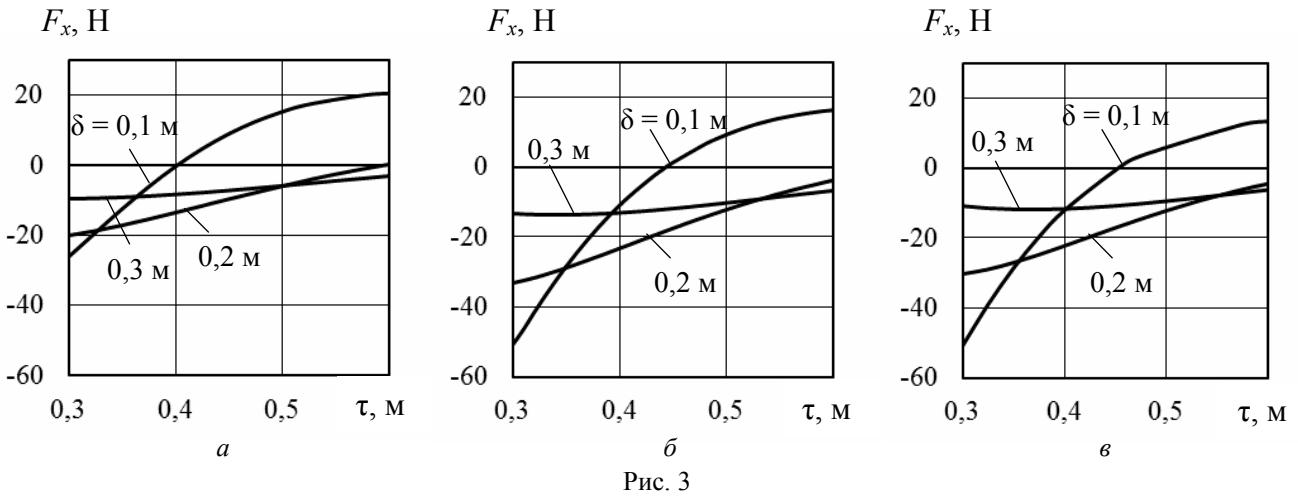
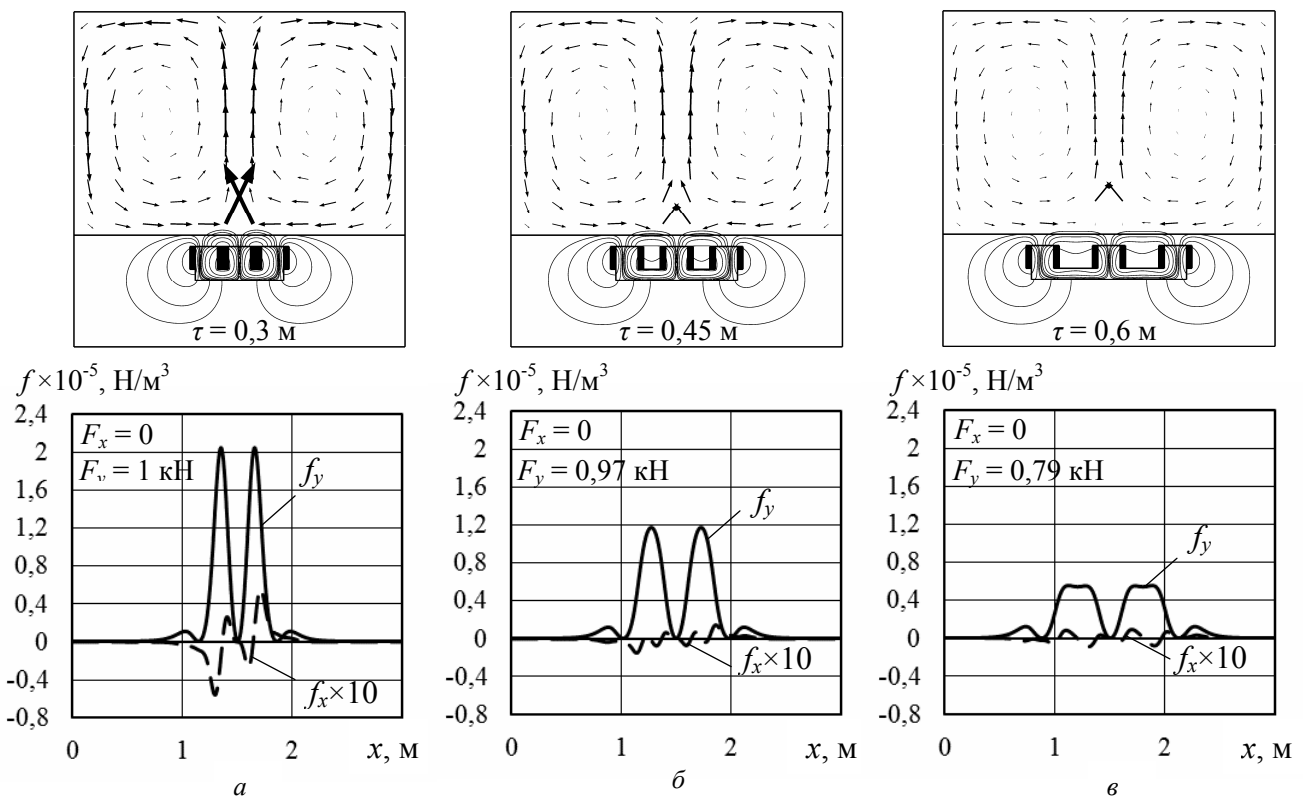


Рис. 2



Зміна напрямку дії електромагнітної сили F_x зумовлена реверсом біжучого магнітного поля, напрям руху якого залежить від розташування котушок по довжині індуктора. Аналіз показує, що у випадку близького розміщення котушок одна від одної (при малих значеннях τ), коли струми (ампер-витки) сусідніх котушок між стрижнями можна представити одним (сумарним) струмом, створюється біжуча хвиля магніторухійних сил (МРС) (її основна просторова гармоніка), яка спрямована вліво (відповідно до рис. 1). У випадку великих значень τ , коли кожний струм котушок представляється окремо, виникає також інша хвиля МРС, яка рухається у зворотному напрямку (вправо). При певних умовах (значеннях полюсного ділення і зазору) біжуче магнітне поле, створене цією МРС, може перевершити лівобіжуче поле. Зрозуміло, що в такому випадку може бути знайдено таке полюсне ділення, коли ці поля взаємно компенсують одне одне, призводячи до зникнення результуючого біжучого магнітного поля, а отже і сили F_x .

Отримані в результаті розв'язання електромагнітної задачі сили були використані при моделюванні гідродинамічних процесів у ванні печі. Для кожного режиму одержано параметри руху рідкого металу. При цьому було показано, що в режимі живлення індукторів одно-



фазним струмом всі вони створюють двоконтурну вихрову течію рідкого металу, інтенсивність якої залежить від величини полюсного ділення індуктора τ та зазору δ . Що стосується багатofазного живлення, то було встановлено, що зі зміною полюсного ділення може змінюватися не тільки інтенсивність вихрового руху рідкого металу, але і структура самої течії. У деяких випадках зі збільшенням τ одноконтурна течія спочатку трансформується у двоконтурну, а далі вона знову переходить у одноконтурну, але вже зворотного напрямку. Таким чином, зміна полюсного ділення універсального індуктора при багатofазному живленні за рахунок реверсу біжучого магнітного поля призводить до реверсу одноконтурного руху рідкого металу у ванні печі.

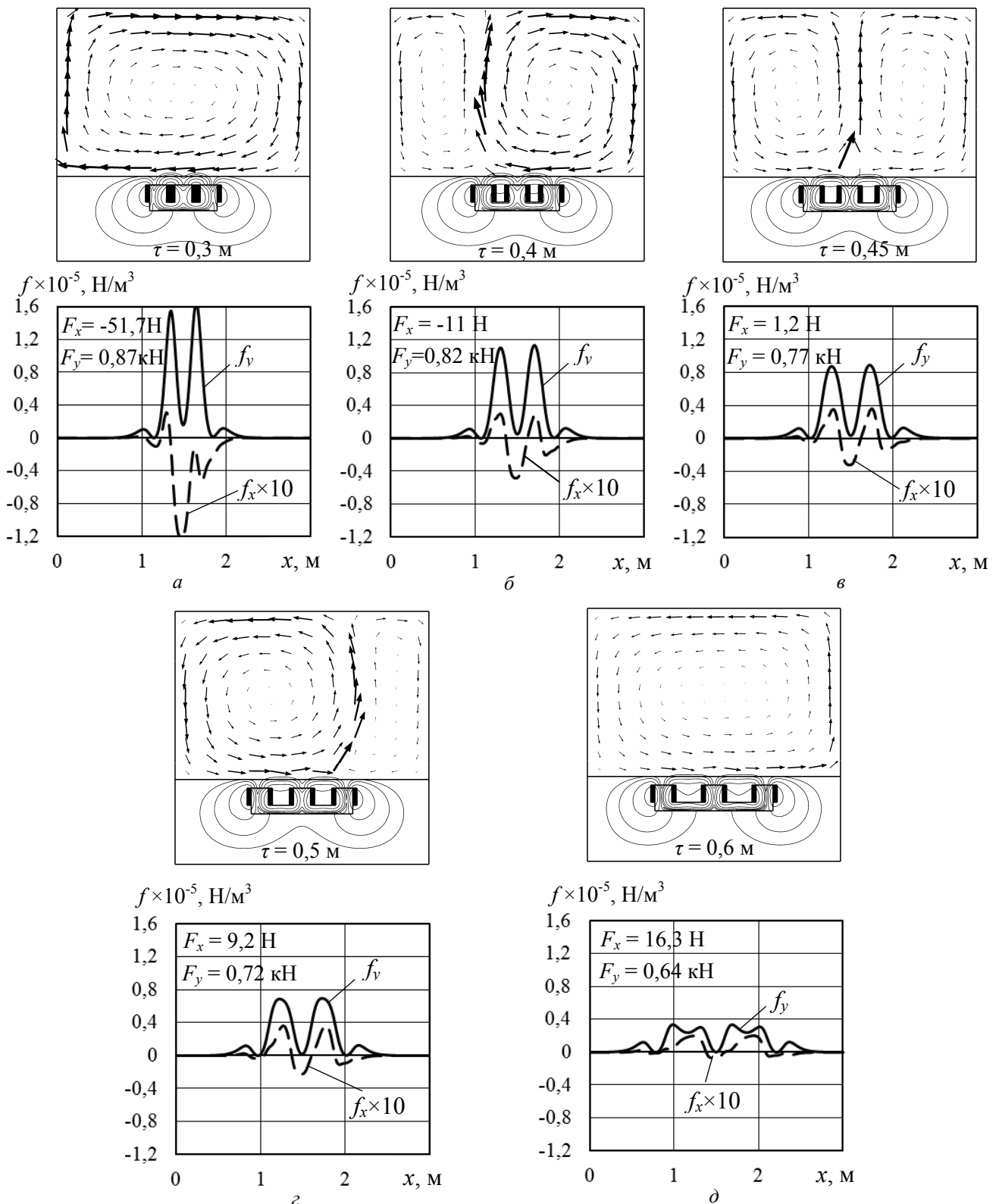


Рис. 5

На рис. 4 і 5, як приклад, для тристрижневого індуктора представлено розподіли швидкості рідкого металу у ванні для різних значень полюсного ділення при $\delta = 0,1$ м, а також наведено розподіли питомих електромагнітних сил f на стінці ванни печі, до якої прилаштовано індуктор. Дані рис. 4 отримані в режимі однофазного живлення індуктора, а рис. 5 – при багатофазному живленні. Звідси видно, що у першому випадку індуктор створює двоконтурну структуру вихрової течії при всіх значеннях полюсного ділення. Проте в режимі багатофазного живлення, при якому виникають як біжуче, так і пульсуюче магнітні поля, із збільшенням τ одноконтурна течія, яка створюється біжучим полем, змінює свій напрямок руху на зворотний.

На цих же рисунках для кожного випадку (кожного τ) наведені також значення інтегральних сил F_x і F_y . Певна річ, що в режимі однофазного живлення сила F_x дорівнює нулю і біжуче поле відсутнє (рис. 4). А ось у режимі багатофазного живлення ця сила, як відзначалось, з ростом полюсного ділення змінюється від від'ємного значення до додатного. З рис. 5 *a* видно, що при $\tau = 0,3$ м переважає дія біжучого магнітного поля, яка створює одноконтурну течію рідкого металу. Із збільшенням полюсного ділення дія цього поля зменшується. За рахунок пульсуючого магнітного поля починає зароджуватися двоконтурна структура течії, яка при $\tau = 0,45$ м набуває симетричної форми, тобто утворюється два однакових вихори (рис. 5 *в*). При цьому значенні полюсного ділення інтегральна сила F_x приблизно дорівнює нулю, що вказує на відсутність у цьому випадку біжучого магнітного поля. З подальшим збільшенням τ електромагнітна сила F_x змінює свій знак, при цьому течія рідкого металу перебудовується і, зрештою, при $\tau = 0,6$ м набуває одноконтурної форми зі зворотним напрямком руху (рис. 5 *д*). Все це підтверджує те, що зміна (збільшення) полюсного ділення індуктора призводить до реверсу біжучого магнітного поля, який в свою чергу призводить до реверсу одноконтурного вихрового руху рідкого металу.

Ефективність перемішування рідкого металу в цій роботі оцінювалася за допомогою середньої швидкості металу W у ванні печі. На рис. 6 для всіх трьох індукторів вона представлена залежно від полюсного ділення для трьох значень зазору в режимах багатофазного (суцільні криві) і однофазного (штрихові криві) живлення. Тут, як і раніше, рис. 6 *a* відноситься до індуктора з двома стрижнями, рис. 6 *б* – з трьома і рис. 6 *в* – з чотирма стрижнями. Ділянки суцільних кривих, позначених на цих рисунках точками, означають, що у випадках багатофазного живлення течія рідкого металу набуває двоконтурної (як симетричної, так і несиметричної) форми. Певна річ, що ці ділянки не можуть бути використані для реалізації зазначеного способу перемішування рідкого металу (за рахунок почергової зміни в часі однієї двоконтурної вихрової течії), оскільки і однофазне, і багатофазне живлення призводять до виникнення двоконтурної течії.

Виходячи з цього рисунка, необхідно зазначити, що найбільші значення швидкості W при однофазному живленні забезпечує двострижневий індуктор. Із збільшенням числа стрижнів ця швидкість зменшується. Вплив полюсного ділення на швидкість W залежить від величини зазору. При відносно малих зазорах (при $\delta = 0,1$ м) вона суттєво залежить від τ . Оп-

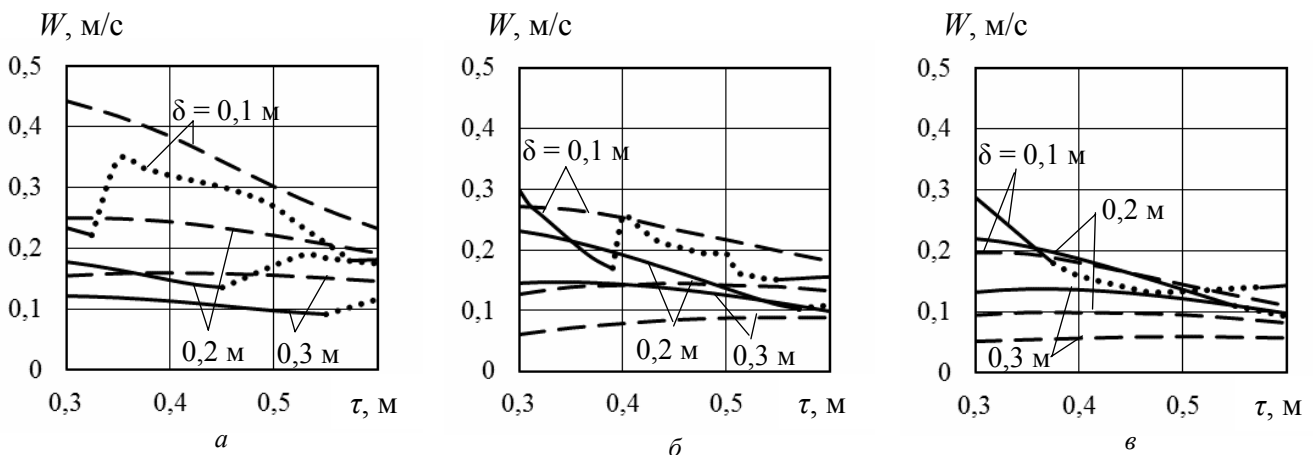


Рис. 6

тимальне значення полюсного ділення, яке забезпечує максимальну швидкість, у цьому випадку складає $\tau = 0,3$ м для всіх індукторів. При збільшенні зазору δ вплив τ на швидкість металу W зменшується.

У режимі багатофазного живлення, якщо виключити з розгляду значення τ , за яких виникає двоконтурний рух рідкого металу (на рис. 6 ділянки кривих для таких τ , як зазначалося, позначені точками), максимальні значення середньої швидкості для всіх трьох індукторів (при всіх зазорах) забезпечуються при мінімальному полюсному діленні, яке складає 0,3 м. Якщо порівняти ці індуктори між собою, то необхідно зазначити, що в цьому режимі живлення число стрижнів (полюсів) меншою мірою впливає на швидкість W у порівнянні з однофазним живленням. Таке порівняння показує, що три- і чотиристрижневий індуктори при багатофазному живленні забезпечують приблизно однакові значення цієї швидкості при усіх розглянутих зазорах і полюсних діленнях. Дещо меншу швидкість дає двострижневий індуктор.

Маючи такі дані, для прийнятого (заданого) зазору між індуктором і рідким металом δ , який визначається конструктивними особливостями тієї чи іншої печі, можна рекомендувати оптимальні (раціональні) значення числа полюсів і полюсного ділення універсального перемішувача, які забезпечують максимальну ефективність перемішування рідкого металу в обох режимах роботи. Якщо виходити з умови забезпечення приблизно однакової швидкості металу в режимах одно- і багатофазного живлення, то, виходячи з рис. 6, перевагу слід надати тристрижневому індуктору. У випадку, коли є необхідність або можливість допустити більшу швидкість перемішування в режимі двоконтурного руху металу в порівнянні з одноконтурним рухом, можна рекомендувати для використання двострижневий індуктор.

Висновок. Серед розглянутих конструктивних рішень універсальних індукторів, які можна використати як електромагнітні системи для почергового впливу на рідкий метал пульсуючого і біжучого магнітних полів з метою його перемішування у ванні плавильної печі, найбільш ефективними слід вважати дво- та тристрижневі індуктори. Полюсне ділення для них при прийнятих вихідних даних має бути на рівні 0,3 м.

1. Бондар О.І., Глухенький О.І., Гориславець Ю.М. Моделирование физических процессов у пічному агрегаті з електромагнітним перемішуванням рідкого металу // Техн. електродинаміка. – 2016. – № 4. – С. 92–94.
2. Дубоделов В.И., Фиксен В.Н., Глухенький А.И., Гориславец Ю.М. МГД перемешиватели алюминиевых сплавов с пульсирующим магнитным полем // Техн. електродинаміка. – 2009. – № 1. – С. 61–66.
3. Патент 89970 Україна, МПК F27D 27/00. Спосіб електромагнітного перемішування рідкого металу / Ю.М. Гориславець, О.І. Глухенький, В.Ю. Максименко, А.В. Токаревський; Власник Інститут електродинаміки НАН України. – № u291313053; Заявл. 11.11.2013; Опубл. 12.05.2014. – Бюл. № 9.
4. Dubodelov V.I., Gorislavets Yu.M., Glukhenkyi A.I., Fiksen V.M. Electromagnetic stirrer of liquid metal with alternate action of traveling and pulsating magnetic fields // Proceedings of the 8-th International Conference on Electromagnetic Processing of Materials EPM 2015. – October 12-16, 2015. – Cannes, France. – P. 605–608.
5. Non ferrous casting. – Equipment MHD Technology. Riga: Krāsainie Iējumi, 2004.

УДК 621.74 : 537.84

А.И. Бондар, асп., **А.И. Глухенький**, канд. техн. наук, **Ю.М. Гориславец**, докт. техн. наук
Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина

Определение основных конструктивных параметров универсальных перемешивателей жидкого металла
Приведены результаты моделирования электромагнитных и гидродинамических процессов в системе "индуктор – жидкий металл" для универсального перемешивателя жидкого металла с линейным индуктором, который за счет поочередного питания одно- и многофазными токами способен создавать соответственно пульсирующее и бегущее магнитные поля. Определено влияние основных параметров такого перемешивателя, которыми являются зазор между индуктором и жидким металлом, число стержней (полюсов) и полюсное деление индуктора, на эффективность электромагнитного перемешивания жидкого металла в ванне плавильной печи. Показано, что в случае однофазного питания в ванне возникает двухконтурное вихревое течение жидкого металла, а при многофазном питании в зависимости от полюсного деления и зазора может формироваться как двухконтурное, так и одноконтурное течение. Даны рекомендации по конструктивному исполнению универсального перемешивателя, который за счет поочередного создания одно- и двухконтурного течения позволяет эффективно перемешивать жидкий металл во всем объеме ванны печи. Библи. 5, рис. 6.

Ключевые слова: электромагнитное перемешивание, жидкий металл, индуктор, пульсирующее и бегущее магнитные поля, численное моделирование, конструктивные параметры.

O.I. Bondar, O.I. Glukhenkyi, Yu.M. Goryslavets

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

Determining of basic structural parameters of universal stirrers of liquid metal

Modelling results of electromagnetic and hydrodynamic processes in system "inductor - liquid metal" for universal stirrer of liquid metal with linear inductor, which due to the sequential action of single phase and multiphase power supply can create pulsed and traveling magnetic fields respectively, are presented. Influence of basic parameters of such stirrer, that are gap between inductor and liquid metal, number of cores (poles) and inductor pole division, on the efficiency of electromagnetic stirring of liquid metal in melting furnace bath have been determined. There is dual circuit flow of liquid metal in the case of single phase power supply. And depending on pole division and air gap a single circuit flow like also the dual circuit flow can be created in the case of multiphase power supply. Recommendations on structural implementation of universal stirrer, which sequentially creates single circuit and double circuit flows, that allow effectively stir liquid metal in all volume of furnace bath, have been provided. References 5, figures 6.

Key words: electromagnetic stirring, liquid metal, inductor, pulsed and traveling magnetic fields, numerical modelling, structural parameters.

Надійшла 14.03.2017

Received 14.03.2017

УДК 621.791.76, 621.791.036, 621.7-52

К ВОПРОСУ ПОВЫШЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ ОДНОФАЗНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ МАШИН КОНТАКТНОЙ СВАРКИ

С.К. Поднебенная, канд. техн. наук, **В.В. Бурлака**, канд. техн. наук, **С.В. Гулаков**, докт. техн. наук

ГБУЗ «Приазовский государственный технический университет»,

ул. Университетская, 7, г. Мариуполь, 87500, Украина

e-mail: podsvet@gmail.com

Рассмотрены: повышение $\cos\varphi$ источников питания однофазных машин контактной сварки за счет снижения потребления реактивной мощности; недостатки тиристорных источников питания и их обусловившие факторы; применение транзисторного источника питания, обеспечивающего возможность управления током в течение периода сети. Это позволяет регулировать как потребляемую источником активную мощность, определяемую технологическим процессом, так и реактивную. Показано, что рассмотренный источник может работать в режиме генерации реактивной мощности, что позволяет использовать его для компенсации последней при работе в комплексе с существующими тиристорными источниками питания. Библи. 11, рис. 8, таблица.

Ключевые слова: машина контактной сварки, источник питания, коэффициент мощности.

Введение. Контактная точечная сварка широко используется на предприятиях машиностроительной отрасли. При этом наиболее применимы машины контактной сварки, которые получают питание от однофазных источников переменного тока, включаемых на линейное напряжение. Активно-индуктивный характер сварочной цепи связан с высоким уровнем потребления реактивной мощности, что объясняется низким коэффициентом мощности (КМ), который является интегральным показателем энергоэффективности таких источников питания (ИП). Кроме того, наличие тиристорных коммутаторов, обеспечивающих регулирование сварочного тока, приводит к насыщению спектра потребляемого от сети тока высшими гармониками, что также снижает КМ. Увеличение КМ в условиях современного промышленного производства является актуальной задачей, а повышение энергоэффективности источников питания – одним из приоритетных научных направлений.

Постановка проблемы. Коэффициент мощности ИП машин контактной сварки (МКС) в соответствии с данными [4] находится в диапазоне 0,3...0,7. С учетом того, что для машиностроительного предприятия электросварочное оборудование составляет порядка 65 % всех электроприемников [2], необходимость компенсации реактивной мощности обусловлена также экономическими соображениями.

Вопросы компенсации реактивной мощности, потребляемой сварочным оборудованием, рассмотрены в работах [1, 4, 6, 8, 11]. Существуют два основных направления, в которых осуществляется компенсация реактивной мощности путем установки фильтрокомпенсирующих устройств [1, 4, 6] либо проектирования ИП с коррекцией коэффициента мощности [1, 8, 11].

Применение статических компенсаторов реактивной мощности (нерегулируемых батарей конденсаторов) в этом случае нецелесообразно, поскольку электросварочное оборудование относится к резкопеременным нестационарным нагрузкам, а применение СТАТКОМов или активных фильтров высших гармоник при их высокой стоимости экономически невыгодно.

Цель работы заключается в повышении коэффициента мощности ИП машины контактной сварки и анализе энергетических показателей ИП.

Изложение основного материала. В основе контактной сварки лежит принцип короткого замыкания, а простой сварочный цикл состоит из «сжатия», «сварки», «проковки», «паузы» (рис. 1).

Длительность сварочного цикла изменяется от долей до единиц секунд, а количество циклов в минуту может достигать нескольких десятков. Кроме того, большое количество работающих одновременно машин с неодинаковыми моментами включения, длительностью цикла определяет резкопеременный характер потребления энергии от сети.

Характер потребления тока при контактной сварке обуславливает определенные требования к источникам, которые могут применяться для питания МКС. Одним из них является возможность длительного (от нескольких периодов сети до нескольких секунд) пропуска токов больших величин (сотни ампер в первичной обмотке трансформатора), что ограничивает применение импульсных преобразователей для применения в таких источниках.

На рис. 2 а показана упрощенная схема широко распространенного источника питания машины контактной сварки с тиристорным прерывателем в первичной цепи. На схеме замещения (рис. 2 б) сварочные трансформатор и цепь представлены в виде активно-индуктивной нагрузки. Ветвью намагничивания в схеме замещения трансформатора можно пренебречь, так как ток в ней мал по сравнению с рабочим сварочным током и составляет не более 2 % от последнего, что подтверждено экспериментальными исследованиями.

Регулирование сварочного тока тиристорного ИП осуществляется изменением угла открытия тиристорov α , т.е. реализуется управление по переднему фронту (leading-edge modulation)

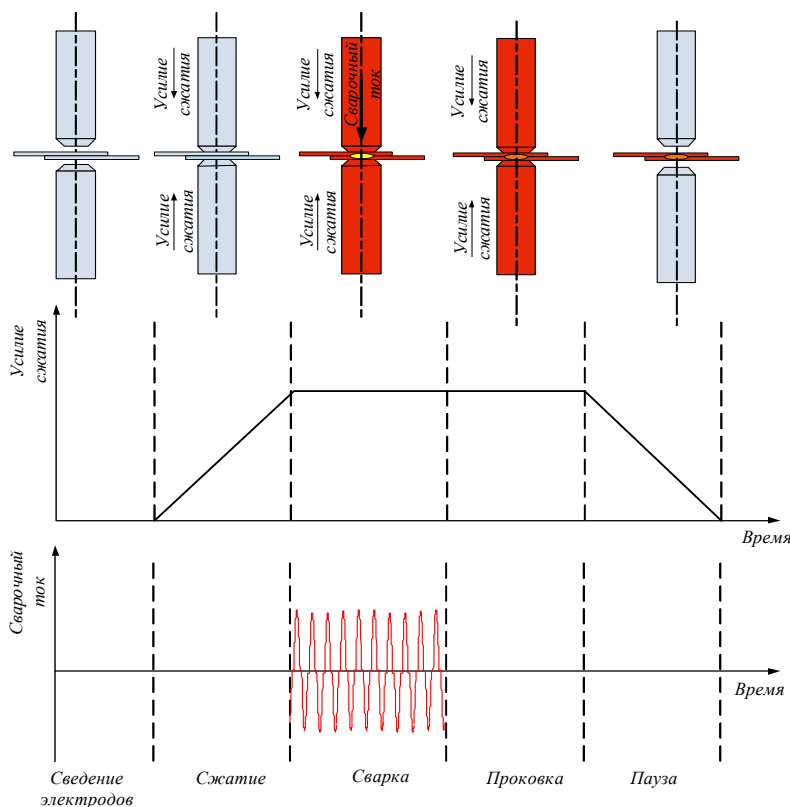


Рис. 1

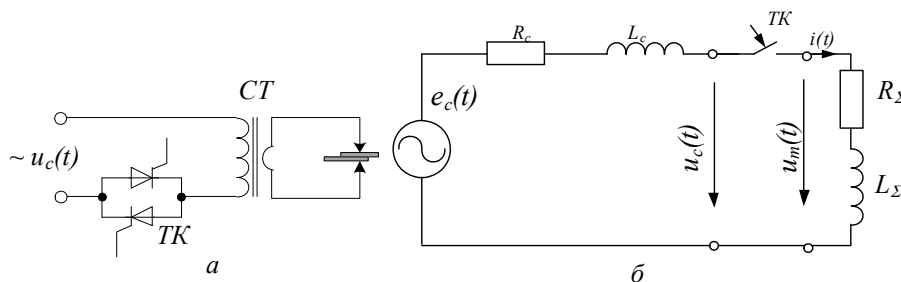


Рис. 2

[9], при этом закрытие тиристора происходит при переходе тока через нуль.

Приняв ЭДС сети $e(t)$ синусоидальной и равной

$$e_c(t) = E_m \sin(2\pi ft), \quad (1)$$

где E_m – амплитуда переменной ЭДС сети, В; f – частота сети, Гц, можно показать, что при замыкании ключа ТК (открытие тиристора), ток в цепи (рис. 2 б) описывается следующим выражением:

$$i(t) = \frac{E_m \left(\sin(\omega t + \alpha - \varphi_T) - \sin(\alpha - \varphi_T) e^{-\frac{R_c + R_T}{L_c + L_T} t} \right)}{\sqrt{(R_c + R_T)^2 + (\omega(L_c + L_T))^2}}, \quad (2)$$

где α – угол открытия тиристор; $\omega = 2\pi f$ – угловая частота, рад/с; φ_H – угол нагрузки; R_c – активное сопротивление сети, Ом; L_c – индуктивность сети, Гн; R_T – активное сопротивление трансформатора, приведенное к первичной обмотке, Ом; L_T – индуктивность трансформатора, приведенная к первичной обмотке, Гн.

На основании этих зависимостей проведено математическое моделирование сварочного источника питания машины контактной сварки МТ-810 с помощью программного пакета MathCAD. Номинальная мощность трансформатора машины МТ-810 равна 20 кВА. Расчетные параметры цепи (рис. 2 б) имеют вид $R_{\Sigma} = 3,1$ Ом, $L_{\Sigma} = 16$ мГн. Постоянная времени сварочной цепи равна $5,16 \cdot 10^{-3}$ с. Угол открытия тиристорного контактора α установлен равным 90 эл. град. Закрытие тиристорного контактора происходит естественным путем. В рассмотренном примере угол закрытия β равен 230 эл. град. Приняты следующие допущения: сопротивление сети нулевое; в напряжении сети присутствует только первая гармоника; параметры сварочной цепи в процессе сварки не меняются.

Работа такого тиристорного источника питания характеризуется высоким потреблением реактивной мощности (рис. 3 а) и наличием высших гармоник в спектре тока (рис. 3 б).

Минимум потребляемой тиристорным источником реактивной мощности достигается при равенстве угла открытия α величине угла нагрузки φ_H . При увеличении угла открытия α происходит рост потребляемой источником питания реактивной мощности и коэффициента гармоник потребляемого тока. При уменьшении угла открытия α ниже угла нагрузки φ_H тиристорный источник питания становится нерегулируемым.

Возможность регулирования как по переднему фронту (leading-edge modulation), управляя углом открытия α , так и по заднему фронту (trailing-edge modulation), управляя углом закрытия β , позволит регулировать потребление реактивной мощности источником питания.

Рассмотрим применение преобразователя, позволяющего обеспечить коммутацию активно-индуктивной нагрузки с управляемым потреблением тока в течение периода [3, 7, 10]. Упрощенная электрическая схема низкочастотного прерывателя переменного тока (AC chopper) в качестве ИП для МКС показана на рис. 4 а. На рис. 4 б изображена схема замещения такого ИП.

Для обеспечения корректной коммутации активно-индуктивной нагрузки (сварочного трансформатора) на переменном токе ключи S1, S2 (рис. 4 а) должны быть двунаправленными и обеспечивать при переключении отсутствие разрыва цепи с индуктивностью и закорачивания сетевого входа.

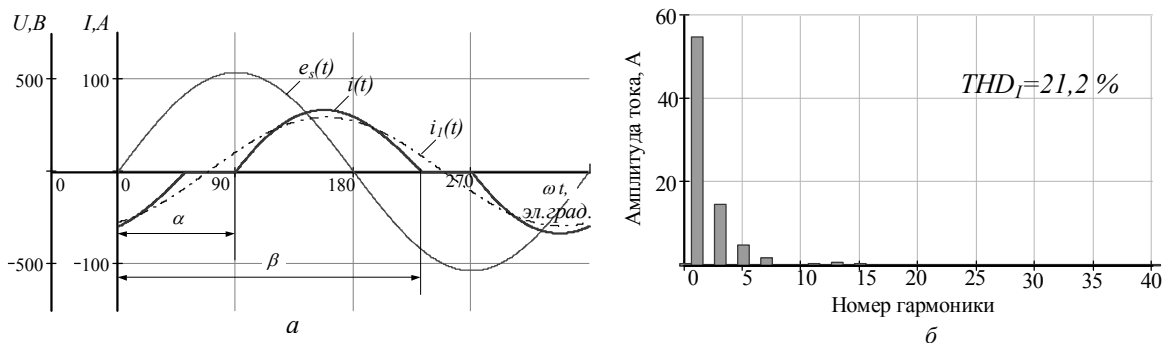


Рис. 3

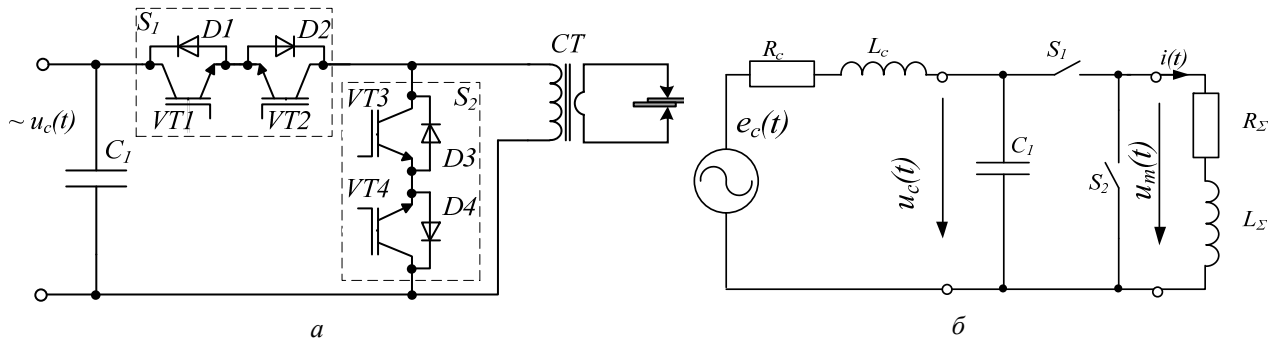


Рис. 4

Преобразователь осуществляет коммутацию на частоте 50 Гц. На рис. 5 показаны эквивалентные схемы протекания тока: *a* – ключ S1 закрыт, ключ S2 открыт, ток потребляется от сети; *б* – ключ S1 открыт, ключ S2 закрыт, от сети ток не потребляется, первичная обмотка трансформатора закорочена.

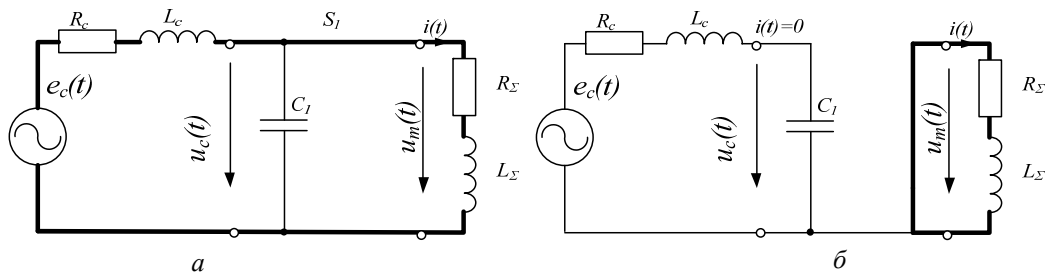


Рис. 5

Для оценки возможности управления мощностью МКС с помощью данного преобразователя проведем анализ его работы. Представим работу транзисторного ИП как квантование по времени непрерывных сигналов (токов и напряжений). Для моделирования установившегося режима его работы воспользуемся методами анализа импульсных систем [5]. Рассмотрим процесс квантования по времени как результат умножения непрерывной функции на специальную импульсную последовательность $p(t)$, период которой равен периоду сети:

$$p(t) = \sum_{k=0}^{\infty} (1(t - T k - t_1) - 1(t - T k - t_2) + 1(t - T k - t_3) - 1(t - T k - t_4)), \quad (3)$$

где $1(t)$ – функция Хевисайда; T – период сети, с; $t_1 = \alpha \cdot T / 2\pi$ – время начала первого импульса, с; $t_2 = \beta \cdot T / 2\pi$ – время окончания первого импульса, с; $t_3 = t_1 + T/2$ – время начала второго импульса, с; $t_4 = t_2 + T/2$ – время окончания второго импульса, с.

Преобразование Фурье данной функции имеет вид

$$F(p(t)) = P(j\omega) = \frac{1}{j\omega} \cdot \frac{1 + e^{-j\omega T/2}}{1 - e^{-j\omega T}} \cdot (e^{-j\omega t_1} - e^{-j\omega t_2}), \quad (4)$$

где T – период сети, с; $\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}$ – угловая частота, рад/с.

Запишем выражение для напряжения на сварочном трансформаторе:

$$u_T(t) = u_c(t) \cdot p(t) = u_c(t) \cdot \sum_{k=0}^{\infty} (1(t - T k - t_1) - 1(t - T k - t_2) + 1(t - T k - t_3) - 1(t - T k - t_4)). \quad (5)$$

Как известно, спектр произведения непрерывных сигналов представляет собой свертку их спектров:

$$F(u_c(t) \cdot p(t)) = F_T(j\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F_c(j\omega') \cdot P(j\omega - j\omega') d\omega' = F_c(j\omega) * P(j\omega), \quad (6)$$

где $F_c(j\omega) = F(u_c(t)) = \int_{-\infty}^{+\infty} u_c(t) e^{-j\omega t} dt$ – преобразование Фурье напряжения сети.

Найденный спектр напряжения на трансформаторе позволяет определить спектр тока, протекающего в его первичной обмотке:

$$FI_T(j\omega) = \frac{F_T(j\omega)}{Z(j\omega)} = \frac{F_T(j\omega)}{R_\Sigma + j\omega L_\Sigma}, \quad (7)$$

где $Z(j\omega)$ – частотозависимое сопротивление электрической цепи; R_Σ – активное сопротивление трансформатора и сварочной цепи, приведенное к первичной обмотке, Ом; L_Σ – индуктивность трансформатора и сварочной цепи, приведенная к первичной обмотке, Гн.

Ток первичной обмотки трансформатора найдем, применив обратное преобразование Фурье:

$$i_T(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} FI_T(j\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (8)$$

При этом ток, потребляемый от сети, определим как

$$i_c(t) = i_T(t) \cdot p(t), \quad (9)$$

а его Фурье-преобразование найдем в соответствии с выражением

$$F(i_c(t)) = FI_c(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} i_c(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (10)$$

Для расчета коэффициента мощности источника воспользуемся определениями стандарта IEEE 1459-2010. Коэффициент мощности согласно стандарту определяется как отношение активной мощности P (Вт) к полной S (ВА). При этом в случае несинусоидального режима активная мощность переносится не только на основной частоте, но и на частотах высших гармоник:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) i(t) dt = \sum_k U_k I_k \cos \phi_k, \quad (11)$$

где T – период сети, с; U_k, I_k – среднеквадратичные напряжение и ток гармоники с номером k ($k \in N$); ϕ_k – фазовый сдвиг между напряжением и током гармоники с номером k .

В отличие от активной под реактивной мощностью в стандарте понимают реактивную составляющую полной мощности, переносимой на основной частоте:

$$Q_1 = U_1 I_1 \sin \phi_1. \quad (12)$$

Эта зависимость используется в современных счетчиках электроэнергии для коммерческого учета, что обуславливает появление экономического эффекта при ее компенсации.

Сама же полная мощность, передаваемая на основной частоте, в соответствии со стандартом определяется как

$$S_1^2 = (U_1 I_1)^2 = P_1^2 + Q_1^2 = (U_1 I_1 \cos \phi_1)^2 + (U_1 I_1 \sin \phi_1)^2, \quad (13)$$

где P_1 – активная мощность, передаваемая составляющими на основной частоте, Вт, причем

$\cos \phi_1 = PF_1 = \frac{P_1}{S_1}$ – «фундаментальный» коэффициент мощности.

При отсутствии гармоник напряжения (если $THD_U < 5\%$ и $THD_I > 40\%$) коэффициент мощности определяется с учетом высших гармоник тока:

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{\cos \phi_1}{\sqrt{1 + THD_I^2}}, \quad (14)$$

где THD_I – коэффициент гармоник тока (Total Harmonic Distortion).

На основании теоретического описания с помощью программного пакета MathCAD проведено математическое моделирование транзисторного ИП, подключенного к сварочному трансформатору машины МТ-810. Параметры и допущения такие же, как и для моделирования описанного выше тиристорного ИП.

На рис. 6 а показаны диаграммы напряжения сети, тока первичной обмотки трансформатора МКС и тока сети, спектр тока сети (рис. 6 б) при угле открытия, равном 30 эл. град., угле закрытия, равном 90 эл. град. Из диаграмм видно, что спектральный состав потребляе-

мого от сети тока ухудшился, однако и потребление реактивной мощности значительно снизилось.

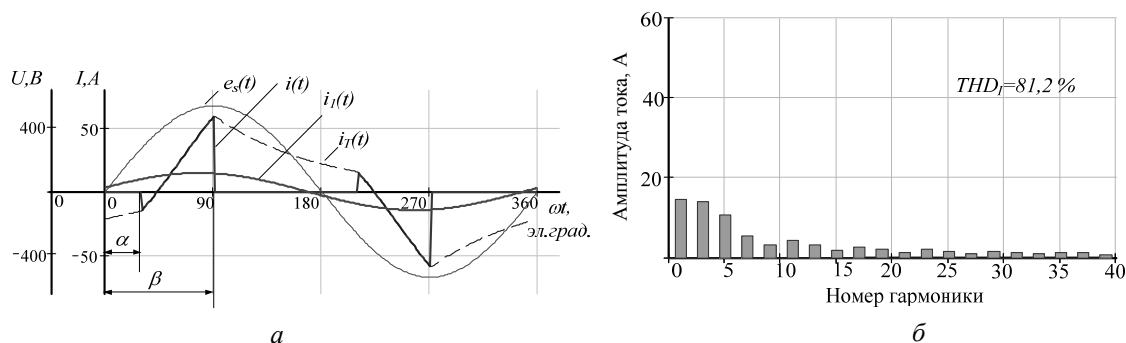


Рис. 6

В результате моделирования получено семейство кривых, характеризующих возможные режимы работы транзисторного ИП при разных углах открытия и закрытия, а также тиристорного ИП. На диаграммах (рис. 7) показано, что существуют комбинации углов α и β , при которых возможно не только потребление, но и генерация реактивной мощности. Предельная кривая соответствует углу закрытия транзисторного ИП, равному 180 эл. град., и ограничивает область возможных состояний ИП по активной и реактивной мощностям. С другой стороны, область возможных состояний транзисторного ИП ограничивается крайней кривой семейства.

Это дает возможность использовать транзисторный ИП в комплексе с существующими нелинейными потребителями, позволяя ограниченно осуществлять компенсацию реактивной мощности. На рис. 8 изображены диаграммы потребляемых токов и спектрограммы при работе тиристорного и транзисторного источников по отдельности и при подключении транзисторного ИП в комплексе с тиристорным.

Сравним характеристики рассмотренных источников при равной потребляемой активной мощности. Результаты сравнения, приведенные в таблице, показывают, что коэффициент мощности транзисторного ИП значительно выше, чем у тиристорного аналога (даже с учетом высших гармоник тока). При этом работа транзисторного ИП в комплексе с тиристорным дает возможность добиться повышения суммарного коэффициента мощности при обеспечении соблюдения норм эмиссии гармонических составляющих тока, установленных ста-

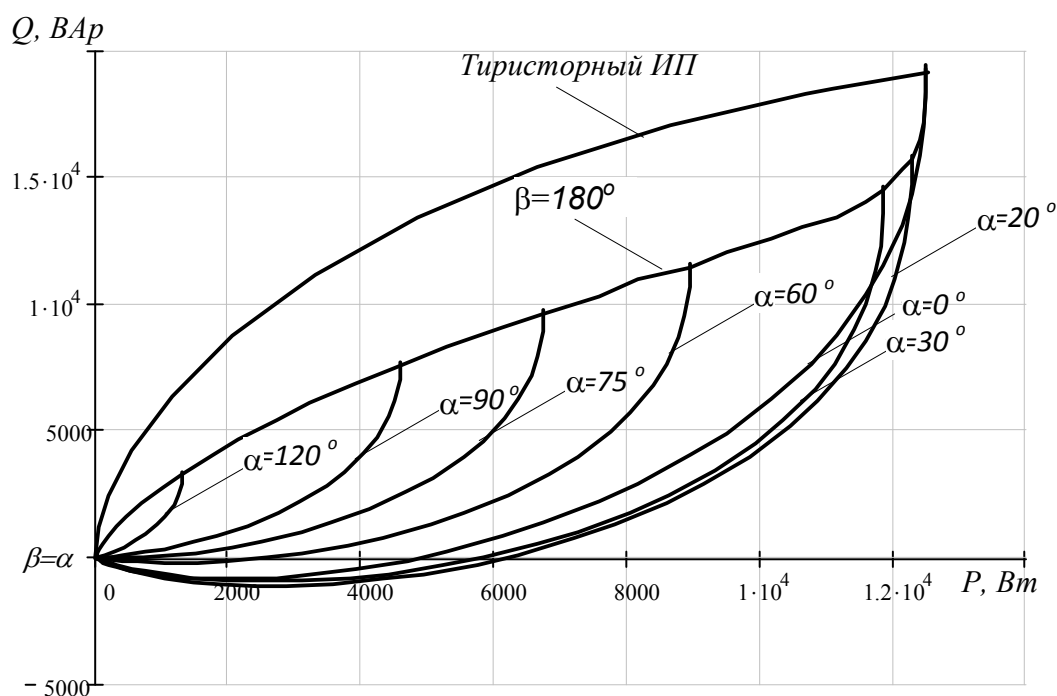


Рис. 7

ндартом ДСТУ ІЕС 61000-3-12:2004 (ГОСТ 30804.3.12-2013) для технических средств, не относящихся к симметричным трехфазным, с потребляемым током от 16 до 75 А.

Дальнейшим направлением исследований является разработка системы управления транзисторным источником питания с возможностью идентификации параметров трансформатора контактной машины в режиме реального времени и корректной работы в сети с ненулевым сопротивлением, а также методов управления транзисторным ИП, обеспечивающих компенсацию высших гармоник тока при работе в комплексе с тиристорными ИП, что позволит увеличить не только $\cos\varphi_I$ комплекса источников питания, но и его КМ.

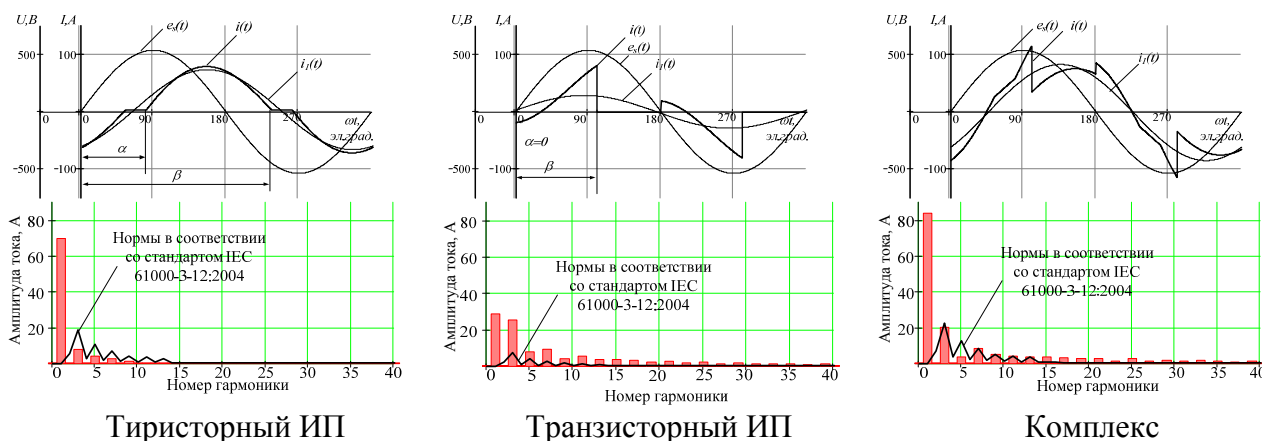


Рис. 8

Тип ИП	P , Вт	α , эл.град.	β , эл.град.	PF	$PF1$	THD_I , %
Тиристорный ИП	$7,6 \cdot 10^3$	80	234	0,406	0,41	14,06
Транзисторный ИП	$7,6 \cdot 10^3$	0	100,5	0,806	0,996	72,7
Комплекс	$1,52 \cdot 10^4$	-	-	0,654	0,682	29,2

Выводы. 1. Применение транзисторного источника питания позволяет управлять как активной, так и реактивной мощностями, потребляемыми машиной контактной сварки, что дает возможность повысить коэффициент мощности источника питания.

2. Применение транзисторного источника питания в комплексе с существующим тиристорным источником питания даст возможность осуществить компенсацию реактивной мощности (ограниченно), что позволит обеспечить повышение коэффициента мощности такого комплекса в целом.

1. Бурлака В.В., Поднебенна С.К., Гулаков С.В. Сучасні силові активні фільтри та імпульсні джерела живлення з корекцією коефіцієнта потужності. – Маріуполь: ПДТУ, 2015. – 196 с.
2. Гальперин В., Колесник Д. Обеспечение электромагнитной совместимости промышленного технологического оборудования // Электрооборудование и ремонт. – 2008. – № 7. – С. 8–12.
3. Голубев В.В. Импульсное преобразование переменного напряжения. – К.: Наук. думка, 2014. – 247 с.
4. Письменный А.А. Повышение энергоэффективности машин для контактной точечной сварки за счет продольной компенсации реактивной мощности // Автоматическая сварка. – 2014. – № 1. – С. 29–33.
5. Туманов М.П. Теория импульсных, дискретных и нелинейных САУ: Уч. пособие. – М.: МГИЭМ, 2005. – 63 с.
6. Шевцов А.А., Глибин Е.С. Источник питания контактной сварочной машины // Пат. RU 2421311, МПК В23К 11/25(2006.01). Опубликовано 20.06.2011, Бюл. №17.
7. Kumar P. Sravan, Mahendar B., Shruthi M. Design and Implementation of AC Chopper // International Journal of Emerging Engineering Research and Technology. – Vol. 2. – Issue 1. – 2014. – P. 36–41.
8. Saleem J. Power Electronics for Resistance Spot Welding Equipment // Mid Sweden University Licentiate Thesis. – Sundsvall. – 2012. – 42 p.
9. Sun J. New leading/trailing edge modulation strategies for two-stage PFC AC/DC adapters to reduce DC-link capacitor ripple current // Thesis for the degree of master of science. – 2007. – 87 p.

10. Thiago B. Soeiro, Clovis A. Petry, Joao C. dos S. Fagundes, and Ivo Barbi. Direct AC–AC Converters Using Commercial Power Modules Applied to Voltage Restorers // IEEE transactions on industrial electronics. – Vol. 58, N. 1. – 2011. – P. 278–288.
11. Wagner M., Kolb S. Efficiency Improvements for High Frequency Resistance Spot Welding // 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE). – 2013. – P. 1–9. DOI: 10.1109/EPE.2013.6634720

УДК 621.791.76, 621.791.036, 621.7-52

С.К. Поднебenna, канд. техн. наук, **В.В. Бурлака**, канд. техн. наук, **С.В. Гулаков**, докт. техн. наук
ДВНЗ «Приазовський державний технічний університет»,
вул. Університетська, 7, м. Маріуполь, 87500, Україна

Щодо питання підвищення коефіцієнта потужності однофазного джерела живлення машин контактного зварювання

Розглянуто: підвищення cosφ джерел живлення однофазних машин контактного зварювання за рахунок зниження споживання реактивної потужності; недоліки тиристорних джерел живлення і фактори, що їх зумовили; застосування транзисторного джерела живлення, що забезпечує можливість управління струмом протягом періоду мережі. Це дає змогу регулювати як споживану джерелом активну потужність, яка визначається технологічним процесом, так і реактивну. Показано, що розглянуте джерело може працювати в режимі генерації реактивної потужності, що дає змогу використовувати його для компенсації останньої при роботі його в комплексі з існуючими тиристорними джерелами живлення. Бібл. 11, рис. 8, таблиця.

Ключові слова: машина контактного зварювання, джерело живлення, коефіцієнт потужності, компенсація реактивної потужності.

S.K. Podnebenna, V.V. Burlaka, S.V. Gulakov

State Higher Educational Institution «Priazovskiy State Technical University»,
Universytetska, 7, Mariupol, 87500, Ukraine

To the question of increasing the power factor of resistance welding machine's single-phase power supplies

This work aims to resistance welding machine's power supplies power factor's increasing. This is achieved by reducing of reactive power consumption. The disadvantages of resistance welding machine's thyristor-based power supplies, are considered. The factors that caused these disadvantages were analyzed. Application of transistor-based power supply to resistance welding machine was considered. This power supply realized not only leading-edge modulation, like thyristor-based power supply, but trailing-edge modulation too, thus allowing to control the input current during the mains period. This allows to control of power supply' active and reactive power. Unlike the thyristor-based power supply, transistor-based power supply can work in both modes: in VAR consumption mode and VAR generation mode. This makes possible to allow VAR power compensation by using transistor-based power supply in conjunction with thyristor-based power supply. References 11, figures 8, table.

Key words: resistance welding machine, power supply, power factor, VAR compensation.

Надійшла 27.12.2016

Received 27.12.2016

◆ ВИМІРЮВАЛЬНА ТЕХНІКА ◆

УДК 681.128.82

УЛЬТРАЗВУКОВЫЕ УРОВНЕМЕРЫ С КОРРЕКЦИЕЙ ТЕМПЕРАТУРНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ

А.М. Саволук, канд. техн. наук, **А.И. Новик**, докт. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы, 56, Киев-57, 03057 Украина

e-mail: melnik@ied.org.ua

Рассмотрены вопросы коррекции температурной погрешности в ультразвуковых уровнемерах с использованием специальных конструкций датчиков, а также показана возможность коррекции погрешностей от температурного изменения параметров сред по высоте резервуара. Библи. 15, рис. 2, таблица.

Ключевые слова: ультразвук, уровень, температура, погрешность.

Широко распространенные в настоящее время ультразвуковые измерители уровня [1–3, 4, 5, 7, 8, 13–15] имеют недостаточно высокую точность измерений, обусловленную влиянием изменения температуры на физические параметры (скорость распространения звука) контролируемой среды в резервуаре, а также газа над ее поверхностью. В ряде случаев (например, нефтеперерабатывающее производство) необходимо контролировать уровень сред при значительной емкости резервуара, что часто сопровождается не только изменениями температуры контролируемых веществ, но и непостоянством их свойств по высоте (особенно, когда высота резервуара достигает десятков метров). При этом использование обычных ультразвуковых уровнемеров (УЗУ) может приводить к большим погрешностям измерения. Поэтому необходимо повышать точность измерений путем коррекции погрешностей, вызванных изменениями температуры и ее вертикальным градиентом внутри резервуара. Известны конструкции датчиков емкостных самокомпенсированных уровнемеров [6] с коррекцией погрешности от вертикального градиента параметров. Однако они имеют относительно высокую стоимость за счет применения металлических емкостных датчиков большой длины, изготовленных из коррозионностойких материалов.

Целью статьи является исследование возможных путей повышения точности измерений путем разработки и исследования новых конструкций датчиков и схем (УЗУ), которые без использования датчиков температуры позволят уменьшить температурные погрешности измерения уровня, в том числе погрешность от вертикального градиента параметров сред.

Рассмотрено несколько вариантов построения ультразвуковых уровнемеров повышенной точности без использования датчиков температуры.

Зависимость скорости звука в воздухе v от температуры T определяется приближенным выражением [11]:

$$v = 331,5 \cdot (1 + 0,00178 \cdot \Delta T) \text{ (м/с)}, \quad (1)$$

где ΔT – отличие температуры воздуха от 0 °С.

При нулевой температуре скорость звука составляет 331,5 м/с, а при десяти градусах достигает уже 337,3 м/с, что в простейшем УЗУ вызывает появление погрешности измерения около 1,8 % на изменение температуры в 10 °С. Если это перевести в цены, например, на бензин, то такая погрешность приведет к потере потребителем или поставщиком более 500 грн на каждую тонну бензина. При введении температурной поправки в измерительный прибор эту погрешность можно существенно уменьшить.

В ультразвуковых уровнемерах положение уровня определяется по времени t прохождения импульса звуковой волны от источника до приемника после отражения его от поверх-

ности раздела. В качестве источника (излучателя) обычно используются кварцевые пьезоэлектрические преобразователи, обладающие свойством обратимости, т.е. они могут как излучать акустические колебания, так и принимать их. Локация уровня может производиться либо сверху через газовую среду над жидкостью (датчик на вершине бака), либо снизу через слой жидкости (датчик расположен на дне) [1, 3, 5, 13].

На рис. 1 представлена обобщенная блок-схема ультразвукового уровнемера. Генератор Г1 формирует импульсы для возбуждения кварцевого излучателя КИ 1, который установлен на вершине бака высотой H и направляет излучение вертикально вниз (генератор Г2 и излучатель КИ 2 в исходном варианте отсутствуют). Отраженный от поверхности жидкости импульс приходит на тот же излучатель КИ 1, возбуждая электрический сигнал, который через формирователь импульсов ФИ 1 поступает на микропроцессор МК. С помощью МК производится фиксация времени t , а с помощью датчика температуры ДТ – и температуры T , затем из таблиц, находящихся в памяти микроконтроллера, вводится температурная поправка в значение скорости звука, вычисление и выдача результата на индикатор ЖКИ: $H-h=v \cdot t/2$, где v – скорость звука в воздухе, вычисленная согласно (1) [4, 12]. Недостатком такого построения УЗУ является необходимость наличия таблиц температурной поправки скорости звука, что ограничивает область применения уровнемера, поскольку такие таблицы существуют далеко не для всех жидкостей и сред и не для всех температур. Кроме того, такой уровнемер позволяет компенсировать температурную погрешность только в зоне расположения температурного датчика.

Для полного устранения или существенного уменьшения температурных погрешностей УЗУ авторами предлагается иной метод: использование вместо датчика температуры второго пьезоэлектрического преобразователя, аналогичного основному, но расположенного в резервуаре особым образом. Далее в статье описываются варианты реализации таких уровнемеров и анализ их работы.

Дополним исходную схему уровнемера вторым кварцевым излучателем КИ 2 со своим генератором Г2 и формирователем импульсов ФИ2 (рис. 1). КИ 2 расположен в нижней части резервуара, при этом ультразвуковое излучение будет идти снизу через слой жидкости до ее поверхности, а затем возвращаться к датчику (рис. 1). Два кварцевых преобразователя КИ 1 и КИ 2, работающие внутри одного резервуара, должны быть выбраны с различной резонансной частотой для устранения взаимных помех, например 33 и 40 кГц (выпускаются серийно). На соответствующие частоты настраиваются при этом генераторы Г1 и Г2, а также избирательные усилители-формирователи импульсов ФИ1 и ФИ2. Для нижнего излучателя КИ 2 можно записать таким образом:

$$2h = V_{ж} t_2 = V_{ж0} (1 + \alpha_{ж} \Delta T) t_2, \quad (2)$$

где $\alpha_{ж}$ – температурный коэффициент скорости звука в жидкости; t_2 – время прохождения импульса от второго (нижнего) излучателя; $V_{ж}$ – скорость звука в нижней жидкой среде; $V_{ж0}$ – скорость звука в нижней жидкой среде при нулевой температуре.

Аналогичное выражение получим и для верхнего излучателя КИ 1:

$$2(H - h) = V_{г} t_1 = V_{г0} (1 + \alpha_{г} \Delta T) t_1, \quad (3)$$

где $\alpha_{г}$ – температурный коэффициент скорости звука в газовой среде; t_1 – время следования

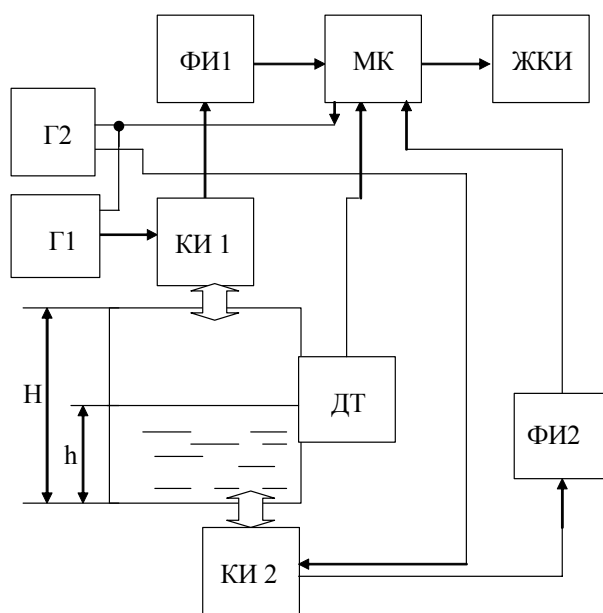


Рис. 1

импульса от первого (верхнего) излучателя; V_G – скорость звука в верхней газовой среде; V_{G0} – скорость звука в верхней газовой среде при нулевой температуре.

В результате получили систему из двух уравнений (2) и (3), совместное решение которой имеет вид

$$h = \frac{V_{ж0}t_2[2H\alpha_{ж} + V_{G0}t_1(\alpha_G - \alpha_{ж})]}{2(V_{G0}\alpha_G t_1 + V_{ж0}\alpha_{ж}t_2)}. \quad (4)$$

Видно, что вычисленный по формуле (4) уровень h не зависит от температуры T , поэтому в данном случае отпадает необходимость в использовании датчика температуры, а вычисления могут осуществляться с помощью микроконтроллера. При этом для проведения вычислений необходимо с соответствующей точностью вводить в вычислитель значения скоростей звука $V_{ж0}$ и V_{G0} при нулевой температуре и температурных коэффициентов скорости звука в контролируемой жидкости и в газовой среде над ее поверхностью.

При использовании двухдатчиковой системы измерения уровня, подобной описанной выше, существует возможность компенсации влияния на результат измерения не только изменяющейся температуры контролируемых веществ, но и неоднородностей этой температуры в объеме вещества, в частности, вертикального градиента температуры внутри резервуара. Рассмотрим этот вопрос. Если в нижней части резервуара скорость звука составляет V_0 ,

то на высоте z от дна бака она равна $V = V_0 + Gz$, где $G = \frac{\partial V}{\partial z}$ – градиент скорости по высоте резервуара, вызванный неоднородностью температуры.

Время распространения ультразвукового импульса от нижней части бака до поверхности жидкости будем рассматривать как сумму элементарных времен прохождения каждого участка с учетом изменения скорости звука на каждом конкретном участке по мере распространения ультразвуковой волны. При допущении, что температура окружающей среды не изменяется и что существует только градиент температур, запишем

$$t_2 = \sum \Delta t = \int dt = \int_0^h \frac{dz}{V_0 + Gz} = \frac{1}{G} [\ln(V_0 + Gh) - \ln V_0] = \frac{1}{G} \ln\left(1 + G \frac{h}{V_0}\right). \quad (5)$$

Разложив в ряд и ограничившись первыми двумя членами разложения (расчеты для конкретных примеров использования показывают, что погрешность не выше 5%), учитывая, что рабочая среда жидкая ($V_0 = V_{ж}$), получим

$$t_2 = \frac{1}{G} \left(G \frac{h}{V_{ж}} - G^2 \frac{h^2}{2V_{ж}^2} + \dots \right) \approx \frac{h}{V_{ж}} \left(1 - G \frac{h}{2V_{ж}} \right). \quad (6)$$

Предположим для простоты дальнейших преобразований, что температурные градиенты скорости обеих (жидкой и газовой) сред одинаковы и равны G (т.е. изменение температуры на единицу высоты одинаково по всему резервуару). Опустив аналогичные преобразования для верхней газовой среды, приведем полученное соотношение и для этого случая:

$$t_1 = \int_h^H \frac{dz}{V_0 + Gz} = \frac{1}{G} \ln\left(1 + G \frac{z}{V_0}\right) \Big|_h^H \approx \frac{H}{V_G} \left(1 - G \frac{H}{2V_G} \right) - \frac{1}{G} \ln\left(1 + G \frac{h}{V_G}\right) \approx \frac{(H-h)}{V_G} \left(1 - G \frac{(H+h)}{2V_G} \right). \quad (7)$$

Выразив $\frac{G}{2}$ из (6) и подставив его в (7), учитывая, что отраженный от поверхности звук проходит двойное расстояние, будем иметь

$$t_1 = \frac{2(H-h)}{V_G} \left(1 - \frac{(H+h)}{h} \left(1 - \frac{V_{ж}t_2}{2h} \right) \right). \quad (8)$$

После преобразований последнее выражение приводится к кубическому уравнению

$$A_0 h^3 + A_1 h^2 + A_2 h + A_3 = 0, \quad (9)$$

где $A_0 = 4$; $V_0 = V_{ж}$; $A_2 = 2H(H + V_{ж}t_2)$, а $A_3 = -H^2 V_{ж}t_2$.

Решить данное уравнение можно, например, методом Кардано [7]. Для этого находим значения

$$B_1 = \frac{A_1}{A_0}; B_2 = \frac{A_2}{A_0}; B_3 = \frac{A_3}{A_0}. \quad (10)$$

Далее, вводим переменные p и q : $p = \frac{B_1}{3} + B_2$; $q = \frac{2B_1^3}{27} - \frac{B_1 B_2}{3} + B_3$ и подставляем их выражения в формулу Кардано:

$$y = \sqrt[3]{\left(-\frac{q}{2}\right) + \sqrt{\frac{q^2}{4} + \frac{p^3}{27}}} + \sqrt[3]{\left(-\frac{q}{2}\right) - \sqrt{\frac{q^2}{4} + \frac{p^3}{27}}}. \quad (11)$$

Значения кубических корней должны быть действительными, не должны выходить за пределы диапазона измерения уровня, а их произведение должно быть равно $\left(-\frac{p}{3}\right)$. В итоге находим решение исходного уравнения по формуле $h = y - \frac{B_1}{3}$.

Видно, что в соотношении (8) не входит градиент скорости G . Можно предположить, что для рассмотренного устройства и конструкции датчиков возможна не только коррекция температурной погрешности, но также и компенсация неоднородностей температурных свойств контролируемой среды по высоте резервуара. При этом в выражение (8) входят значения скоростей звука верхней V_{Γ} и нижней сред $V_{\text{ж}}$, что является недостатком, связанным с необходимостью использования табличных данных (можно использовать V_{Γ} и $V_{\text{ж}}$ при некоторой средней температуре в центре резервуара). Поэтому для оценки эффективности коррекции погрешности от градиента сравним погрешности для двух случаев: использования всего одного датчика (излучателя) и применения системы из двух датчиков. Из соотношения (6) для первого случая получим $V_{\text{ж}} t_2 \approx h(1 - G \frac{h}{2V_{\text{ж}}}) = h_{\text{ИЗМ1}}$, где $h_{\text{ИЗМ1}}$ – измеренное значение уровня.

Измеренное значение уровня $h_{\text{ИЗМ2}}$ для второго случая можно получить, если подставить в выражение (4) значения t_2 и t_1 из соотношений (6) и (7). Однако приводить это громоздкое выражение не будем, так как последующие расчеты показали, что в этом случае компенсация погрешности от градиента не происходит. Таким образом, для данной конструкции датчиков возможна только температурная коррекция без использования датчика температуры.

Для устранения недостатков, свойственных описанной конструкции, была предложена другая конструкция УЗУ датчика (рис. 2). Здесь используются два кварцевых излучателя КИ 1 и КИ 2, разнесенные по высоте друг от друга на некоторое расстояние l и расположенные в газовой среде в верхней части резервуара.

Для данного случая по аналогии с полученными соотношениями (2) и (3) можно записать

$$2h' = V_{\Gamma} t_1 = V_{\Gamma 0} (1 + \alpha_{\Gamma} \Delta T) t_1; \quad (12)$$

$$2(h' - l) = V_{\Gamma} t_2 = V_{\Gamma 0} (1 + \alpha_{\Gamma} \Delta T) t_2, \quad (13)$$

где t_1 и t_2 – времена прохождения импульсов от излучателей КИ 1 и КИ 2 соответственно до поверхности жидкости и обратно.

Совместное решение обоих уравнений имеет вид

$$h' = \frac{lt_1}{t_1 - t_2}. \quad (14)$$

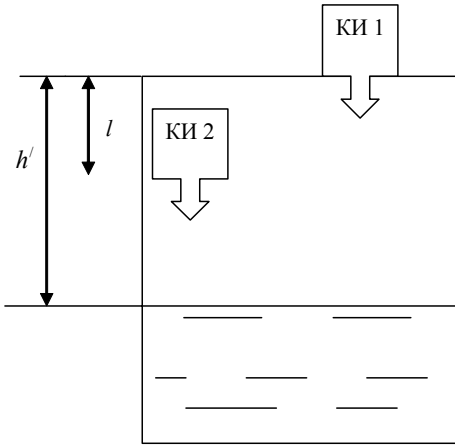


Рис. 2

Сравнивая соотношение (4) для первой конструкции датчиков с последним выражением, видим, что вычисляемый уровень не зависит от скоростей звука верхней V_r и нижней сред $V_{жк}$ при нулевой температуре, а также и от их температур.

Рассмотрим, как влияет погрешность измерения параметров t_1 и t_2 на точность определения уровня. Обозначим отношение $\frac{l}{H}$ как некоторый коэффициент укорочения $K_{ук}$: $\frac{l}{H} = K_{ук}$, где H – высота резервуара.

Тогда, перейдя к относительному уровню

$h_{омн} = \frac{h'}{H}$, из соотношения (14) получим

$$h_{омн} = \frac{lt_1}{H(t_1 - t_2)} = \frac{K_{ук}t_1}{t_1 - t_2}.$$

Найдем частные производные по параметрам t_1 и t_2 :

$$\frac{\partial h_{омн}}{\partial t_1} = -\frac{K_{ук}t_2}{(t_1 - t_2)^2}; \quad \frac{\partial h_{омн}}{\partial t_2} = \frac{K_{ук}t_1}{(t_1 - t_2)^2}.$$

Частная производная по параметру $K_{ук}$ $\frac{\partial h_{омн}}{\partial K_{ук}} = \frac{t_1}{t_1 - t_2}$.

Согласно правилу суммирования погрешностей, общая погрешность составляет

$$\Delta h_{омн} = \frac{\partial h_{омн}}{\partial t_1} \Delta t_1 + \frac{\partial h_{омн}}{\partial t_2} \Delta t_2 + \frac{\partial h_{омн}}{\partial K_{ук}} \Delta K_{ук} = -\frac{K_{ук}t_2 \Delta t_1}{(t_1 - t_2)^2} + \frac{K_{ук}t_1 \Delta t_2}{(t_1 - t_2)^2} + \frac{t_1 \Delta K_{ук}}{t_1 - t_2},$$

где Δt_1 , Δt_2 и $\Delta K_{ук}$ – погрешности измерения параметров.

Принимая во внимание, что времена следования импульсов t_1 и t_2 от датчиков измеряются одним и тем же микроконтроллером, положив $\Delta t_1 = \Delta t_2 = \Delta t$, получаем

$$\Delta h_{омн} = \frac{K_{ук} \Delta t + t_1 \Delta K_{ук}}{t_1 - t_2}.$$

Из последнего соотношения видно, что общая погрешность будет возрастать при уменьшении знаменателя, то есть когда $t_1 \rightarrow t_2$. Очевидно, что это будет происходить при уменьшении разности датчиков по вертикали. С другой стороны, при увеличении этого расстояния будет уменьшаться диапазон измерений. Поэтому для каждого конкретного случая выбор необходимо делать из компромиссных соображений.

Рассмотрим далее компенсационные свойства подавления влияния градиента скорости для этой конструкции датчиков. Приведем полученные выражения для времен t_1 и t_2 прохождения импульсов от излучателей КИ 1 и КИ 2:

$$t_1 = \int_0^{h'} \frac{dz}{V_0 + Gz} = \frac{1}{G} [\ln(V_0 + Gh') - \ln V_0] \approx \frac{2h'}{V_r} \left(1 - G \frac{h'}{2V_r}\right). \quad (15)$$

$$t_2 = \int_0^{h'-l} \frac{dz}{V_0 + Gz} = \frac{1}{G} [\ln(V_0 + G(h'-l)) - \ln V_0] = \frac{1}{G} \ln\left(1 + G \frac{(h'-l)}{V_0}\right) \approx \frac{2(h'-l)}{V_r} \left(1 - G \frac{(h'-l)}{2V_r}\right). \quad (16)$$

Выразив $\frac{G}{2V_r}$ из (15) и подставив его в последнее выражение, получим

$$t_2 = \frac{2(h' - l)}{V_r} \left(1 - \frac{(h' - l)}{h'} \left(1 - \frac{V_r t_1}{2h'} \right) \right). \quad (17)$$

После несложных преобразований последнее выражение может быть приведено к виду

$$\frac{V_r t_2}{2} = (h' - l) - \frac{(h' - l)}{h'} \left(1 - \frac{V_r t_1}{2h'} \right).$$

Откуда $2h'^2 \left[\frac{V_r t_2}{2} - l \right] + 2h'l^2 = V_r (h'^2 - 2h'l + l^2) t_1$.

Получим уравнение

$$h'^2 [V_r (t_2 - t_1) - 2l] + h' [2l(l + V_r t_1)] - l^2 V_r t_1 = 0. \quad (18)$$

Решение квадратного уравнения

$$h' = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}, \quad (19)$$

где $a = V_r (t_2 - t_1) - 2l$; $b = 2l(l + V_r t_1)$; $c = -l^2 V_r t_1$.

Из последнего соотношения (19) видно, что вычисляемый уровень не зависит от температур T верхней и нижней сред, а также в него не входят вертикальные температурные градиенты G скоростей звука в этих средах.

Для решения вопроса об эффективности коррекции погрешности от градиента необходимо сравнить погрешности для двух случаев: использования всего одного датчика (излучателя) и применения системы из двух датчиков. Из соотношения (15) для первого случая получим $V_r t_1 \approx 2h' \left(1 - G \frac{h'}{2V_r} \right)$; $h_{ИЗМ1} = h' \left(1 - G \frac{h'}{2V_r} \right)$, где $h_{ИЗМ1}$ – измеренное значение уровня.

Подставив (15) и (16) в (14), получим аналогичное соотношение для второго случая:

$$h_{ИЗМ2} = \frac{lt_1}{t_1 - t_2} = \frac{2V_r}{2V_r - G(2h' - l)} h' \left(1 - G \frac{h'}{2V_r} \right). \quad (20)$$

Расчеты погрешностей, произведенные согласно приведенным соотношениям при $V_r = 331$ м/с (0°C , воздух); $l = 0,05\text{--}0,4$ м; $h' = 0\text{--}6$ м; $G = 0,01$ с, приведены в таблице (вычисляем отношение отклонений $\mathcal{E} = (h_{ИЗМ1} - h') / (h_{ИЗМ2} - h')$). Из данных таблицы видно, что эффективность компенсации погрешности \mathcal{E} от влияния градиента скорости возрастает к началу диапазона измерений уровня, оставаясь незначительной к концу диапазона; она также увеличивается с увеличением расстояния l между датчиками.

	$h=0,06$ м	$h=0,11$ м	$h=0,12$ м	$h=0,2$ м	$h=0,3$ м	$h=0,5$ м	$h=0,9$ м	$h=2,0$ м	$h=4,0$ м	$h=6,0$ м
$l=0,05$ м	6	1,8	1,7	1,3	1,2	1,1	1,06	1,03	1,013	1,01
$l=0,1$ м		11	6	2	1,51	1,25	1,14	1,05	1,03	1,02
$l=0,2$ м					3	1,7	1,3	1,1	1,05	1,03
$l=0,4$ м						5	1,8	1,25	1,11	1,07

Выводы. 1. Использование разработанной конструкции датчиков в составе УЗУ позволяет корректировать температурную погрешность, а также уменьшить погрешность от температурного изменения параметров сред (вертикального градиента) по высоте бака. Результат измерения уровня принципиально не будет зависеть от параметров нижней среды, так как она не «участвует» в процессе измерения.

2. Основным преимуществом этой конструкции датчиков является также принципиальная возможность работы с любыми жидкостями и средами и не нужны табличные данные, что существенно расширяет область применения устройств такого типа.

3. Показано, что помимо коррекции температурной погрешности, двухдатчиковые УЗУ менее чувствительны к влиянию на результат измерения неоднородности температуры контролируемой среды по высоте резервуара.

4. Недостатком конструкции является незначительное ограничение диапазона измерений в области максимальных значений уровня, связанное с расположением второго датчика на некотором удалении от верхней части резервуара.

1. *Бабиков О.И.* Контроль уровня с помощью ультразвука. – Л.: Энергия, 1971. – 79 с.
2. *Бобровников Г.Н., Катков А.Г.* Методы измерения уровня. – М.: Машиностроение, 1977. – 168 с.
3. *Бражников Н.И.* Ультразвуковые методы. – М.Л.: Энергия, 1965. – 248 с.
4. *Взлет УР - 2.* Ультразвуковой уровнемер – Sv-engine.com.ua./p109-73385-vzlet-2hh-ultra-zvukovoj.html.
5. *Вильнина А.В., Вильнин А.Д., Ефремов Е.В.* Современные методы и средства измерения уровня в химической промышленности. – Томск: Изд-во Томского политехн. ун-та. – 2011. – 84 с.
6. *Гриневиц Ф.Б., Монастырский З.Я., Саволюк А.М.* Коррекция погрешности от вертикального градиента диэлектрической проницаемости среды в емкостных самокомпенсированных уровнемерах // Техн. электродинамика. – 1990. – № 5. – С. 93–99.
7. *Дорошко В.В.* Передовая технология бесконтактного измерения уровня / Промышленные АСУ и контроллеры. Ежемесячник. – 2006. – № 3. – С. 46–48.
8. *Ершов М.Н.* Методы измерения уровня жидких продуктов: теория и практика / Изв. Тульского гос. ун-та. Технические науки. – 1/2010. – Вып. № 4. – С. 9–14.
9. *Карандеев К.Б., Гриневиц Ф.Б., Новик А.И.* Емкостные самокомпенсированные уровнемеры. – М.-Л.: Энергия, 1966. – 135 с.
10. *Корн Т., Корн Г.* Справочник по математике для научных работников и инженеров. Определение, теоремы, формулы: Пер. с англ. / Под ред. И.Г. Арамановича. – М.: Наука, 1974. – 832 с.
11. *Кошкин Н.И., Ширкевич М.Г.* Справочник по элементарной физике / Под ред. Д.И. Сахарова. – М.: Гос. изд-во физ.-мат. лит., 1960. – С. 82–84.
12. *Саволюк А.М.* Ультразвуковой уровнемер повышенной точности // Электрик. – 2013. – № 12. – С. 57–58.
13. *Фрайден Дж.* Современные датчики: Справочник. – М.: Техносфера. – 2006. – 588 с.
14. *Хансуваров К.И., Цейтлин В.Г.* Техника измерения давления, расхода, количества и уровня жидкости, газа и пара. – М.: Изд-во стандартов, 1990. – 287 с.
15. *Шерман В.С.* Уровнемеры все повышают и повышают свой уровень / Промышленные АСУ и контроллеры. Ежемесячник. – 2003. – № 12. – С. 53–58.

УДК 681.128.22

О.М. Саволюк, канд. техн. наук. **А.І. Новік**, докт. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03057, Україна

Ультразвукові рівнеміри з корекцією температурних похибок

Розглянуто питання підвищення точності вимірювання рівня в ультразвукових рівнемірах з використанням спеціальних конструкцій датчиків, а також показано можливість корекції похибок від температурної зміни параметрів середовищ за висотою резервуара. Бібл. 15, рис. 2, таблиця.

Ключові слова: ультразвук, рівень, температура, похибка.

A.M. Savoluik, A.I. Novik

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

Peremohy, 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine

Ultrasonic levelmeaters with the temperatures correction

The questions of increasing accuracy measurement of level in ultrasonic method with using special construction of transducers, and also the questions of corrections errors for temperatures variables of parameters environment for the high are considered. References 15, figures 2, table.

Key words: ultrasonic, level, temperature, inaccuracy.

Надійшла 15.07.2016

Received 15.07.2016