



ISSN 1727-9895

Праці **Інституту електродинаміки** **Національної академії наук** **України**

Збірник наукових праць

Випуск
52

Київ
2019

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
52**

Київ
2019

ПРАЦІ ІНСТИТУТУ ЕЛЕКТРОДИНАМІКИ НАН УКРАЇНИ

Редакційна колегія*:

Антонов О.С.	головний редактор, докт. техн. наук
Кириленко О.В.	академік НАН України
Стогній Б.С.	академік НАН України
Шидловський А.К.	академік НАН України
Волков І.В.	член-кор. НАН України
Жаркін А.Ф.	член-кор. НАН України
Кондратенко І.П.	член-кор. НАН України
Кузнецов В.Г.	член-кор. НАН України
Михальський В.М.	член-кор. НАН України
Шидловська Н.А.	член-кор. НАН України
Щерба А.А.	член-кор. НАН України
Буткевич О.Ф.	докт. техн. наук
Васецький Ю.М.	докт. техн. наук
Кенсицький О.Г.	докт. техн. наук
Липківський К.О.	докт. техн. наук
Мислович М.В.	докт. техн. наук
Новік А.І.	докт. техн. наук
Петухов І.С.	докт. техн. наук

Editorial board*:

O.E. Antonov	Editor-In-Chief, Doctor of engineering sciences
O.V. Kyrylenko	Academician of the NAS of Ukraine
B.S. Stognii	Academician of the NAS of Ukraine
A.K. Shydlovskiy	Academician of the NAS of Ukraine
I.V. Volkov	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
A.F. Zharkin	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
I.P. Kondratenko	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
V.G. Kuznetsov	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
V.M. Myhalskyi	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
N.A. Shydlovska	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
A.A. Shcherba	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
O.F. Butkevych	Doctor of engineering sciences
Yu.M. Vasetskyi	Doctor of engineering sciences
O.G. Kensytskyi	Doctor of engineering sciences
K.O. Lypkivskyi	Doctor of engineering sciences
M.V. Myslovych	Doctor of engineering sciences
A.I. Novik	Doctor of engineering sciences
I.C. Petuhov	Doctor of engineering sciences

*Члени редакційної колегії працюють у Інституті електродинаміки НАН України, Київ
Editorial board members work in the Institute of electrodynamics of the NAS of Ukraine, Kyiv

International editorial board:

V.F. Reztsov, Corresponding member of the NAS of Ukraine, Institute of Renewable Energy of the NAS of Ukraine, Kyiv
V.Yu. Rozov, Corresponding member of the NAS of Ukraine, the Science and Technology Center of Magnetism of Technical Objects, Kharkiv
V.S. Maliar, Doctor of engineering sciences, Lviv Polytechnic National University, Lviv
V.V. Rymsha, Doctor of engineering sciences, National Polytechnic University, Odessa
Bendahmane Boukhalfa, Doctor of Engineering Sciences, University of Béjaïa, Algeria
M. Pavlik, Member of NAS Ukraine, Technical University of Lodz, Poland
Yu.R. Plotkin, Doctor of Engineering Sciences, Berlin School of Economics and Law

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 № 2 від 21 лютого 2019 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 **E-mail:** mlyuv@ied.org.ua; takied@meta.ua; **Адреса сайту:** <http://ied.org.ua>

Праці
Інституту електродинаміки
Національної академії наук України

Випуск 52

2019 р.

ЗМІСТ

ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ ТА ОБЛАДНАННЯ

<i>Щерба А.А., Ломко Н.А.</i> Передача большой энергии в накопительный конденсатор высоковольтных генераторов разрядных импульсов с трансформаторами Тесла.....	5
<i>Кучерявая И.Н.</i> Магнитное поле сверхвысоковольтной двухцепной кабельной линии с изоляцией из сшитого полиэтилена.....	13
<i>Сегеда М.С., Покровський К.Б., Маврін О.І., Олійник В.П.</i> Моделювання режимів енергомоста Україна – Євросоюз.....	17
<i>Kuchanskyi V.V.</i> Phase structure influence estimation of the extra high voltage line on abnormal resonance overvoltages.....	22
<i>Федів Є.І., Сівакова О.М.</i> Гнучка система пересилання змінного струму на основі перетворювачів струму з повністю керованими тиристорами.....	28

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ТА АПАРАТИ

<i>Бібік О.В.</i> Проектування вентильно-індукторних двигунів на основі методики пропорційного перерахунку.....	33
<i>Заблудський М.М., Плюгін В.Є., Морозов Д.І., Худобін К.В.</i> Квазічастотне керування асинхронним електроприводом скребкових і гвинтових конвеєрів у перехідних режимах.....	39
<i>Войтех В.О.</i> Перетворювач частоти в системі з асинхронним двигуном водяного насоса у разі живлення від відновлюваних джерел енергії.....	45
<i>Кузнецов Б.І., Туренко А.М., Нікітіна Т.Б., Бовдуй І.В., Коломієць В.В.</i> Метод синтезу нелінійних електромеханічних слідувальних систем.....	49
<i>Герцик С.М.</i> Формування навчаючих сукупностей для систем діагностування електроенергетичного обладнання з урахуванням режимів його роботи.....	54

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

<i>Акинин К.П., Антонов А.Е., Киреев В.Г.</i> Управление напряжением питания датчиков Холла в магнитоэлектрических системах малой мощности.....	62
<i>Мисак Т.В.</i> Стійкість керування перетворювачем у разі формування синусоїдної вихідної напруги альтернативного джерела живлення з нелінійним трансформатором.....	69
<i>Зайцев Є.О., Левицький А.С., Кромпляс Б.А., Панчик М.В.</i> Дослідження впливу магнітного поля промислової частоти на стабільність функціонування мікроконтролера STM32F051K8T6.....	80
<i>Баган Т.Г., Смирнов В.С., Самков О.В., Вайц Д.В.</i> Концептуальні аспекти синтезу систем керування перетворювачами автоматизованих автономних об'єктів.....	88

CONTENTS

ELECTRICAL ENERGY SYSTEMS AND EQUIPMENT

<i>Shcherba A.A., Lomko M.O.</i> High energy transmission to reservoir capacitor of high-voltage generators of discharge pulses with Tesla coils.....	5
<i>Kucheriava I.M.</i> Magnetic field of extra-high voltage two-circuit cable line with XLPE insulation	13
<i>Seheda M., Pokrovskij K., Mavrin O., Olijnyk V.</i> Modeling of Ukraine – European Union energy bridge modes.....	17
<i>Kuchanskyi V.V.</i> Phase structure influence estimation of the extra high voltage line on abnormal resonance overvoltages.....	22
<i>Fediv Y.I., Sivakova O.M.</i> Flexible alternating current transmission systems on the basis of current converters with turn-off thyristors	28

ELECTRICAL MACHINES AND APPARATUS

<i>Bibik O.V.</i> Designing of switched reluctance motors based on proportional recalculation technique	33
<i>Zablodskiy M., Pliuhin V., Morozov D., Khudobin K.</i> Quasi-frequency induction electric drive control of scraper and screw conveyors in transient modes	39
<i>Voitek V.O.</i> The frequency converter in the induction motor water pump system with feedeng from renewable energy sources	45
<i>Kuznetsov B.I., Turenko A.N., Nikitina T.B., Bovdui I.V., Kolomiets V.V.</i> Method of synthesis of nonlinear electromechanical servo systems	49
<i>Hertsyk S.M.</i> Formation of educational teachings for diagnostic systems electric power equipment taking into account the modes of its work	54

SEMICONDUCTOR CONVERTERS

<i>Akynin K., Antonov O., Kireiev V.</i> Supply voltage control of Hall sensors for low power magneto-electric systems	62
<i>Mysak T.V.</i> Stability of converter control at formation of sinusoid output voltage of an alternative power source with nonlinear transformer	69
<i>Zaitsev I.O., Levytskyi A.S., Kromplyas B.A., Panchyk M.V.</i> Study industrial frequency magnetic field influence on STM32F051K8T6 microcontroller functioning stability.....	80
<i>Bagan T., Smirnov V., Samkov O., Weits D.</i> Conceptual aspects of synthesis systems of control of converters of automated autonomous objects.....	88

Відповідальний секретар Н.В. Новік
Редактор Ю.В. Морозова-Леонова

Підписано до друку 20.03.2019. Формат 60×84/8. Папір офс. Офс. друк. Ум.друк. арк. 9,6. Наклад 100 прим. Зам. 11

Відділ оперативної поліграфії Інституту електродинаміки НАН України
03057, м. Київ-57, пр. Перемоги, 56

ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ ТА ОБЛАДНАННЯ

УДК 621.3.011

ПЕРЕДАЧА БОЛЬШОЙ ЭНЕРГИИ В НАКОПИТЕЛЬНЫЙ КОНДЕНСАТОР ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ РАЗРЯДНЫХ ИМПУЛЬСОВ С ТРАНСФОРМАТОРАМИ ТЕСЛА

А.А. Щерба, чл.-корр. НАН Украины, **Н.А. Ломко**, канд. техн. наук
Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03057, Украина
e-mail: nlomko@gmail.com

Исследованы процессы беспроводной передачи большой энергии в накопительный конденсатор посредством его заряда до высокого напряжения длительным малым зарядным током смещения, протекающим через промежуточную частичную (конструктивную) емкость. Предложены аналитические зависимости изменения во времени величины напряжения заряда накопительного конденсатора. Исследованы особенности заряда емкостного накопителя через частичную емкость, связанные с влиянием конфигурации ее пластин на величину напряжения и длительность заряда накопительного конденсатора. Библиограф. 18, рис. 4, таблица.

Ключевые слова: емкостной накопитель, высокое напряжение, трансформатор Тесла, ток смещения, высокая частота, беспроводный заряд, конструктивная емкость.

Введение. Интенсивное развитие различных методов длительной передачи большой энергии в накопительные конденсаторы с последующим их быстрым разрядом на нагрузку сформировало новое научное электротехническое направление – импульсную электротехнику [1–5]. Увеличение длительности процесса заряда накопительных конденсаторов при аналогичном уменьшении среднего тока не изменяло величину передаваемой в конденсатор энергии, но пропорционально уменьшало ее потери [2], поэтому увеличение длительности заряда конденсаторов обычно повышало энергоэффективность электроразрядных установок. Но главным технологическим преимуществом их было создание в нагрузке импульсной мощности, в десятки и сотни раз превышающей мощность, потребляемую от питающей электросети. А реализация в нагрузке очень большой плотности энергии во времени и пространстве, а также регулирование длительности и интенсивности возникающих импульсных электрогидравлических, магнитодинамических, электроэрозионных и других электрофизических процессов обеспечили создание ряда уникальных электроразрядных технологий, в частности, технологической обработки материалов и сред [3–8].

В то же время потребность применения электроразрядных технологий в удаленных и труднодоступных местах, где отсутствует возможность использования традиционной двухпроводной сети электропитания, определила интерес к установкам другого типа. Включение в их состав аккумуляторных или суперконденсаторных батарей большой емкости требовало учета сложных процессов перераспределения электроэнергии между последовательно-параллельными соединениями линейных и нелинейных накопителей [9–11]. Кроме того, такие установки отличались большими массогабаритными показателями, а также низкой энергоэффективностью и малым ресурсом. Это возобновило интерес электротехников к применению тесловских процессов, которые позволяют реализовывать длительные процессы передачи большой энергии в накопительные конденсаторы без использования двухпроводной линии электропередачи [12–16].

В данной работе исследованы особенности технической реализации беспроводной зарядки накопительных конденсаторов до высокого напряжения с применением электрической схемы с трансформатором Тесла (ТТ), предложенной С.В. Авраменко [17] и развитой в рабо-

тах [14, 15]. Исследования электромагнитных процессов в таких устройствах предполагают анализ переходных электромагнитных процессов и учет потерь электроэнергии, которые возникают при ее перераспределении между линейными и нелинейными емкостными накопителями [6, 8].

В статье не ставилась задача исследования возникающих высокочастотных электромагнитных процессов на жизнедеятельность человека и надежность электронных устройств различного назначения [1, 2], а также не проводился анализ физических процессов появления электрического заряда на обкладках накопительного конденсатора в "разомкнутой" сети, поскольку эти явления подробно излагались в работах [4, 5]. Не учитывались также потери электроэнергии в цепях заряда емкостных накопителей. Основное внимание обращалось на условия, влияющие на скорость передачи электроэнергии от ТТ к основному накопительному конденсатору и на время достижения на его обкладках необходимого высокого напряжения.

Следует уточнить, что передача энергии с помощью тесловских процессов происходит за счет появления токов смещения, которые протекают через конструктивную (частичную) емкость, образованную металлическими антеннами высокочастотного генератора и приемника электроэнергии, а также диэлектрической средой между ними. В отличие от тока проводимости в проводящих средах (металлах), который может быть постоянным, переменным и пульсирующим, ток смещения в диэлектрической среде или вакууме может быть только изменяющимся во времени, в частности, гармоническим. Что касается передачи электрической энергии в пространстве, то она возможна только в том случае, если возникают две составляющие электромагнитного поля: электрическая и магнитная, причем в тесловских процессах электрическая составляющая значительно превышает магнитную. Поэтому в отличие от передачи энергии с помощью электромагнитного излучения, в которой величина магнитной составляющей является большой и может превышать допустимые нормы, передача энергии посредством токов смещения является более безопасной. Чем больше частота изменения электрического поля, тем больше ток смещения и его магнитное поле, и тем большее количество энергии может быть передано к накопительным конденсаторам. Известно, что наибольшая эффективность тесловских процессов в момент беспроводной передачи энергии наблюдалась при частоте изменения токов смещения от 20 кГц до 1 МГц [13], но и на более высоких частотах также достигался значительный положительный эффект.

Описание проведенных исследований. В работе представлены результаты экспериментальных исследований беспроводного заряда емкостного накопителя через частичную емкость, одна из пластин которой представляет собой терминал, подключенный к свободному концу вторичной обмотки высоковольтного трансформатора Тесла (ТТ), а вторая пластина аналогичной формы удалялась от него на значительное расстояние и подключалась к мостовому выпрямителю, как показано на рис. 1. К выходным клеммам этого выпрямителя подключался накопительный конденсатор, заряженный выпрямленным пульсирующим током.

Представленный на рис. 1 трансформатор Тесла имел первичную обмотку, которая подключалась к выполненному по схеме Бровина генератору высокочастотных электромагнитных колебаний частотой от 0,4 до 1 МГц, и вторичную высоковольтную обмотку, рассчитанную на возникновение в ней высокочастотных токов и напряжений в несколько десятков киловольт. Нижний конец вторичной обмотки ТТ подключался также к генератору высокочастотных электромагнитных колебаний, а верхний конец этой обмотки был свободным, но к нему присоединялась металлическая пластина 1, выполняющая роль терминала. Вторая пластина 2 аналогичной конфигурации подключалась к высоковольтному диодному мосту V1–V4.

Между пластинами 1 и 2 имеется конструктивная (частичная) емкость C'_{12} , через которую высокочастотный ток смещения замыкает ток проводимости, протекающий через высоковольтный диодный мост и, преобразовавшись в нем в однонаправленный пульсирующий ток, заряжает накопительный конденсатор емкостью C . Этот конденсатор (или батарея конденсаторов) выполняет роль потребителя электрической энергии. К конденсатору

С параллельно подключены резистор сопротивлением R , учитывающий активное сопротивление реальной технологической нагрузки, сопротивление утечки конденсатора C и сопротивление подключаемых измерительных приборов. Конденсатор C также шунтируется разрядником, осуществляющим разряд конденсатора в случае превышения на нем допустимого напряжения. Между пластиной 1 верхнего конца вторичной обмотки ТТ и землей имеется частичная емкость утечки C'_{12} , влияющая на резонансный режим работы ТТ.

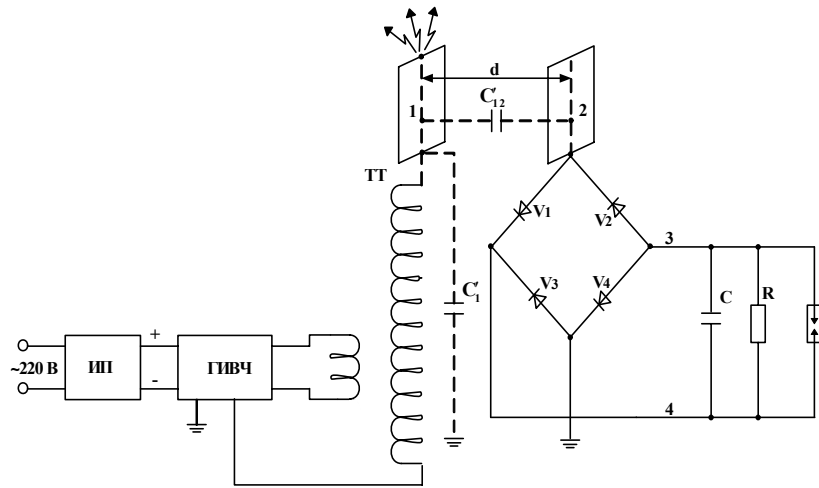


Рис. 1

Конфигурация терминала, подключаемого к свободному концу вторичной обмотки ТТ, может иметь различную форму (плоская пластина, диск, штырь, шар, тор и т.д.), что естественно влияет на величину частичной емкости C'_{12} . В работе исследованы процессы заряда накопительного конденсатора емкостью C через частичную емкость C'_{12} , выполняющую роль емкостного токоограничивающего элемента, а также процессы заряда накопительного конденсатора C при разных формах и конфигурациях металлических пластин 1 и 2, изменяющих величину емкости C'_{12} , а именно: пластина-пластина, диск-диск, штырь-штырь.

Отметим, что экспериментальная установка, показанная на рис. 1, отличается от представленной в работе [15] не только заменой зарядной цепи (вместо схемы Латура заряд емкостного накопителя осуществляется через мостовой выпрямитель), но и максимальным ограничением влияния емкостей утечки на процесс заряда. Поэтому емкости утечки, шунтирующие диоды мостового выпрямителя, на рис. 1 не показаны.

Анализ полученных результатов. Заряд накопительного конденсатора емкостью C на рис. 1 проводился при условии, что $C \gg C'_{12}$, а значением R можно пренебречь. При включении схемы должен возникать бросок зарядного тока через вентили $V1$, $V4$ и конденсаторы C'_{12} и C . Конденсатор C'_{12} быстро зарядится так, что $u = u_C + u_{C'_{12}}$, и до момента времени, при котором $\omega t = \frac{\pi}{2}$, отраженном на рис. 2, в цепи будет протекать зарядный ток $i = C'_{12} \frac{du_{C'_{12}}}{dt}$.

Поскольку ток в рассматриваемой цепи опережает питающее напряжение на угол $\frac{\pi}{2}$, то прохождение тока через нуль и запирающие вентили происходят в моменты времени, когда питающее напряжение является максимальным. При $\omega t = \frac{\pi}{2}$ ток $i=0$, т.к. разность потенциалов $u - u_{C'_{12}} < u_C$ из-за убывания питающего напряжения $u = U_m \sin \omega t$. В интервале $\frac{\pi}{2} \leq \omega t \leq \omega t_1$ напряжение на конденсаторе C'_{12} будет неизменным и равным $u_{C'_{12}}$. Вентили $V2$, $V3$ отпираются при условии, когда $|u - u_{C'_{12}}| = |u_C|$ или $U_m \sin \omega t_1 - U_m + U_C = -U_C$.

Угол отпирающих вентилей $V2$, $V3$ равен

$$\omega t_1 = \arcsin\left(1 - \frac{2U_C}{U_m}\right). \quad (1)$$

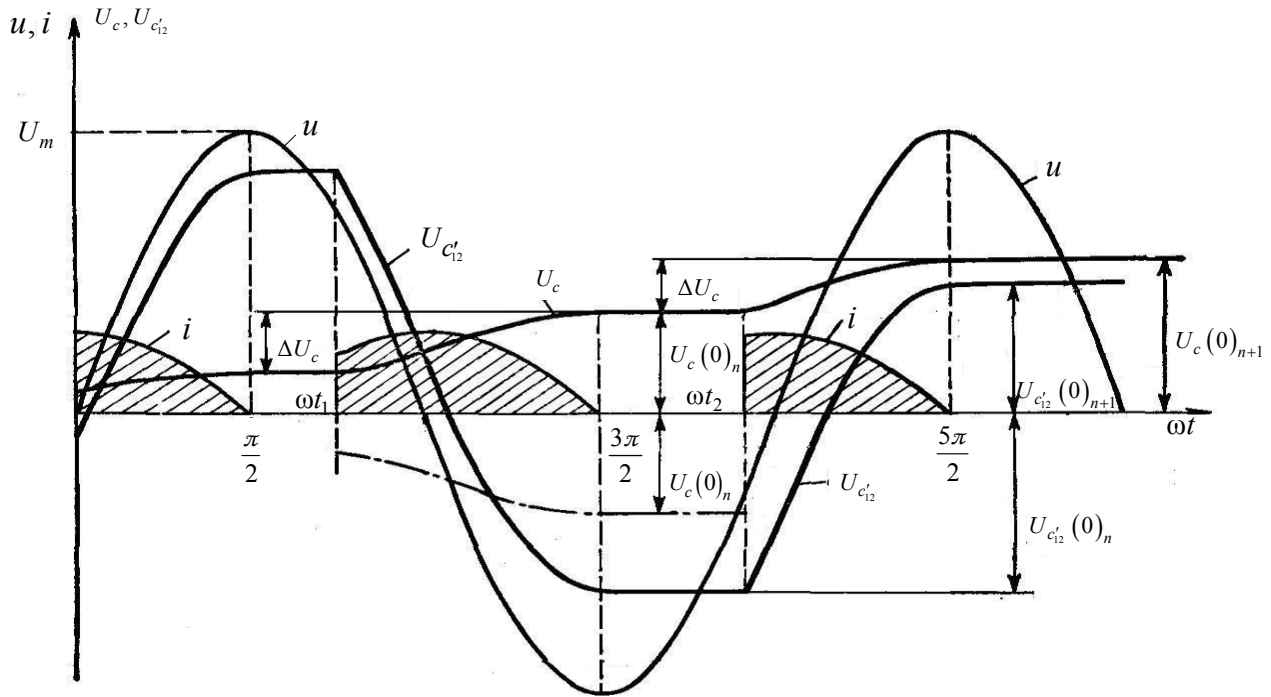


Рис. 2

Следует учесть, что после запираания вентилей $V1$ и $V4$, напряжение на конденсаторе C меняет знак по отношению к питающему напряжению. В интервале $\omega t_1 \leq \omega t \leq 3\pi/2$ происходит перезарядка конденсатора C'_{12} от $U_{c'_{12}}$ до $-U_{c'_{12}}$. При этом зарядный ток равен $i = U_m \omega C'_{12} \cos \omega t$, т.е. при зарядке конденсатора C и изменении напряжения 0 до U_m ток каждой пары вентилей изменяется по косинусоидальному закону с переменным углом отпираания, например для вентилей $V2$ и $V3$ в интервале от $\pi/2$ до $3\pi/2$. Продолжительность углов работы вентилей уменьшается соответственно от π до 0.

Среднее значение зарядного тока за полупериод питающего напряжения с учетом (1) равно:

$$I_{cp} = \int_{\omega t_1}^{\frac{3}{2}\pi} U_m \omega C'_{12} \cos \omega t d\omega t = \frac{2}{\pi} U_m \omega C'_{12} \left(1 - \frac{U_c}{U_m}\right). \quad (2)$$

Этот же ток может быть представлен как $I_{cp} = C \frac{du_c}{dt}$ [2].

Приравняв эти выражения, получим линейное дифференциальное уравнение

$$C \frac{du_c}{dt} + \frac{2}{\pi} U_c \omega C'_{12} = \frac{2}{\pi} U_m \omega C'_{12}, \quad (3)$$

решением которого будет зависимость изменения напряжения на зарядном конденсаторе C во времени. При нулевых начальных условиях эта зависимость представляется в виде

$$U_c(t) = U_m \left(1 - e^{-\frac{2t^*}{\pi}}\right), \quad (4)$$

где $t^* = t \omega C'_{12} / C$ – относительное время заряда конденсатора C [2].

Уравнение усредненной кривой изменения напряжения на зарядном конденсаторе может быть представлено в другом виде [18]:

$$U_c = U_m \left[1 - (1 - k)^{\frac{\omega t}{\pi}}\right], \quad (5)$$

где $k = \frac{2C'_{12}}{C'_{12} + C}$, откуда время заряда конденсатора от 0 до U_c имеет вид

$$t = \frac{\pi \ln(1 - \frac{U_c}{U_m})}{\omega \ln(1 - k)}. \quad (6)$$

Зависимости (4)...(6) являются характерными для подключения ТТ к периодическому синусоидальному напряжению. В работе [15] показано, что при появлении стримера на свободном конце вторичной обмотки ТТ (терминале) происходит влияние вторичной обмотки на первичную. Форма напряжения на ней несколько искажается и отличается от синусоидального напряжения. Поэтому соответствие зависимостей (4), (5), изменения напряжения на зарядном конденсаторе и времени заряда (6) в реальных условиях зависят от того, насколько периодическое напряжение на свободном конце вторичной обмотки ТТ (терминале) по форме отличается от периодического синусоидального напряжения той же частоты. С целью минимизации искажения напряжения эксперименты, результаты которых представлены здесь, проводились при работе ТТ с минимально возможным стримером на терминале.

Следует отметить, что с удалением зарядного конденсатора от ТТ, т.е. увеличением расстояния d частичная емкость C'_{12} уменьшается и становится соизмеримой с емкостью утечки C'_1 . Этот фактор необходимо учитывать при оценке зарядных показателей предложенной схемы при расчетах с использованием зависимостей (4)...(6).

В таблице приведены расчетные величины частичной емкости C'_{12} при различной конфигурации пластин и расстояния между ними, а именно:

"пластина- пластина" – две одинаковые дюралевые пластины размером 100×110 мм подключены соответственно ко вторичной обмотке ТТ и на вход диодного моста;

"диск-диск" – два одинаковых алюминиевых диска диаметром 60 мм подключены соответственно ко вторичной обмотке ТТ и на вход диодного моста;

"штырь-штырь" – два одинаковых медных штыря длиной 200 мм и толщиной 1,6 мм подключены соответственно ко вторичной обмотке ТТ и на вход диодного моста.

Заряд емкостного накопителя $C=20$ мкФ, состоящего из полипропиленовых фольговых пленочных металлизированных конденсаторов типа К78-2, осуществляется дистанционно при различном расстоянии между пластинами в соответствии с таблицей. Для каждого вида пластин частичной емкости C'_{12} время заряда емкостного накопителя находилось в прямой зависимости от расстояния между пластинами, т.е. от величины частичной емкости C'_{12} .

Расстояние между пластинами, d , мм	200	300	400	500	600
"Пластина- пластина", C'_{12} , пФ	0,4873	0,3248	0,2436	0,1949	0,1624
"Диск-диск", C'_{12} , пФ	0,1252	0,0835	0,0626	0,05008	0,04175
"Штырь-штырь", C'_{12} , пФ	1,0082	0,9392	0,8957	0,8647	0,8409

Необходимо учитывать, что терминал, подключаемый к концу вторичной обмотки ТТ, является дополнительной емкостью, существенно влияющей на его резонансный режим работы. Поэтому от размеров и конфигурации терминала существенно зависит величина потенциала на конце вторичной обмотки ТТ.

В то же время терминал является одной из пластин частичной емкости C'_{12} .

На рис. 3 представлены зависимости напряжения заряда емкостного накопителя U_c от времени заряда при расстоянии между пластинами $d=500$ мм для частичных емкостей в следующем виде: 1 – "диск-диск"; 2 – "пластина-пластина"; 3 – "штырь-штырь". Несмотря на то, что частичная емкость в конфигурации "диск-диск" почти в четыре раза меньше, чем "пластина-пластина", заряд емкостного накопителя происходит значительно быстрее, т.к. ре-

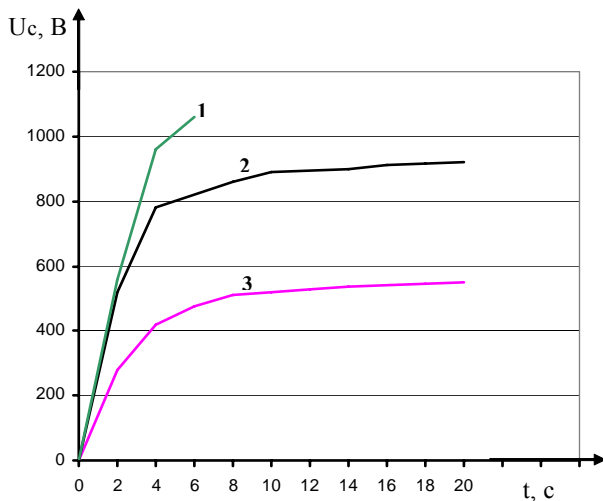


Рис. 3

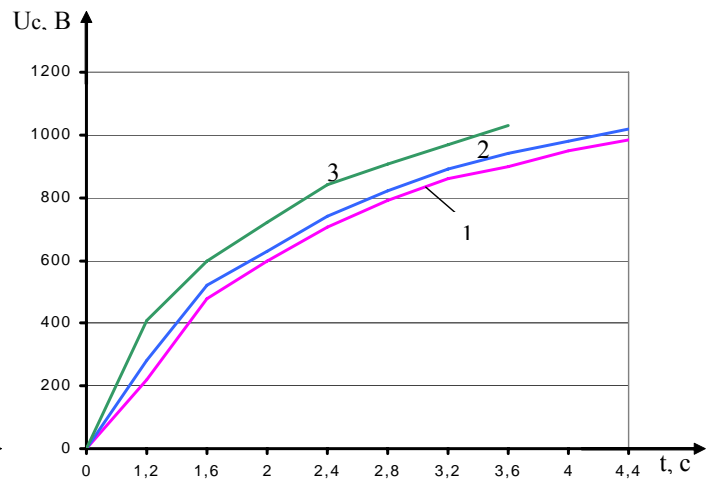


Рис. 4

зонансное напряжение на терминале ТТ в виде диска значительно выше из-за того, что его емкость наиболее соответствует резонансному режиму ТТ.

Анализ экспериментальных данных показывает, что время зарядки емкости C до напряжения 1000 В при $d=350$ мм для частичных емкостей в виде "диск-диск" и "пластина-пластина" составляет менее 2 с, а для частичной емкости в виде "штырь-штырь" при $d=200$ мм необходимо 4 с.

Величину частичной емкости C'_{12} , влияющей на время зарядки, можно изменять, используя отличную от конфигурации терминала пластину, подключаемую на вход диодного моста. На рис. 4 представлены зависимости напряжения зарядки емкостного накопителя от времени зарядки при расстоянии между пластинами $d=500$ мм для частичных емкостей в следующем виде: 1 – "диск-диск"; 2 – "диск-пластина 1"; 3 – "диск-пластина 2", где "пластина 1" – дюралевая пластина размером 100×110 мм, "пластина 2" – медная пластина размером 185×215 мм.

При расстоянии между пластинами $d=400$ мм время зарядки конденсатора до 1000 В в момент конфигурации "диск-диск" равно 2,9 с, при конфигурации "диск-пластина 1" – 2,6 с, а при конфигурации "диск-пластина 2" – 2,2 с. Снять характеристики при меньшем d затруднительно, т.к. время зарядки емкости до напряжения 1000 В уже при $d=300$ мм составляет менее 2 с.

Проведенные исследования показали, что схема удвоения Латура не является единственной из схем, позволяющих осуществлять передачу энергии без проводов, как это утверждалось в [13]. Исследования также показали, что при частотах генератора от 20 до 500 кГц эти схемы можно эффективно использовать для реализации различных разрядно-импульсных электротехнологий, в которых требуется заряд конденсаторов до высоких напряжений (50 кВ и выше), но допустимо применять небольшую частоту зарядно-разрядных циклов. Важно, что масса и стоимость высоковольтных токоограничивающих элементов (частичных емкостей) равны нулю, а протекание токов смещения практически не вызывает потерь электроэнергии.

Выводы: 1. Проведенные теоретические и экспериментальные исследования процесса беспроводного заряда емкостного накопителя через частичную емкость по мостовой схеме с использованием трансформатора Тесла в качестве высоковольтного и высокочастотного преобразователя энергии показали, что приведенная схема заряда накопительных конденсаторов позволяет значительно уменьшить время их заряда до необходимой величины высокого напряжения по сравнению с зарядом по схеме Латура.

2. Исследования также показали существенное влияние конфигурации пластин частичной емкости на зарядный ток, т.е. на ток смещения, который протекает в пространстве между пластинами конструктивной (частичной) емкости a , следовательно, конфигурация та-

ких пластин существенно влияет и на длительность заряда накопительного конденсатора до необходимого напряжения.

3. Описанный способ накопления энергии позволяет производить заряд конденсаторов (батареи конденсаторов) в сотни микрофарад до высоких напряжений (десятки киловольт) токами смещения, протекание которых не связано с потерями. Он может быть применен для реализации электроразрядных технологий, требующих заряда накопительных конденсаторов до высоких напряжений и соответственно накопления в них большой электроэнергии, но допускающих низкую частоту зарядно-разрядных циклов, что характерно для небольшой средней электрической мощности. Поэтому применение таких устройств наиболее актуально в районах без централизованного электроснабжения и где существуют маломощные автономные источники электроэнергии типа солнечных батарей, термогенераторов и т.п.

1. Фрюнгель Ф. Импульсная техника. Генерирование и применение разрядов конденсаторов. Москва: Энергия, 1973. 233 с.
2. Пентегов И.В. Основы теории зарядных цепей емкостных накопителей энергии. Киев: Наукова думка, 1982. 424 с.
3. Лившиц А.Л., Отто М.Ш. Импульсная электротехника. Москва: Энергоатомиздат, 1983. 352 с.
4. Щерба А.А., К.В. Дубовенко К.В. Высоковольтные электроразрядные компактные системы. Киев: Наукова думка, 2008. 270 с.
5. Вовченко А.И., Богуславский Л.З., Мирошниченко Л.Н. Тенденции развития мощных высоковольтных генераторов импульсных токов в ИИПТ НАН Украины. *Технічна електродинаміка*. 2010. № 5. С. 69–74.
6. Белый И.В., Фертик С.М., Хищенко Л.Т. Справочник магнитно-импульсной обработки металлов. Харьков: Вища школа, 1977. 168 с.
7. Юткин Л.А. Электрогидравлический эффект и его применение в промышленности. Ленинград: Машиностроение, 1986. 253 с.
8. Асанов У.А., Цой А.Д., Щерба А.А., Казекин В.И. Электроэрозионная технология химических соединений. Фрунзе: Илим, 1990. 255 с.
9. Супруновская Н.И., Щерба А.А. Процессы перераспределения электрической энергии между параллельно соединенными конденсаторами. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 4. С. 3–11.
10. Супруновская Н.И., Щерба А.А., Иващенко Д.С., Белецкий О.А. Процессы обмена энергией между нелинейными и линейными звеньями электрической схемы замещения суперконденсаторов. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 5. С. 3–11.
11. Щерба А.А., Супруновская Н.И. Синтез электрических цепей с емкостными накопителями энергии в полупроводниковых формирователях мощных разрядных импульсов. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 1. С. 3–11.
12. Пентегов И.В., Стемковский Е.П. Исследование переходных процессов при зарядке батареи конденсаторов с помощью выпрямителя, собранного по схеме Латура. *Проблемы технической электродинамики*, 1970. Вып. 24. С. 107–111.
13. Пентегов И.В. К теории тесловских процессов зарядки емкостных накопителей энергии. *Электричество*. 1996. № 6. С. 42–47.
14. Пентегов И.В., Волков И.В., Приступа А.Л. Применение тесловских процессов для бесконтактного заряда аккумуляторов портативных электронных и электротехнических устройств. *Технічна електродинаміка. Тем. вип. "Проблеми сучасної електротехніки"*, Ч.2. 2006. С. 16–21.
15. Щерба А.А., Ломко Н.А. Бесконтактный заряд емкостного накопителя с использованием трансформатора Тесла. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2016. № 44. С. 104–110.
16. Song M., Belov P., Kapitanova P. Wireless power transfer inspired by the modern trends in electromagnetics. *Applied physics reviews*, 2017. Vol. 4. No 2. P. 021102.
17. Авраменко С.В. Способ питания электротехнических устройств и устройство для его осуществления. Пат. РФ № 210649 от П.04.1995. Оpubл. 10.04.1998. Бюл. № 10.
18. Пентегов И.В. Переходные процессы в мостовых схемах двухполупериодного выпрямления при зарядке батарей конденсаторов через емкостной токоограничивающий элемент. Электромагнитные процессы в преобразовательных устройствах. Киев: Наукова думка, 1967. С. 166–173.

УДК 621.3.011

А.А. Щерба, чл.-кор. НАН України, **М.О. Ломко**, канд. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03057, Україна

ПЕРЕДАВАННЯ ВЕЛИКОЇ ЕНЕРГІЇ В НАКОПИЧУВАЛЬНИЙ КОНДЕНСАТОР ВИСОКОВОЛЬТНИХ ГЕНЕРАТОРІВ РОЗРЯДНИХ ІМПУЛЬСІВ З ТРАНСФОРМАТОРАМИ ТЕСЛА

Досліджено процеси безпровідного передавання великої енергії в накопичувальний конденсатор шляхом його заряду до високої напруги тривалим малим зарядним струмом зміщення, що тече через проміжну часткову

(конструктивну) ємність. Запропоновано аналітичні залежності змінення величини напруги заряду ємнісного накопичувача у часі. Досліджено особливості заряду ємнісного накопичувача через часткову ємність, пов'язані з впливом конфігурації її пластин на величину напруги та на час заряду накопичувального конденсатора. Бібл. 18, рис. 4, таблиця.

Ключові слова: ємнісний накопичувач, висока напруга, трансформатор Тесла, струм зміщення, висока частота, безпровідний заряд, конструктивна ємність.

A.A. Shcherba, M.O. Lomko

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

HIGH ENERGY TRANSMISSION TO RESERVOIR CAPACITOR OF HIGH-VOLTAGE GENERATORS OF DISCHARGE PULSES WITH TESLA COILS

The processes of wireless transmission of high energy to the reservoir capacitor by means of its charging to a high voltage by long-continued low charging displacement current, which flows through the intermediate partial (stray) capacitance, are investigated. The analytical dependences of the time variation of the charge voltage of the reservoir capacitor are proposed. The features of the charging of a capacitive storage through a partial capacitance, which are related to the influence of the configuration of its plates on the voltage value and the charging duration of the reservoir capacitor, are investigated. References 18, figures 4, table.

Key words: capacitive storage, high voltage, Tesla coil, displacement current, high frequency, wireless charging, stray capacitance.

1. Fryungel F. Pulse engineering. Generation and application of capacitor discharges. Translated from German. Moskva: Energiya, 1973. 233 p. (Rus)
2. Pentegov I.V. Bases of the theory of charging circuits of the capacitor energy storages systems. Kyiv: Naukova dumka, 1982. 421 p. (Rus)
3. Livshitz A.L., Otto M.Sh. Pulse electrotechnology. Moscow: Energoatomizdat, 1983. 352 p. (Rus)
4. Shcherba A.A., Dubovenko K.V. High Voltage Electric Discharge Compact Systems. Kyiv: Naukova dumka, 2008. 270 p. (Rus)
5. Vovchenko A.I., Boguslavsky L.Z., Miroshnichenko L.N. Trends in the development of high-power high-voltage pulse current generators at the IIPT of the National Academy of Sciences of Ukraine. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2010. No 5. Pp. 69–74. (Rus)
6. Belyi I.V., Fertik S.M., Himenko L.T. Handbook of magnetic pulse metal processing. Kharkiv: Vyshcha shkola, 1977. 168 p. (Rus)
7. Yutkin L.A. Electro-hydraulic effect and its application in industry. Leningrad: Mashynostroenie, 1986. 253 p. (Rus)
8. Asanov U.A., Tsoi A.D., Shcherba A.A., Kazekin V.I. Electroerosive technology of chemical compounds. Frunze: Ilim, 1990. 255 p. (Rus)
9. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Processes of energy redistribution between parallel connected capacitors. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2015. No 4. Pp. 3–11. (Rus)
10. Suprunovska N.I., Shcherba A.A., Ivashchenko D.S., Beletsky O.A. Processes of energy exchange between nonlinear and linear links of electric equivalent circuit of supercapacitors. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2015. No 5. Pp. 3–11. (Rus)
11. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Synthesis of electrical circuits with capacitive energy storages in semiconductor formers of power discharge pulses. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2014. No 1. Pp. 3–11. (Rus)
12. Pentegov I.V., Stemkovsky E.P. Study transients when charging the capacitor bank via the rectifier circuit assembled on Latour scheme. *Problemy Tekhnicheskoy elektrodynamiki*. 1970. Iss. 24. Pp. 107–111. (Rus)
13. Pentegov I.V. To the theory of Tesla processes of charging capacitive energy storage. *Elektrichestvo*. 1996. No 6. Pp. 42–47. (Rus)
14. Pentegov I.V., Volkov I.V., Pristupa A.L. Application of Tesla processes for contactless battery charging of portable electronic and electrical devices. *Tekhnichna elektrodynamika*. Spec. Iss. Problems of modern electrical engineering. Part 2. 2006. Pp. 16–21. (Rus)
15. Shcherba A.A., Lomko N.A. Contactless charge of the capacitive storage using the Tesla transformer. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2016, No 44. Pp. 104–110. (Rus)
16. Song M., Belov P., Kapitanova P. Wireless power transfer inspired by the modern trends in electromagnetic. *Applied physics reviews*. 2017. Vol. 4. No 2. Pp. 021102.
17. Avramenko S.V. Method of feeding the electrical equipment and a device for its implementation. Patent of the Russian Federation No 2I0649 from II.04.1995. Published. 10.04.1998. Bul. No 10. (Rus)
18. Pentegov I.V. Transients in bridge circuits of full-wave rectification during charging the capacitor banks through a capacitive current-limiting element. In the book: Electromagnetic processes in converter devices. Kyiv: Naukova dumka, 1967. Pp.166–173. (Rus)

Надійшла 28.01.2019

Received 28.01.2019

УДК 621.315.2:004.94

МАГНИТНОЕ ПОЛЕ СВЕРХВЫСОКОВОЛЬТНОЙ ДВУХЦЕПНОЙ КАБЕЛЬНОЙ ЛИНИИ С ИЗОЛЯЦИЕЙ ИЗ СШИТОГО ПОЛИЭТИЛЕНА

И.Н. Кучерявая, докт. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03057, Украина
e-mail: rB.irinan@gmail.com

Исследовано магнитное поле подземной двухцепной кабельной линии на напряжение 330 кВ с изоляцией из сшитого полиэтилена. Проанализированы явления скин-эффекта и эффекта близости в силовых кабелях. Изучены распределения магнитного поля кабельной линии на поверхности земли и выше при различном расстоянии между цепями кабельной линии. Показано, что только за счет изменения взаимного расположения цепей линии для рассматриваемого случая не удастся снизить внешнее магнитное поле до допустимого уровня, определяемого согласно требованиям электромагнитной безопасности. Библ. 8, рис. 6.

Ключевые слова: подземная кабельная линия, сверхвысоковольтные кабели, изоляция из сшитого полиэтилена, электромагнитная безопасность, компьютерное моделирование.

Введение. Силовые кабели на высокое и сверхвысокое напряжение представляют собой значительные источники магнитного поля и в большинстве случаев в непосредственной близости от своего расположения приводят к превышению норм электромагнитной безопасности [1–3]. Актуальность соблюдения безопасности кабельных линий велика в связи с подтвержденными случаями влияния магнитного поля на людей и другие биологические объекты [1, 3].

Для соблюдения условий безопасности и защиты населения от воздействия электромагнитного поля электроустановок разработаны стандарты относительно допустимого уровня создаваемого ими поля. В Украине гранично-допустимый уровень магнитного поля промышленной частоты составляет 0,5 мкТ [4].

Снижение уровня магнитного поля кабельных линий может достигаться различными способами [1, 5, 6], в том числе за счет взаимного расположения кабелей в линии, глубины прокладки в земле, выбора последовательности фаз кабелей, применения магнитных и немагнитных экранов.

Для определения путей достижения допустимого уровня магнитного поля кабельных линий широко используется компьютерное моделирование [1, 2, 5, 6].

В связи с широким внедрением в Украине сверхвысоковольтных кабельных линий с изоляцией из сшитого полиэтилена (СПЭ), например, первой такой линии, описанной в [7], в данной работе методом компьютерного моделирования исследуется магнитное поле двухцепной кабельной линии на напряжение 330 кВ в отсутствие средств экранирования. Рассматривается подземная кабельная линия с заданной глубиной прокладки. Каждая цепь линии состоит из трех однофазных кабелей с СПЭ-изоляцией, расположенных треугольником (по равностороннему треугольнику вплотную друг к другу вершиной вверх). Общий вид такой кабельной линии показан на рис. 1 а.

Целью работы является исследование влияния расстояния между цепями двухцепной сверхвысоковольтной подземной кабельной линии с СПЭ-изоляцией при определенной

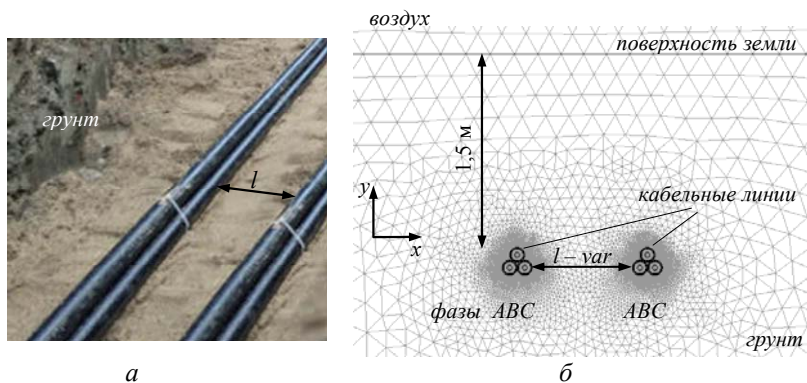


Рис. 1

последовательности расположения фаз кабелей на уровень создаваемого магнитного поля на поверхности земли.

Для достижения цели рассчитывается распределение внешнего магнитного поля линии непосредственно на поверхности земли и на заданной высоте 1,5 м над землей, что ассоциируется с воздействием поля на людей, находящихся в зоне над кабелями.

Исследование в работе проводится методом конечных элементов в программе моделирования Comsol [8].

Модель для расчетов и исследования. Предположения модели следующие:

- 1) кабельная линия является протяженной и проложенной параллельно поверхности земли на определенной глубине; условия прокладки неизменны по всей кабельной трассе;
- 2) металлические экраны кабелей заземлены с двух концов;
- 3) источниками переменного магнитного поля являются трехфазные токи в жилах и наведенные токи в экранах кабелей, иные источники поля вблизи линии отсутствуют;
- 4) магнитное поле гармонически меняется с частотой 50 Гц;
- 5) средства экранирования магнитного поля кабельной линии не используются.

Задача формулируется в декартовой системе координат в плоскости xOy (рис. 1) относительно комплексного векторного магнитного потенциала $\dot{\mathbf{A}} = (0, 0, \dot{A}_z)$, имеющего единственную z -составляющую $\dot{A}_z(x, y)$.

Модель для расчета магнитного поля основывается на уравнении

$$j\omega\sigma\dot{\mathbf{A}} + \nabla \times (\mu_0^{-1} \nabla \times \dot{\mathbf{A}}) = \sigma \Delta \dot{U}_i . \quad (1)$$

Здесь ω – круговая частота тока; σ , μ_0 – электропроводность и магнитная постоянная, соответственно; j – мнимая единица; $\Delta \dot{U}_i$ – падение напряжения в проводящей среде на участке единичной длины. Значения $\Delta \dot{U}_i$ в области экранов кабелей определяются из дополнительного условия для полного тока, протекающего во всей расчетной области. Полагается, что падения напряжения на жилах каждой цепи линии одинаковы и смещены по фазе на 120° : $\Delta \dot{U}_i = \Delta \dot{U}_{жс} e^{j0}$, $\Delta \dot{U}_i = \Delta \dot{U}_{жс} e^{j2\pi/3}$, $\Delta \dot{U}_i = \Delta \dot{U}_{жс} e^{j4\pi/3}$ – соответственно на жилах фаз A , B , C . В этих выражениях $\Delta \dot{U}_{жс}$ задается из условия равенства токов в жилах номинальному значению.

В качестве граничных условий на всех внешних границах расчетной области выбирается условие магнитной изоляции – $\dot{A}_z = 0$.

Результаты численных расчетов. Рассчитывалась двухцепная кабельная линия 330 кВ с кабелями, расположенными в земле треугольником на глубине 1,5 м (рис. 1). Используемые в расчетах характеристики кабелей приведены в [7]. Номинальный ток кабельной линии – 630 А.

Элементное разбиение фрагмента расчетной области показано на рис. 1 б).

На первом этапе исследования задавалась последовательность фаз кабелей $ABC-ABC$.

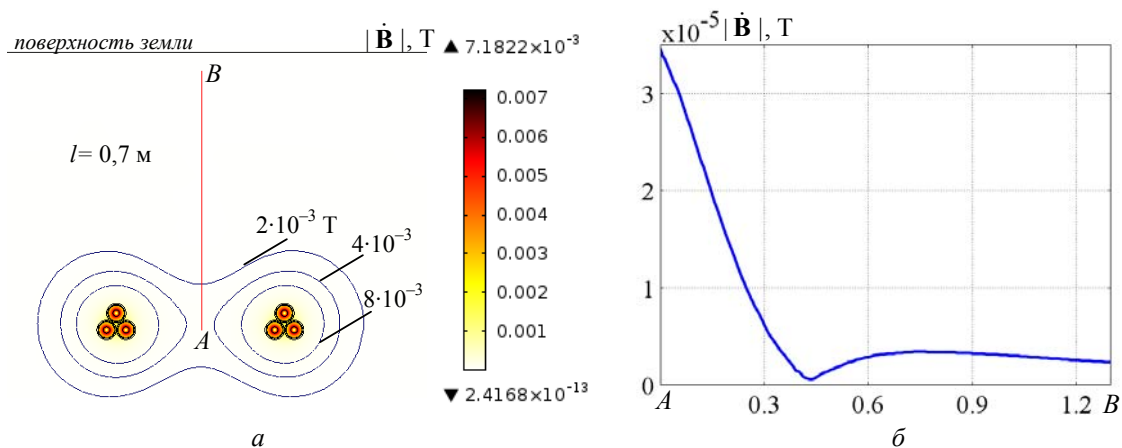


Рис. 2

Распределение магнитной индукции $|\dot{\mathbf{B}}|$ вокруг кабелей линии представлено на рис. 2 а в цвете и изолиниями, соответствующими значениям поля $2 \cdot 10^{-3}$, $4 \cdot 10^{-3}$ и $8 \cdot 10^{-3}$ Т. Изменение магнитного поля по глубине земли – вдоль линии AB , равноотстоящей от кабельных линий, приведено на рис. 2 б. В зоне расположения кабелей поле максимально, у поверхности земли оно значительно затухает.

Совместное проявление скин-эффекта и эффекта близости кабелей отображено на рис. 3. Здесь показана картина плотности тока $|\dot{\mathbf{J}}|$ в жилах кабелей одной из цепей кабельной линии. Видно, что ток концентрируется на поверхности жил.

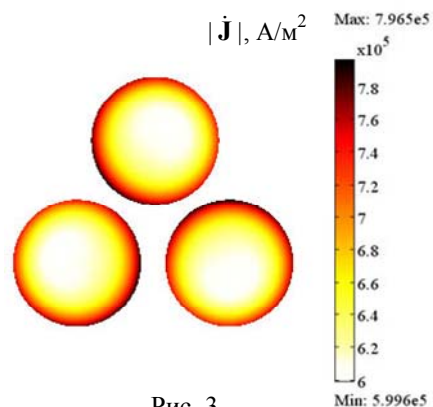


Рис. 3

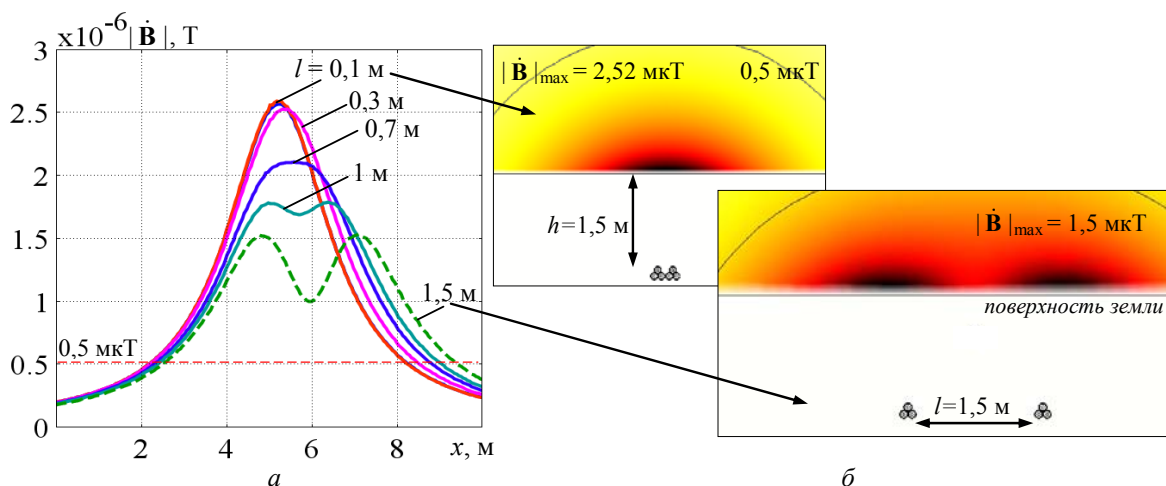


Рис. 4

Данные рис. 2 а и 3 отображают взаимное влияние совокупности проводников (жил и экранов) кабелей, что приводит к вытеснению тока на поверхность жил и взаимному воздействию магнитного поля, создаваемого каждой цепью линии.

На рис. 4 а показано изменение магнитной индукции $|\dot{\mathbf{B}}|$ на поверхности земли над кабелями при различных расстояниях l между цепями кабельной линии. Для отображения характера распределения магнитной индукции на рис. 4 б приведены картины поля в оттенках цвета и в виде изолинии, соответствующей $0,5 \text{ мкТ}$, для сближенных групп кабелей ($l = 0,1 \text{ м}$) и при расстоянии между ними $1,5 \text{ м}$. Интересно отметить, что при расстоянии $l < 0,1 \text{ м}$ (т.е. при сильном сближении кабелей) максимальное значение поля несколько уменьшается, однако это не сказывается на его общем характере изменения и размерах зоны отчуждения в соответствии с безопасным уровнем $0,5 \text{ мкТ}$ [4].

Зависимость от расстояния между цепями кабельной линии l максимального значения магнитной индукции $|\dot{\mathbf{B}}|_{max}$ на высоте $1,5 \text{ м}$ от поверхности земли показана на рис. 5. Чем более удалены друг от друга группы кабелей, тем ниже значения индукции. Исключение составляет небольшой интервал изменения l от 0 до $\sim 0,1 \text{ м}$.

На заключительном этапе проведены расчеты для различного расположения фаз кабелей как $ABC-ABC$, так и $ABC-CBA$ при одинаковом расстоянии между цепями кабельной линии $l = 0,7 \text{ м}$. Графическое отображение магнитного поля для этих случаев приведено в виде силовых линий на рис. 6 а и б соответственно. Как видно, изменение последовательности фаз кабелей изменяет характер распределения силовых линий магнитного поля и способно повлиять на значения магнитной индукции в окрестности расположения кабелей, а также на и над поверхностью земли.

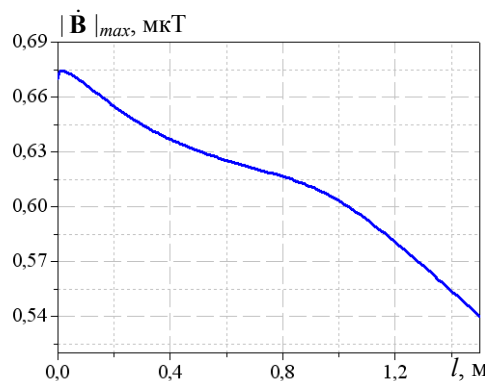


Рис. 5

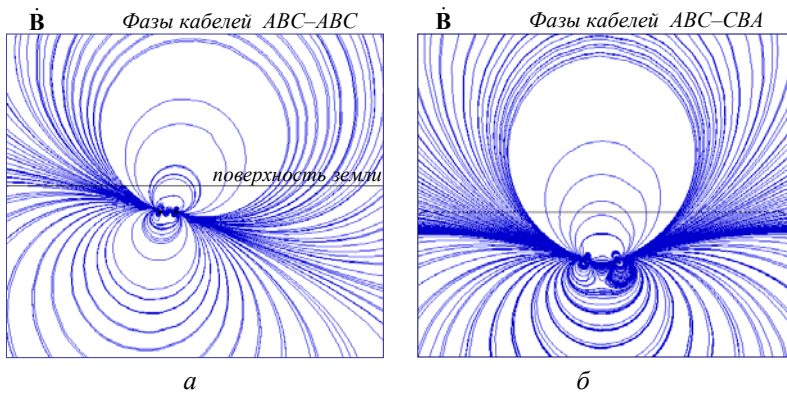


Рис. 6

нии с СПЭ изоляцией на напряжение 330 кВ в двухцепном исполнении проведены компьютерные расчеты при различном расстоянии между цепями линии и заданной последовательности фаз кабелей. Детально исследован характер распределения поля в зоне расположения линии, на поверхности земли и над ее поверхностью.

Показана возможность изменения уровня магнитного поля в зависимости от последовательности расположения фаз кабелей.

Для рассматриваемого случая кабельной линии не удастся снизить значения магнитной индукции до допустимого уровня, установленного в соответствии с требованиями безопасности, и поэтому необходимо использовать другие пути снижения внешнего поля, включая применение магнитных экранов.

1. Дубицкий С.Д., Грешняков Г.В., Коровкин Н.В. Управление магнитным полем подземной кабельной линии электропередач. *Научно-технические ведомости СПбПУ. Естественные и инженерные науки.* 2017. Т. 23. № 3. С. 88–100.
2. Кучерявая И.Н. Электромагнитное поле подземной одноцепной кабельной линии сверхвысокого напряжения. *Праці Інституту електродинаміки НАН України.* 2018. Вип. 50. С. 92–96.
3. Салтыков В.М. Проблемы электромагнитной безопасности по магнитным полям промышленной частоты от токов кабелей с изоляцией СПЭ. М. 13.02.2018. Сайт: RusCable.Ru. https://www.ruscable.ru/article/Problemy_elektromagnitnoj_bezopasnosti_SPE/
4. Правила улаштування електроустановок. Мінпаливенерго України, 2010. 776 с.
5. Грешняков Г.В., Доронин М.В., Коровкин Н.В. Комбинированные магнитные экраны для силовых кабельных линий. *Кабели и провода.* 2015. № 5. С. 8–13.
6. Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Мультифизическое моделирование в электротехнике. Киев: Институт электродинамики НАН Украины, 2015. 305 с.
7. Лях В.В., Молчанов В.М., Сантацкий В.Г., Квицинский А.А. Кабельная линия напряжением 330 кВ: некоторые аспекты проектирования. *Промэлектро.* 2009. № 6. С. 27–33.
8. Comsol multiphysics modeling and simulation software. <http://www.comsol.com/>

УДК 621.315.2:004.94

І.М. Кучерява, докт. техн. наук

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

МАГНІТНЕ ПОЛЕ НАДВИСОКОВОЛЬТНОЇ ДВОЛАНЦЮГОВОЇ КАБЕЛЬНОЇ ЛІНІЇ З ІЗОЛЯЦІЄЮ ЗІ ЗШИТОГО ПОЛІЕТИЛЕНУ

Досліджено магнітне поле підземної дволанцюгової кабельної лінії на напругу 330 кВ з ізоляцією зі зшитого поліетилену. Проаналізовано явища скін-ефекту та ефекту близькості в силових кабелях. Вивчено розподіли магнітного поля кабельної лінії на поверхні землі та вище за різної відстані між ланцюгами кабельної лінії. Показано, що тільки за рахунок зміни взаємного розташування ланцюгів лінії для розглянутого випадку не вдається знизити зовнішнє магнітне поле до припустимого рівня, визначеного відповідно до вимог електромагнітної безпеки. Бібл. 8, рис. 6.

Ключові слова: підземна кабельна лінія, надвисоковольтні кабелі, ізоляція зі зшитого поліетилену, електромагнітна безпека, комп'ютерне моделювання.

I.M. Kucheriava

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

Отметим также, что уменьшение расстояния между цепями кабельной линии и соответственно усиление их взаимного влияния может приводить к росту температуры нагрева проводящих элементов и, как следствие, к необходимости уменьшения токовой нагрузки линии.

Заключение. Для снижения внешнего магнитного поля подземной кабельной ли-

Magnetic field of extra-high voltage two-circuit cable line with XLPE insulation

The magnetic field generated by underground two-circuit 330 kV cable line with XLPE insulation is studied. The skin effect and proximity effect in the power cables are analyzed. The distributions of magnetic field on the ground for different distance between the cable circuits are computed and discussed. As shown for the case under consideration, the external magnetic field of cable power line can be reduced down to admissible safety level by using another ways. References 8, figures 6.

Key words: underground cable line, extra-high voltage power cables, cross-linked polyethylene (XLPE) insulation, electromagnetic safety, computer modeling.

1. Dubitskii S.D., Greshniakov G.V., Korovkin N.V. Control of magnetic field of underground cable line. *Nauchno-tekhnicheskie vedomosti SPbPU. Natural and engineering science*. 2017. Vol. 23. No. 3. P. 88–100. (Rus)
2. Kucheriava I.M. Electromagnetic field of underground single-circuit extra-high voltage cable line. *Pratsi Institutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2018. № 50. P. 92–96. (Rus)
3. Saltykov V.M. Problems of electromagnetic safety on industrial frequency magnetic fields from currents of XLPE insulated cables. 13.02.2018. Site: RusCable.Ru. https://www.ruscable.ru/article/Problemy_elektromagnitnoj_bezopasnosti_SPE/ (Rus)
4. Electric installation code. Minpalyvo Ukrainy, 2010. 776 p. (Ukr)
5. Greshniakov G.V., Doronin M.V., Korovkin N.V. Combined magnetic shields for cable power lines. *Kabeli i provoda*. 2015. No. 5. P. 8–13. (Rus)
6. Podoltsev A.D., Kucheriava I.M. Multiphysics modeling in electrical engineering. Kyiv: Institute of Electrodynamics, Ukrainian Academy of Sciences, 2015. 305 p. (Rus)
7. Lyach V.V., Molchanov V.M., Santatskii V.G., Kvitsinskii A.A. 330 kV cable line: some aspects of designing. *Promelektro*. 2009. No. 6. P. 27–33. (Rus)
8. Comsol multiphysics modeling and simulation software. <http://www.comsol.com/>

Надійшла 14.11.2018

Received 14.11.2018

УДК 621.3.061; 621.3.051.2.

МОДЕЛЮВАННЯ РЕЖИМІВ ЕНЕРГОМОСТА УКРАЇНА – ЄВРОСОЮЗ

М.С. Сегеда*, докт. техн. наук, **К.Б. Покровський****, канд. техн. наук, **О.І. Маврін**, канд. фіз.-мат. наук, **В.П. Олійник**, канд. техн. наук

Національний університет «Львівська політехніка», Інститут енергетики та систем керування,
вул. С. Бандери, 12, Львів, 79013, Україна

e-mail: mseheda@ukr.net, kpokrov@gmail.com, olherd.i.mavrin@lpnu.ua, svevolkat@gmail.com

Розроблено модель для дослідження усталених режимів та перехідних процесів варіантів схеми енергомоста Україна – Європейський Союз у програмному середовищі Power Factory v.15.2 на основі набору типових моделей елементів мережі. Модель перевірено на результатах контрольних замірів. Показано вплив надлишкової реактивної потужності в схемі мережі на координати режимів та відносно невисоку ефективність шунтових реакторів для її компенсації в умовах застосування синхронного генератора. Запропоновано застосування асинхронізованого генератора для підвищення ефективності роботи енергомоста Україна – Європейський Союз. Бібл. 7, рис. 5, таблиця.

Ключові слова: енергомост Україна – Євросоюз, моделювання, реактивна потужність, асинхронізований генератор.

Важливою проблемою розвитку енергосистеми України є проведення заходів для забезпечення переходу на паралельну роботу з енергосистемою Євросоюзу – ENTSO-E. Перспективним етапом такого переходу є увімкнення енергоблока № 2 Хмельницької АЕС до європейської енергосистеми через існуючі лінії електропередавання 750 кВ ХАЕС – Жешув і ХАЕС – Західно-Українська ПС. Для реалізації енергомоста ХАЕС – ENTSO-E [7] необхідно провести комплекс технічних заходів, що передбачає приєднання блока № 2 ХАЕС до схеми Бурштинського острова (рис. 1). Загальна характеристика основних елементів реалізації про-

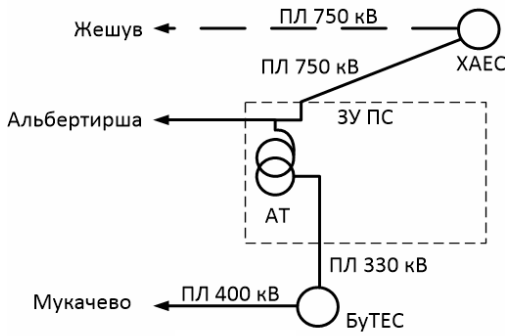


Рис. 1

екту енергомоста ХАЕС – ЕС набуває такого змісту:
 – для збільшення генеруючої потужності енергосистеми необхідно забезпечити радіальне приєднання двох існуючих повітряних ліній (ПЛ) 750 кВ енергосистеми України до Бурштинського острова та увімкнення блока № 2 Хмельницької АЕС (1000 МВт) до Бурштинського острова;
 – вжити заходи з відновлення та підвищення ефективності роботи трьох існуючих ПЛ напругою 750 кВ, а саме ПЛ ХАЕС (Україна) – ПС Жешув (Польща), що не використовується вже більше 20 років, за потенціалу пропускної здатності 2000 МВт ХАЕС (Україна) – ПС Західноукраїнська (Україна), ПЛ Західноукраїнська ПС (Україна) – ПС Альбертирша (Угорщина), що знаходяться в робочому стані;

- вжити заходи з модернізації ВРП-750 ХАЕС та перемикачів на Бурштинський острів.

Проект енергомоста має досягнути запланованих показників експорту електроенергії з енергоблока № 2 ХАЕС і тим забезпечити джерело фінансування будівництва енергоблоків № 3 та 4 на ХАЕС за допомогою довгострокової угоди про продаж електроенергії між інвесторами та українськими партнерами.

Аналіз отриманої інформації дає змогу зробити висновок про можливість застосування кількох режимів роботи схеми видачі потужності блоком № 2 ХАЕС на енергосистему ENTSO-E через ПЛ 750 кВ ХАЕС-Жешув та ХАЕС-Західноукраїнська ПС. Для визначення параметрів режимів енергомоста необхідно розглянути три схеми його роботи:

- схема 1, видача потужності блоком № 2 ХАЕС в енергосистему ENTSO-E двома ПЛ;
- схема 2, видача потужності блоком № 2 ХАЕС в енергосистему ENTSO-E через ПЛ-750 кВ ХАЕС-Жешув;
- схема 3, видача потужності блоком №2 ХАЕС в енергосистему ENTSO-E через ПЛ-750 кВ ХАЕС - Західноукраїнська ПС.

Необхідно зазначити, що встановлені в мережі 750 кВ шунтові реактори (ШР) мають забезпечувати компенсацію 90-100 %-вої зарядної потужності ліній, проте недоліки ШР є різноплановими і носять як технічний, так і економічний характер [3]:

- значний крок регулювання, відносно невелика надійність і обмежене число комутацій не завжди дають змогу ефективно підтримувати необхідні рівні напруги;
- значна вартість і втрати активної потужності суттєво знижують їхню економічну ефективність.

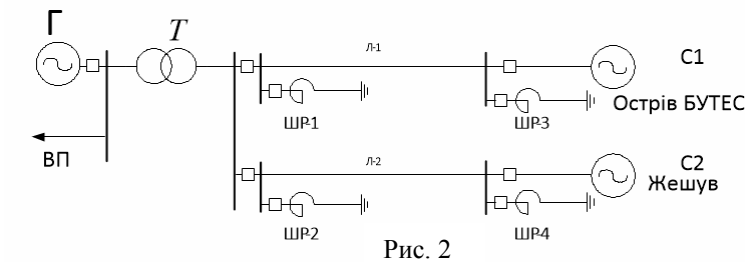


Рис. 2

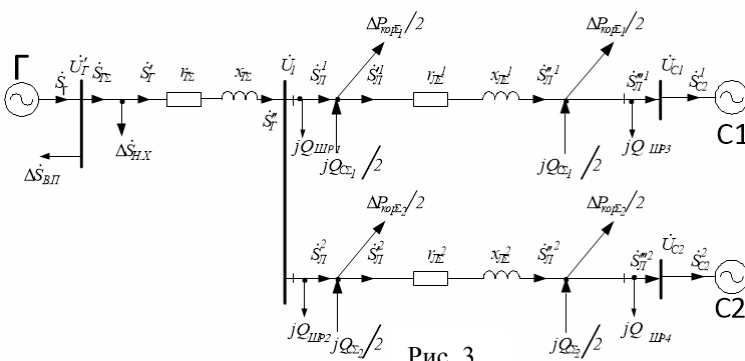


Рис. 3

Це свідчить про те, що в мережі 750 кВ не завжди можна підтримувати внутрішній баланс реактивної потужності, а надлишки потужності перетікають у мережі нижчої напруги. Рівні споживання реактивної потужності синхронних генераторів за значного активного навантаження можуть перевищувати допустимі з умов нагрівання торцевих зон сталі статора і стійкості.

В умовах частих пусків, циклічних змін навантаження і високих значень $\cos\phi$ мали місце пошкодження крайніх пакетів осердя статорів турбогенераторів і обмотки. Вжиті технічні заходи, спрямовані на покращення вентиляції пакетів сталі статора, їхнє пресування, сприяли деякому зниженню загального рівня пошкоджень, однак повного усунення пошкоджень отримати не вдалося [6]. У зв'язку із зазначеним для кожного з визначених режимів роботи схеми мережі необхідно передбачити можливість планового чи аварійного вимкнення шунтових реакторів ПЛ1 та ПЛ2.

На підставі вихідної інформації можна

отримати розрахункову схему приєднання блока № 2 ХАЕС до ВРП-750 кВ (рис. 2) та заступну (рис. 3) схему енергомоста Україна – Євросоюз [1, 5].

Відповідно до розрахункової схеми енергомоста, що передбачає зв'язок блока № 2 ХАЕС з енергосистемами Бурштинського острова та Євросоюзу, враховуємо дві енергосистеми, що еквівалентуються ЕРС, значення яких задається в межах $\pm 5\%$. Схему моделі мережі енергомоста Україна – Євросоюз у програмі PowerFactory показано на рис. 4.

Перевірку моделі енергомоста Україна – Євросоюз у програмі PowerFactory проведено на контрольних замірах Західної електроенергетичної системи НЕК «Укренерго». Додатково розрахунки перехідних режимів роботи схеми в частині комутації шунтових реакторів співставлено з результатами [4] розрахунків подібних режимів, що показує високе співпадіння.

У результаті порівняння заміряних та розрахункових координат режимів схеми можна зробити висновок про адекватність моделі та реальної електричної мережі. Незначні відхилення розрахункових координат можна пояснити розбіжностями у параметрах реального обладнання (генератора, блочного трансформатора, шунтового реактора) та розрахункових параметрів.

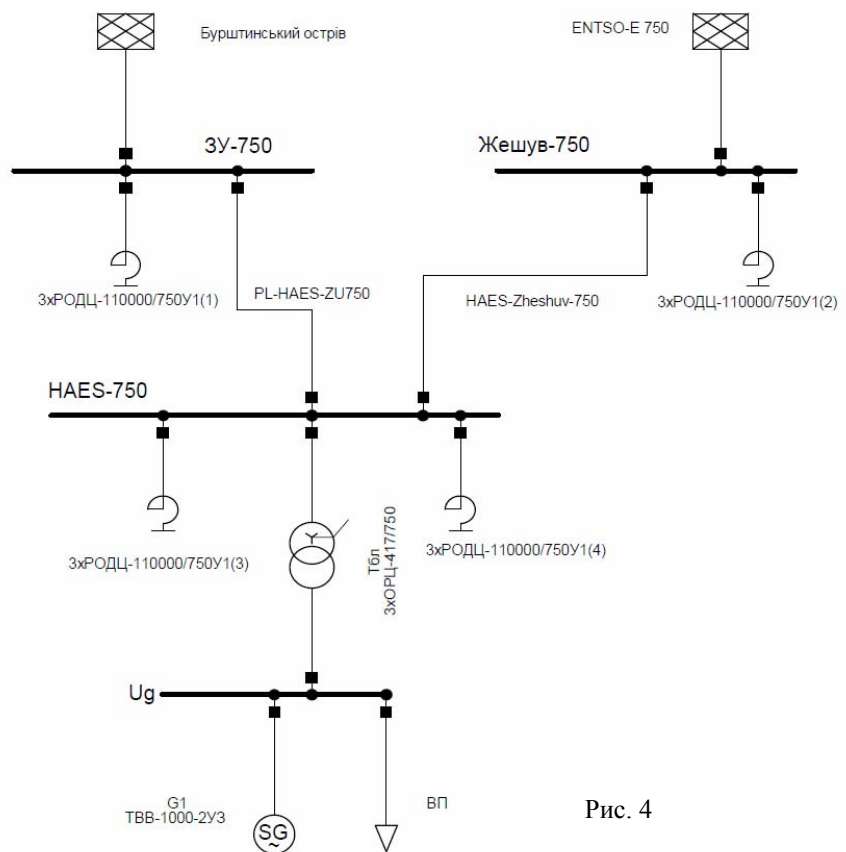


Рис. 4

Координата режиму, од. вим.	Схема №1		Схема №2		Схема №3	
	Вимкнення ШР1	Вимкнення ШР1 та ШР2	Вимкнення ШР1	Вимкнення ШР1 та ШР2	Вимкнення ШР1 та ШР3	Вимкнення всіх ШР
$P_{г}$, МВт	1000	1000	1000	1000	1000	1000
$Q_{г}$, Мвар	36	36	309	309	36	36
$U_{г}$, в.о.	1,12	1,12	1,03	1,03	1,02	1,02
$P_{тв}$, МВт	943,4	943,4	943,3	943,4	943,3	943,4
$Q_{тв}$, Мвар	86,6	86,6	164,8	164,8	101,8	101,7
U_{1} , в.о.	1,18	1,18	1,05	1,05	1,08	1,08
$P_{с}$, МВт	885,0	886,8	922,2	924,1	614,9	616,8
$Q_{с}$, Мвар	879,5	1209,5	240,2	570,2	487,2	817,1
$U_{с}$, в.о.	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0

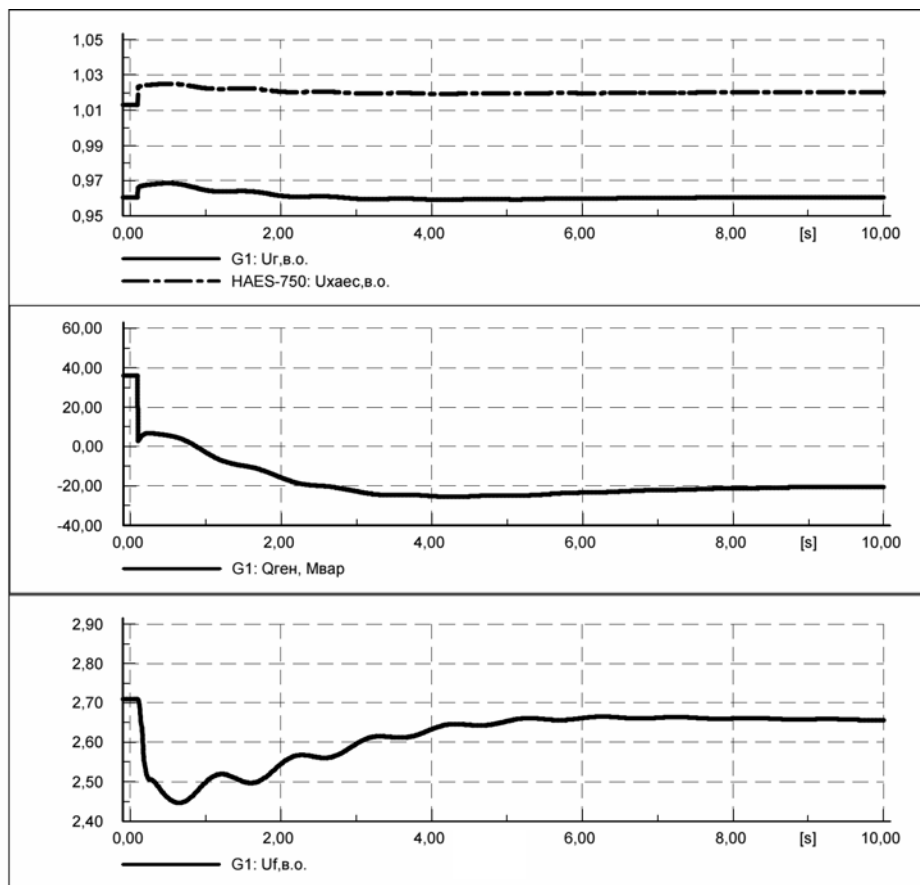


Рис. 5

У результатах розрахунків (таблиця) усталених режимів наведено вибірку більш характерних режимів, що демонструють обмеження щодо споживання реактивної потужності синхронним генератором [5] на період часу вимкнення ШР у різних комбінаціях. З метою виявлення таких режимів моделювалися можливі комбінації вимкнення ШР без вимкнення ПЛ.

Для забезпечення надійності та ефективності енергосистеми в періоди денного та нічного зниження навантаження, коли найбільше проявляють себе

надлишки реактивної потужності [3, 5], необхідно застосувати асинхронізований турбогенератор потужністю 1000 МВт, досвід проектування якого має завод «Електроважмаш», Україна [2]. Такий генератор ефективно працює в режимах глибокого споживання реактивної потужності без ризиків втрати стійкості.

Результати процесу вимкнення ШР-2 на ПС Жешув наведено на рис. 5. Показано, що в результаті спрацювання автоматичного регулятора збудження в перехідному процесі, генератор переходить у режим споживання реактивної потужності, що обмежує надійність та ефективність роботи синхронних генераторів на противагу асинхронізованому генератору, у якого більші можливості в сфері споживання реактивної потужності.

Отримані результати моделювання усталених режимів та перехідних процесів вибраних схем енергомоста Україна – ЕС з урахуванням можливих ремонтних станів схем (введення в ремонт приєднань шунтових реакторів ПЛ-750 кВ) дають змогу зробити висновки про помітний вплив надійності шунтових реакторів на нормальність режимів схем мережі, допустимість застосування повної схеми № 1 (та її ремонтного варіанта за вимкнення ШР-2) видачі потужності на шини 750 кВ ПС «Жешув» з мінімальним запасом за споживанням реактивної потужності. Для схеми № 2 визначено можливість застосування як повної схеми, так і всіх варіантів вимкнення ШР ПЛ-750 кВ. У таких режимах забезпечуються нормальні рівні напруг та достатні запаси за реактивної потужності. Для схеми № 3 визначено допустимість повної схеми з відповідним запасом за реактивної потужності, для варіанта ремонтної схеми є можливість застосування варіанта відімкнення ШР2 та ШР4 за мінімального запасу реактивної потужності. Застосування асинхронізованого генератора в умовах зазначених схем дасть змогу значно підвищити надійність роботи енергомоста за рахунок зниження проблеми впливу низької надійності шунтових реакторів на режим енергосистеми, що потребує економічного обґрунтування з урахуванням дещо більшої вартості асинхронізованого генератора.

1. DIgSILENT PowerFactory 15, Tutorial. DIgSILENT, 2015. 97 p. Ліц. 0009718.
2. Зозулін Ю.В., Антонов О.Є., Бичік В.М., Боричевський А.М., Кобзар К.О., Лівшиць О.Л., Ракогон В.Г., Роговий І.Х., Хаймович Л.Л., Чередник В.І. Створення нових типів та модернізація діючих турбогенераторів для теплових електричних станцій. Харків: Колегіум, 2011. 223 с.
3. Здановский В.Г., Миняйло А.С., Кривый В.В. Опыт эксплуатации асинхронизированного турбогенератора АСТГ-200. *Электрические станции*. 1993. № 1. С. 37–41.
4. Konoval V., Prytula R., Skrypnyk O. Static stability analysis of power systems. *Electrical Engineering*. 2015. No 82. Pp. 11–19.
5. Сегеда М.С. Електричні мережі та системи. Львів: Видавництво Національного університету Львівська політехніка, 2009. 488 с.
6. Sehed M., Minyailo O., Pokrovskyy K. Limitations in the economic distribution of reactive power between the generators. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2013. No 89(6). Pp. 299–300.
7. Пілотний проект «Енергетичний міст «Україна – Європейський Союз» – крок до енергетичної незалежності України. ХАЕС, 2017. URL: <http://www.xaec.org.ua/pdf/pres201701261049.pdf> (дата звернення 21.02.2018).

УДК 621.3.061; 621.3.051.2

М.С. Сегеда, докт. техн. наук, **К.Б. Покровский**, канд. техн. наук, **О.И. Маврин**, канд. физ.-мат. наук, **В.П. Олійник**, канд. техн. наук

Национальный университет «Львівська політехніка»,
ул. С. Бандеры, 12, Львов, Украина, 79013

МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕЖИМОВ ЭНЕРГОМОСТА УКРАИНА – ЕВРОСОЮЗ

Разработана модель установившихся режимов и переходных процессов вариантов схемы энергомоста Украина – Европейский Союз в программной среде Power Factory v.15.2 на основе набора типовых моделей элементов сети. Математическая модель проверена на результатах контрольных измерений. Показано влияние излишков реактивной мощности в схеме сети на параметры режимов и относительно невысокую эффективность шунтирующих реакторов для её компенсации в условиях использования синхронного генератора. Предложено использование асинхронизированного генератора для повышения эффективности работы схемы. Библ. 7, рис. 5, таблица.

Ключевые слова: энергомост Украина–Евросоюз, математическое моделирование, реактивная мощность, асинхронизированный генератор.

M. Sehed, K. Pokrovskij, O. Mavrin, V. Oliynyk

Lviv Polytechnic National University,
12, Bandera street, Lviv, 79013, Ukraine

MODELING OF UKRAINE –EUROPEAN UNION ENERGY BRIDGE MODES

The power bridge of Ukraine – EU model for static regimes and transient processes for variants of the scheme is developed in software environment of Power Factory v.15.2 based on a set of model network elements. The mathematical model is tested on the results of control measurements. The influence of excess reactive power in the network scheme on the coordinates of the modes and relatively low efficiency of shunt reactors for its compensation in conditions of application of the synchronous generator is shown. The use of an asynchronized generator for increasing the efficiency of the scheme is proposed. References 7, figures 5, table.

Key words: powerbridge of Ukraine – EU, mathematical modelling, reactive power, asynchronized generator.

1. DIgSILENT PowerFactory 15, Tutorial. DIgSILENT, 2015. 97 p.
2. Zozulin Ju.V., Antonov O.E., Bychik V.M., Borychevskiy A.M., Kobzar K.O., Livshits O.L., Rakogon V.G., Rogovyi I.H., Haimovich L.K., Cherednik V.I. Creation of new types and modernization of existing turbine generators for thermal power stations. Kharkiv: Kolegium, 2011. 223 p. (Ukr)
3. Zdanovskiy V.G., Minyajlo A.S., Kriviy V.V. Experience in operating an asynchronized turbogenerator ASTG-200. *Elektricheskie stantsii*. 1993. No 1. Pp. 37–41. (Rus)
4. Konoval V., Prytula R., Skrypnyk O. Static stability analysis of power systems. *Electrical Engineering*. 2015. No 82. Pp. 11–19.
5. Sehed M.S. Electrical networks and systems. Lviv: Vydavnytstvo Natsionalnoho universitetu Lvivska polytechnika, 2009. 488 p. (Ukr)
6. Sehed M., Minyailo O., Pokrovskyy K. Limitations in the economic distribution of reactive power between the generators. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2013. No 89 (6). Pp. 299–300.
7. Pilot project «power bridge "Ukraine-European Union" – a step towards the energy independence of Ukraine. HAES, 2017. URL: <http://www.xaec.org.ua/pdf/pres201701261049.pdf>. (Ukr)

УДК 621.315.1

PHASE STRUCTURE INFLUENCE ESTIMATION OF THE EXTRA HIGH VOLTAGE LINE ON ABNORMAL RESONANCE OVERVOLTAGES

V.V. Kuchanskyi

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

Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

e-mail: kuchanskiyvladislav@gmail.com

Abnormal nonsinusoidal modes are characterized by the appearance of higher harmonics of current and voltage. The distortion of the voltage shape curve in this case is due to the nonlinearity of the magnetization shunts of noloaded autotransformer. In recent years, great attention in the study of electric networks modes has been given to fluctuations in circles with steel. The reason for this is the appearance of complex phenomena on the transmission lines of the extra-high voltage (EHV), such as resonances at frequencies different from the main. In this paper, the attention is paid to the occurrence of overvoltages on even harmonic components caused by the connection of unloaded autotransformer. The work takes into account the degree of influence splitting step of wires and the geometrical distance between phases on the values of abnormal resonance overvoltages in non-sinusoidal operating modes of extra-high voltage power lines. An unloaded autotransformer is the source of even harmonic components, since the operating point is situated on the nonlinear part of the magnetization characteristic. A simulation model was developed to check the possible occurrence of overvoltages in the non-sinusoidal mode. Numerical modeling of electromagnetic commutation processes on the simulation model was used to identify the factors that have the greatest impact on the occurrence of overvoltages, primarily the design features of the power transmission line. The critical values of the line parameters in which the overvoltage rises to the maximum value are found. References 10, figures 5.

Key words: extra-high voltage power lines, abnormal resonance overvoltages, imitation simulation, nonsinusoidal mode, unloaded autotransformer.

The general characteristics of the problem. Trends of modern electricity grid point to the growing role of extra high voltage transmission lines as backbone and intersystem. It should be noted that the study for this lines must be done especially precisely, particularly with regard to the impact of sources of distortion. This is due to the lack of practical operational reserve insulation, designed for extreme values, as a reserve for extra high voltage lines is expensive [6, 8, 9]. Thus, analysis of the possibility of overvoltages in power lines should be implemented not only in normal modes but also for abnormal non-sinusoidal modes.

Non-sinusoidal modes are characterized by the appearance of higher harmonics of current and voltage [1-4, 6, 9, 10]. The distortions of voltage and current waveforms in the case of non-sinusoidal modes appear due to nonlinearity of the magnetization shunts of unloaded autotransformer. In recent years, much attention in studies is paid to electric-mode networks with fluctuations in the circles with steel elements with non-linear characteristic. This is the reason why occurrence of resonance overvoltages at frequencies that differ from the main is a complex phenomenon [5, 6, 8].

The main direction of previous studies was focused on the development and application of mathematical models in order to obtain quantitative results for practical use [7, 9]. They have not found the exact cause of overvoltages in the higher harmonic components, although cases of this type are known for a long time. From these results is unclear and unknown, themselves or switching modes lead to overvoltages at the higher harmonic. An investigation in area of overvoltages was performed with great simplification, because this type of overvoltages depends on many factors. Therefore, these studies are considered as comprehensive impossible.

It should be noted that the process of the even harmonics overvoltages are generally known, but the values of the characteristics depends on many factors of abnormal mode. It is therefore necessary to develop methods for identifying key factors which most of all influence on necessary and sufficient conditions for overvoltages during the design and operation of EHV lines.

The aim of the article. The main purpose of the study was to analyze the factors that lead to the appearance of abnormal conditions in the transmission lines of extra-high voltage, which are

accompanied by overvoltages at higher harmonic components.

Influence of the phase design overhead line on the abnormal resonant overvoltage. It is known studies of the effect of changing the factors on the occurrence of overvoltages on higher harmonics [6, 8, 10]. The main goal of these studies is the use of advanced modeling techniques, such as artificial neural networks and wavelet transforms to detect, individually and in combination, the parameters of equipment and mode of electrical network affect the characteristics of overvoltages. Such an approach made it possible to eliminate some of the most important factors that lead to overvoltages on the even harmonics.

For example, a typical geometry of 750 kV transmission line is shown on Fig. 1, where distances are shown in meters. The construction of the wire are 5xAS-400, the lightning protection wires are made by the AS-70, the placement of wires in the split phase at the tops of the pentagon with the base of 60 cm. The radius of the wire in the phase is 1,45 cm, the cable-0,57 cm, the active resistance of the phase wire is 0,02 Ohm/km, lightning protection wire is 0,45 Ohm/km.

An abnormal increase of the voltage occurs at certain parameters of the transmission lines, when there are necessary conditions for the resonance overvoltages. For their definition, we use heuristic formulas [2].

Line inductance in straight sequence:

$$L_1 = \frac{0,145}{\omega} \lg\left(\frac{D_{av}}{\rho_{eq.w}}\right), \quad (1)$$

where $D_{av} = \sqrt[3]{D_{AB}D_{BC}D_{CA}}$ – average geometric distance between phases; $\rho_{eq.w} = \sqrt[5]{\sqrt{2} \cdot 0,9 \cdot \rho_w \cdot a^3}$ – equivalent wire radius when splitting the phase into five conductors; a – the distance between split conductors in the phase; ρ_w – the radius of one split conductor.

Zero sequence inductance:

$$L_0 = \frac{j0,435}{\omega} \lg\left(\frac{D_E}{\rho_{av}}\right), \quad (2)$$

where $\rho_{av} = \sqrt[5]{\rho_{eq.w}D_{av}^2}$ – average geometric radius of phase; $D_E = \frac{66,4}{\sqrt{f\lambda}}$ – depth of stratification

in the ground of conditional return wire. It is usually accepted for normal conditions $D_E = 940$.

Capacity for direct and zero sequences:

$$C_1 = j0,0241 \cdot 10^{-6} / \lg\left(\frac{D_{av}}{\rho_{eq.w}}\right); \quad (3)$$

$$C_0 = 0,803 \cdot 10^{-8} / \lg\left(\frac{S_{av}}{\sqrt[3]{\rho_{eq.w}D_{av}^2}}\right), \quad (4)$$

where $S_{av} = \frac{2(h_a + h_b + h_c)}{3}$ – average geometric distance between wires and their mirror image;

h_a, h_b, h_c – distance between phases and earth, taking into account sagging.

As it is known, lightning protection cables are used on the EHV lines, which are used to prevent the direct lightning strike. The presence of lightning protection cables affects primarily the size of capacities in a direct and zero sequences. Under the conditions of exploitation of EHV transmission lines, there are three possible ways to carry out cables: insulated, ground ropes and the

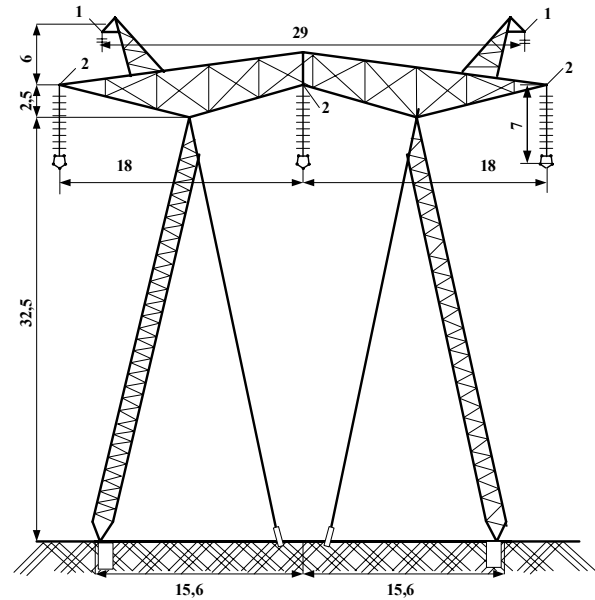


Fig. 1

absence of lightning protection cables. It is shown in [7] that the absence of lightning protection cables and their isolated execution has the same effect on the values of capacities and overvoltage values, therefore, two modes are considered in this work: grounding of lightning protection cables and the assumption that they are absent.

As can be seen from the formulas (1)...(4), the distance between the splitting step of phase wires is influenced more by the values of the parameters of the line a and the mean geometric distance between the phases of the line D_{av} . These parameters are determined by the design features of the phase line. To determine the degree of influence of the design features of the phase on the magnitude L_1 , L_0 , C_1 , C_0 , values a and D_{av} are changing according to data ranges: $a \in [0,4;0,7]$ and $D_{av} \in [12;25]$. The resulting graphs are shown on Fig. 2 for inductances.

On Fig. 2 is shown dependency of the line parameters that are widely varied. Change the geometric distance D_{av} between phases of the wire according to a constructively possible range leads to variation in the inductance and capacitance:

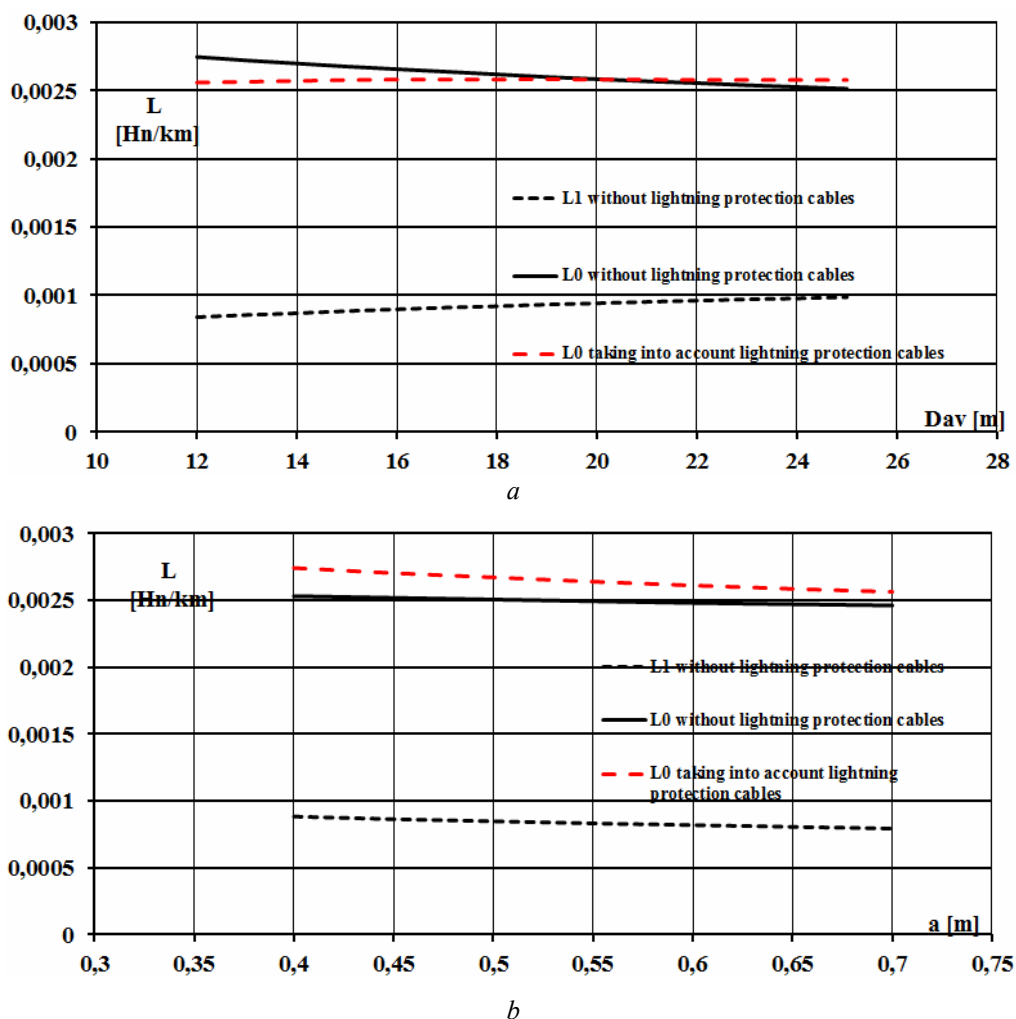


Fig. 2

The graph of change capacitances depending on the phase splitting a is shown on Fig. 3 a. Accordingly, the graph of change capacitances depending on the average distance of the D_{av} is shown on Fig. 3 b.

On Fig. 4 depicted imitation model of connection EHV line 750 kV to unloaded autotransformer which is energized on a 750 kV network. The autotransformer rated 450 MVA, 750 kV/330 kV/15,75 kV consists of three windings connected in Y/Y/Delta.

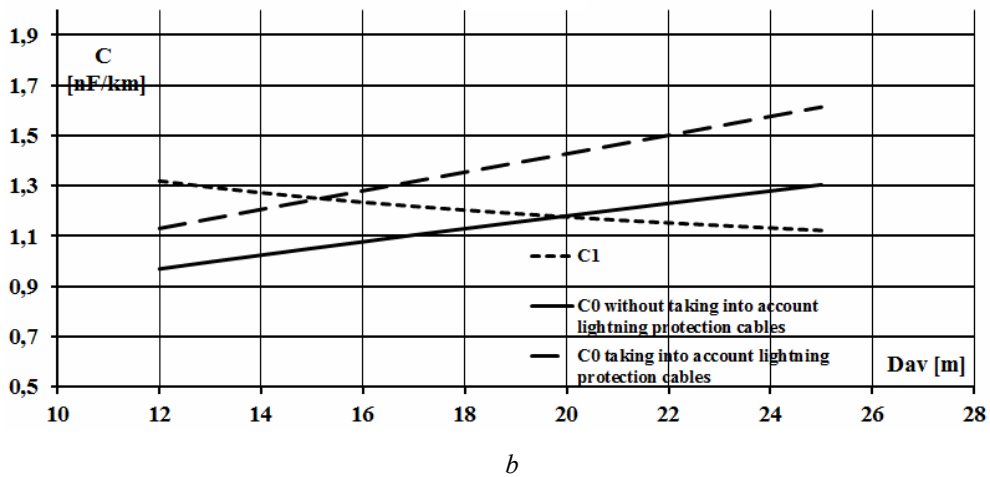
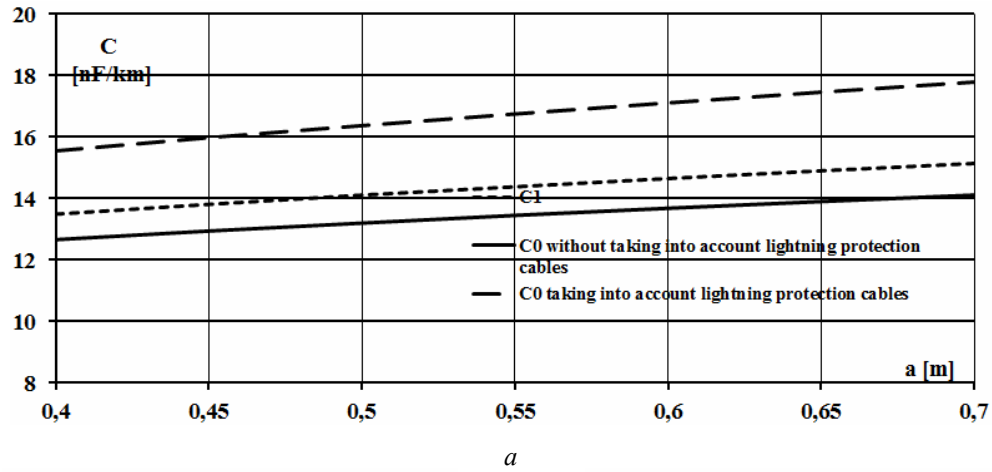


Fig. 3

The power system is simulated by an equivalent circuit consisting of an inductive source (short-circuit power of 3000 MVA) and a parallel RC load. The autotransformer saturation characteristics is approximated by a single slope $X_{sat} = 0,32$ pu, corresponding to an air core reactance $X_{AC} = 0,4$ pu. Three residual fluxes (-0,8; -0,4; 0,4 pu) are specified for phases A, B and C accordingly.

The Multimeter and Scope2 blocks are used to monitor extra signals without using measurement blocks. The six signals obtained at the output of the Multimeter are the three currents

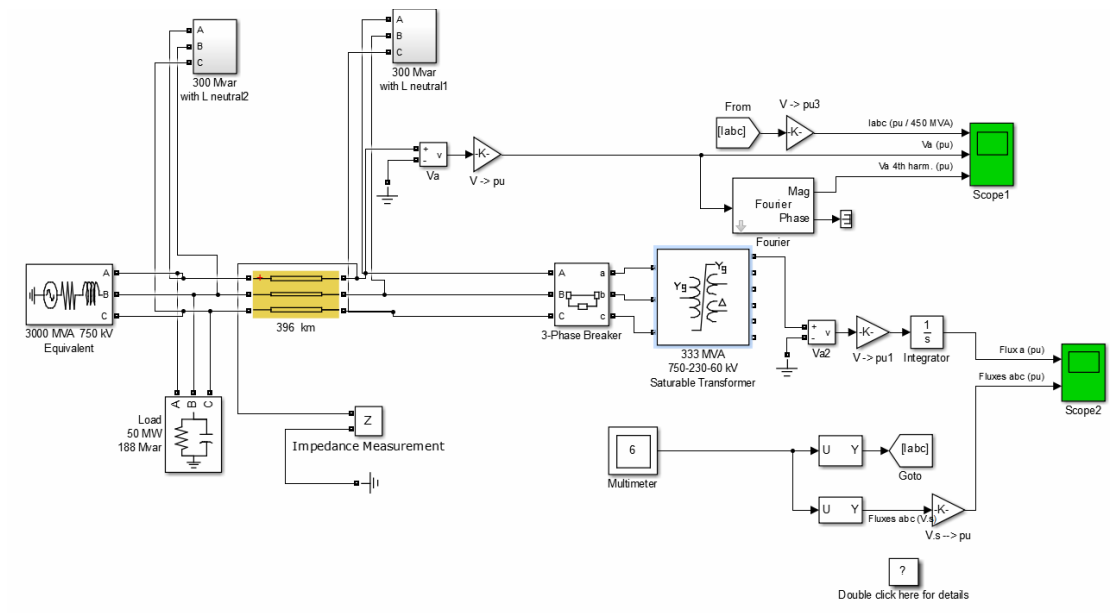


Fig. 4

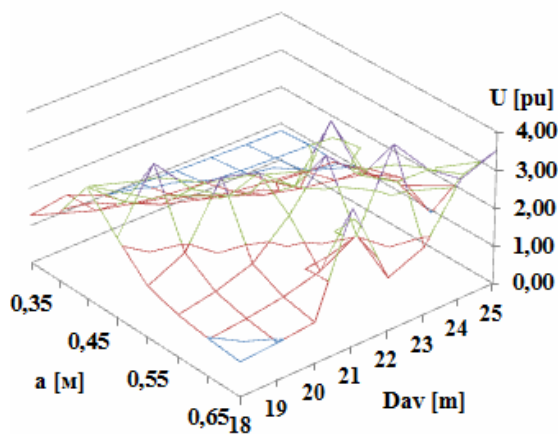


Fig. 5

a and D_{av} . As can be seen from Fig. 5, there are certain ranges of values at which overvoltages do not arise even at the worst conditions – the overvoltage zone of switching angle.

The following values for the splitting step and the distance between the phases are:

$$a \in [0, 4; 0, 45] \cup D_{av} \in [20; 23]. \quad (5)$$

As can be seen on Fig. 1 and above text the $a = 0,6$ metres and the distance between outer and middle phase is 18 metres. Really existing values of a and D_{av} , don't fall into the within the specified range (5). Accordingly, the indicated ranges of values (5) can be recommended at the stage of designing of new extra-high voltages transmission lines.

1. In the paper one of the main sources of nonlinearity distortion is considered in the case when the unloaded autotransformer is turned on. Such a regime causes conditions for the appearance of overvoltages on the harmonics of even multiplicity. It should be noted that the process of occurrence overvoltages on the even harmonics has the specific significance of the characteristics of the abnormal resonance overvoltages and depends on many factors, especially parameters of phase construction. Therefore, the task was to develop method for determining the key factors and factors for verifying the design and operation of a superstructure network for the possibility of the emergence necessary and sufficient conditions for the existence of abnormal overvoltages.

2. Overvoltages occurring in the non-sinusoidal mode depend on the parameters of the EHV transmission lines: interphase capacity, capacitance relative to the earth, inductance of the transmission lines. Resonance arises in a circle that is powered by a nonlinear element - the magnetization shunt of autotransformer, which can cause the abnormal resonance overvoltages unpredictably. Also there is correlation between listed below parameters. Therefore, for the study of abnormal resonance overvoltages proposed, developed and used the imitational model.

1. Souza J. R. M. S., Pereira Filho C. S., De Conti A., Evaluation of the Effect of Parameters of Three-Phase Transformer Core Models on the Harmonic Content of Inrush Currents: *Implications on the Setting of Inrush Detection Functions*, IPST'15, Cavtat, Croatia, June, 2015.
2. Bratslavsky S. Kh., A.I. Gershengorn., S.B. Losev. Special calculations of extra-high voltage power transmission lines. Moskva: Energoatomizdat, 1985. 312 p. (Rus)
3. Chiesa N., Mork B.A., Høidalen H.K. Transformer Model for Inrush Current Calculations: Simulations, Measurements and Sensitivity Analysis, *IEEE Transactions on Power Delivery*. October 2010. Vol. 25, No 4.
4. Bojić S., Electromagnetic Transients Caused by Switching Small Inductive and Capacitive Currents in High Voltage Switchyards, Ph.D. dissertation, Faculty of electrical engineering and computing, University of Zagreb, Zagreb, Croatia, 2015. 154 p.
5. Resonance and Ferroresonance in Power Networks, CIGRE WG C4.307, TB 567,2014.
6. Kuchanskyi V.V. The application of controlled switching device for prevention resonance overvoltages in nonsinusoidal modes. Proc. 37th IEEE International Conference on *Electronics and Nanotechnology* (ELNANO 2017), Ukraine, Kiyv, 17-19 April 2017. Pp. 394–399.

7. Girgis R. S., teNyenhuis E. G., Characteristic of Inrush Current of Present Designs of Power Transformers, Proc. IEEE Power and Energy Society General Meeting, Tampa, USA, June, 2007.
8. Kuchanskyi V.V. Controlled switching of circuit breakers in main power electrical networks. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy* 2017. No 48. P. 38–43.
9. Libkind M.S. Higher harmonics generated by transformers. Moskva: Publishing house of the academy of sciences of the USSR, 1962. P. 104.
10. Tugay Y.I. The resonance overvoltages in EHV network. IEEE International Conference on *Electrical Power Quality and Utilization*. 2009. Lodz. Iss. 1. Pp. 14–18.

УДК 621.315.1

В.В. Кучанський, канд. техн. наук

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

ОЦІНКА ВПЛИВУ КОНСТРУКЦІЇ ФАЗИ ЛІНІЇ ЕЛЕКТРОПЕРЕДАЧІ НАДВИСОКОЇ НАПРУГИ НА АНОРМАЛЬНІ РЕЗОНАНСНІ ПЕРЕНАПРУГИ

Мета виконаних досліджень – аналіз факторів, які призводять до виникнення в лініях електропередачі надвисокої напруги аномальних режимів, що супроводжуються перенапругами на вищих гармонічних складових. Враховано ступінь впливу кроку розщеплення проводів та середньгеометричної відстані між фазами на значення аномальних резонансних перенапруг у несинусоїдальних режимах роботи ліній електропередачі надвисокої напруги. Показано, що аномальні резонансні перенапруги такого типу є наслідком дії несинусоїдальності на параметри режиму і можуть тривати порівняно довго. Цим вони відрізняються від перенапруг, які виникають у результаті комутацій за нормальної схеми електричної мережі без джерел спотворень. Джерелом парних гармонічних складових є ненавантажений автотрансформатор, робоча точка якого знаходиться на нелінійній частині характеристики намагнічування. Розроблено імітаційну модель для оцінки можливої кратності перенапруг у несинусоїдальному режимі. За допомогою імітаційного моделювання оцінено вплив конструкції фази лінії електропередачі 750 кВ на виникнення пошкодження перенапруг. Визначено значення параметрів лінії, за яких характеристики перенапруг досягають максимальних значень. Під час проектування лінії електропередачі надвисокої напруги необхідно враховувати конструкції фази з метою запобігання виникненню аномальних резонансних перенапруг. Бібл. 10, рис. 5.

Ключові слова: лінії надвисокої напруги, аномальні резонансні перенапруги, імітаційне моделювання, несинусоїдальний режим, ненавантажений автотрансформатор.

В.В. Кучанский, канд. техн. наук

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

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ КОНСТРУКЦИИ ФАЗЫ ЛИНИИ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ СВЕРХВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА АНОРМАЛЬНЫЕ РЕЗОНАНСНЫЕ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЯ

Аномальный несинусоидальный режим характеризуется появлением высших гармоник тока и напряжения. Искажение формы кривой напряжения и токов в этом случае обусловлено нелинейностью шунта намагничивания ненагруженного автотрансформатора. В последнее время большое внимание уделяется изучению режимов работы магистральных электрических сетей с несинусоидальными источниками искажений. Причиной этого является появление аномальных резонансных режимов на линиях сверхвысокого напряжения (СВН), таких как резонансные процессы на частотах, отличных от основной. Уделено внимание возникновению перенапряжений даже на гармонических компонентах, вызванных соединением разгруженных автотрансформаторов. Основная цель исследования – проанализировать факторы, которые приводят к возникновению аномального режима в линиях электропередачи сверхвысокого напряжения и сопровождаются перенапряжениями на высших гармонических составляющих. Показано, что аномальные резонансные перенапряжения этого типа возникают как следствие действия несинусоидального режима. Учтена степень влияния шага расщепления проводов и геометрического расстояния между фазами на значения аномальных перенапряжений в несинусоидальных режимах работы линий электропередач сверхвысокого напряжения. Ненагруженный автотрансформатор является источником возникновения четных гармонических составляющих, поскольку рабочая точка находится в нелинейной части характеристики намагничивания. Разработана имитационная модель для проверки возможного возникновения перенапряжений в рассматриваемом несинусоидальном режиме. Численное моделирование электромагнитных коммутационных процессов на имитационной модели использовалось для выявления факторов, которые оказывают наибольшее влияние на возникновение аномальных перенапряжений, прежде всего конструктивных особенностей исполнения линии электропередачи. Найдены критические значения параметров линии, в которых повышается перенапряжение до максимального значения. Библ. 10, рис. 5.

Ключевые слова: линии сверхвысокого напряжения, аномальные резонансные перенапряжения, имитационное моделирование, несинусоидальный режим, ненагруженный автотрансформатор.

Надійшла 04.10.2018

Received 04.10.2018

УДК 621.314.27

ГНУЧКА СИСТЕМА ПЕРЕСИЛАННЯ ЗМІННОГО СТРУМУ НА ОСНОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ СТРУМУ З ПОВНІСТЮ КЕРОВАНИМИ ТИРИСТОРАМИ

Є.І. Федів*, О.М. Сівакова**

Національний університет "Львівська політехніка",
вул. С. Бандери, 12, Львів, 79013, Україна
e-mail: yevhen.i.fediv@lpnu.ua

Запропоновано спосіб регулювання пересиланням змінного струму проміжною ланкою постійного струму, яка побудована на перетворювачах струму з повністю керованими напівпровідниковими вентилями. Досліджено нормальні режими роботи та показано можливість роботи вставки (електропередачі) постійного струму, виконаної відповідно до запропонованого способу, в режимах з генеруванням реактивної потужності в мережу змінного струму. Бібл. 4, рис. 3.

Ключові слова: гнучка система пересилання, перетворювач струму, вставка постійного струму.

Керовані (гнучкі) системи пересилання змінного струму FACTS (Flexible Alternative Current Transmission Systems) є важливою складовою частиною активно-адаптованих інтелектуальних електромереж, а також однією з ключових технологій Smart Grid – інтелектуальних електроенергетичних систем, в яких пасивні пристрої електричної мережі з пересилання і розподілу електроенергії перетворюються в активні елементи керування режимами роботи [1].

У концепції інтелектуальних електричних мереж пристрої FACTS позиціонують як системи пересилання енергії змінним струмом з використанням пристроїв силової електроніки та інших статичних регуляторів, які забезпечують контроль одного або більше параметрів системи передавання змінного струму для підвищення керованості й збільшення пропускної спроможності передавання. Сучасні пристрої FACTS мають можливість регулювати пересилання активної та реактивної потужностей в електричних системах і мережах, вирішуючи широкий клас завдань з підвищення надійності, стійкості роботи систем пересилання і розподілу електроенергії разом з забезпеченням належної якості електропостачання [2].

Для вирішення перелічених завдань в електричних мережах встановлюють статичні керовані компенсатори реактивної потужності, найдосконалішим серед яких є багатофункціональний статичний пристрій STATCOM (Static Synchronous Compensator), побудований на інверторі напруги з сучасними повністю керованими за методом широтно-імпульсної модуляції силовими напівпровідниковими вентилями, а також вставки та електропередачі постійного струму (ВЕПС) на основі пристроїв STATCOM [3]. Слід зазначити, що STATCOM є складним та дорогим пристроєм. Тому впроваджуються вони поступово, як правило, поряд з існуючими на цей час статичними тиристорними компенсаторами (СТК) та вставками (електропередачами) постійного струму (ВЕПС), виконаними за старими технологіями на одноопераційних силових тиристорах.

Досягнувши розквіту у другій половині минулого століття, зазначені ВЕПС працюють дотепер, не зазнавши принципових змін, за винятком елементної бази – на заміну ртутним вентилям прийшли напівпровідникові одноопераційні тиристири. Основним недоліком традиційних ВЕПС є те, що їх функціонування вимагає значного ресурсу реактивної потужності – від 50 до 100 % встановленої потужності ВЕПС, що є проблемним для систем і режимів з дефіцитом реактивної потужності. Споживання значного ресурсу реактивної потужності традиційними ВЕПС спричинено особливістю фазового регулювання їх перетворювачів. Випрямляч передавальної та інвертор приймальної електричних систем регулюються затримкою моментів часу вступу в роботу одноопераційних напівпровідникових

вентилів, що призводить до зсуву першої гармоніки струму в бік запізнення відносно напруги джерела живлення. Окрім цього, реактивна потужність витрачається для забезпечення комутації вентилів перетворювачів.

Задачею дослідження є розроблення рішень з модернізації традиційних ВЕСП, які дають змогу надати їм головних ознак належності до пристроїв класу FACTS – самозабезпечення реактивною потужністю та регулювання активної та реактивної потужностей обох знаків.

З цією метою авторами запропоновано спосіб регулювання пересиланням змінного струму проміжною ланкою постійного струму, який включає зміну кутів керування двоопераційними напівпровідниковими вентилями випрямляча, що живиться від передавальної електричної системи, та інвертора, що приєднаний до приймальної електричної системи, причому вентиля випрямляча та інвертора відкривають у природні моменти часу вступу в роботу, вентиля випрямляча закривають з випередженням відносно природного моменту часу їх закривання, а вентиля інвертора закривають з відставанням відносно природного моменту часу їх закривання [4]. У результаті отримуємо явище фазового зсуву основної гармоніки змінних струмів на вході перетворювачів у бік випередження відносно напруги джерел живлення, що означає не споживання, а видачу реактивної потужності перетворювачами в електромережу змінного струму. Тобто таке регулювання пересиланням змінного струму не тільки не супроводжується споживанням реактивної потужності, а, навпаки, характеризується можливістю її генерації для потреб передавальної та приймальної систем.

Для прикладу реалізації запропонованого способу регулювання на рис. 1 наведено принципову схему вставки постійного струму (ВПС), виконаної за класичними схемними рішеннями, але на повністю регульованих напівпровідникових вентилях. Для пояснення принципу досягнення очікуваного результату на рис. 2 наведено часові діаграми напруг і струмів у колах трифазного мостового випрямляча, керованого моментами часу закривання двоопераційних тиристорів, а на рис. 3 – часові діаграми напруг і струмів у колах трифазного мостового залежного інвертора, керованого моментами часу закривання двоопераційних тиристорів.

За достатнього значення індуктивності згладжувального реактора вентиля перетворювачів, виконаних за трифазною мостовою схемою, проводять **струм групами по 2 (режим 2-2), тобто перебувають у провідному стані рівні проміжки часу тривалістю 120 ел. градусів.**

Для передавання потужності від випрямляча до інвертора має виконуватись умова $E_B > E_i$, де E_B , E_i – середні значення ЕРС випрямляча та протиЕРС інвертора відповідно. Необхідні значення ЕРС випрямляча пропонується забезпечити закриванням керуючим імпульсом вентилів на момент часу, що відповідає куту α_3 , наприклад, для вентиля VS1, раніше природного моменту часу ϑ_{03} його закривання (рис. 2). У випадку закривання вентиля VS5 описаним чином, з випередженням відносно природного для нього моменту часу $\vartheta = 0$, відбувається зсув природного моменту часу вступу в роботу вентиля VS1 з моменту

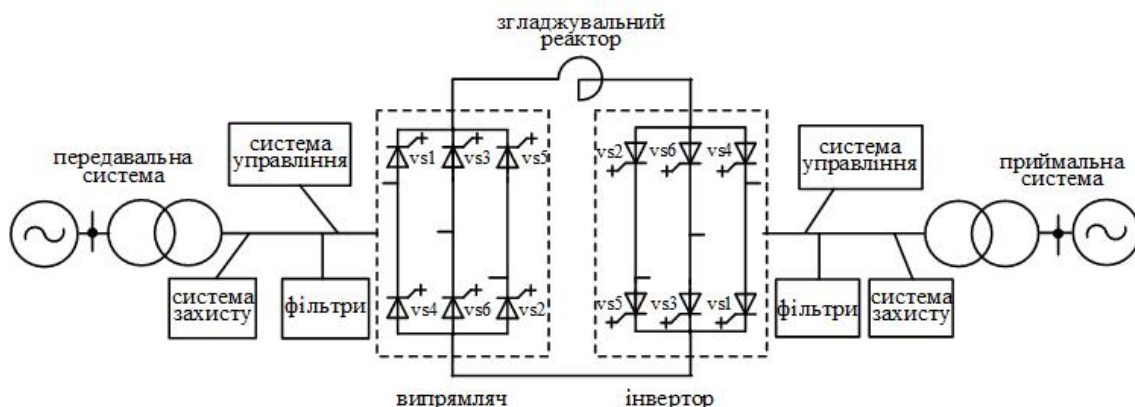


Рис. 1

часу $\vartheta = 0$ до моменту $\vartheta_{об}$ у бік випередження і створюється можливість його відкриття за кута α_B . У свою чергу з'являються додатна анодна напруга і можливість вступу в роботу наступного за чергою після VS1 вентиля VS3 тієї ж групи раніше, ніж це визначалось би трифазною напругою джерела живлення за затягування його провідного стану як у традиційному способі. В результаті отримуємо аналог штучної комутації вентилів із зсувом основної гармоніки змінного струму на вході випрямляча за фазою у бік випередження відносно ЕРС джерела живлення на кут $\varphi_{1,в} = \frac{2\pi}{3} - \alpha_3$.

Аналогічні процеси характерні й для режиму інвертування. Необхідні значення протиЕРС інвертора пропонується забезпечити закриванням керуючим імпульсом вентилів на момент часу, що відповідає куту $\beta_3 > 0$ відставання закривання, наприклад, для вентиля VS1, відносно природного моменту часу його закривання $\vartheta_{о3}$ (рис. 3) (у традиційних ВПС інвертор працює за кутів $\beta_3 < 0$, їх називають кутами випередження інвертора). Таке закривання вентиля призводить до зсуву природного моменту часу відкриття VS1 з моменту ϑ_0 до $\vartheta_{об}$ і створює можливість його відкриття за кута $\alpha_B = \vartheta_{об}$. У результаті отримуємо аналог штучної комутації вентилів із зсувом основної гармоніки змінного струму на виході інвертора за фазою в бік випередження відносно ЕРС приймальної системи на кут $\varphi_{1,і} = \pi - \beta_3$.

У запропонованому способі регулювання вентилі перетворювачів комутують практично миттєво (якщо нехтувати часом закривання вентилів керуючим струмом). Роботу випрямляча та інвертора об'єднує спільний постійний струм, умовою протікання якого за

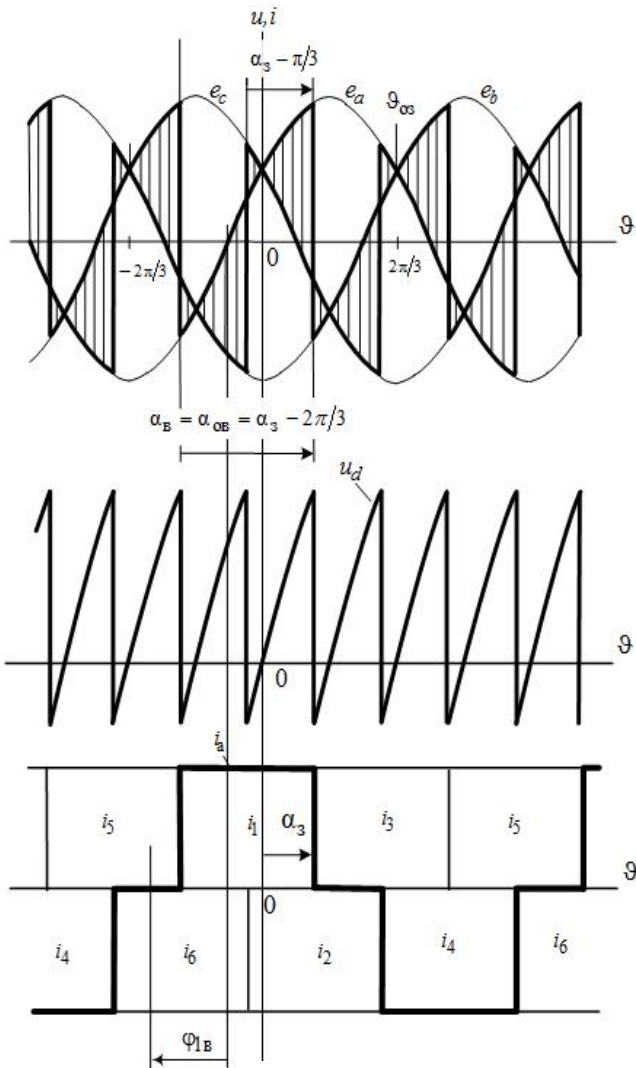


Рис. 2

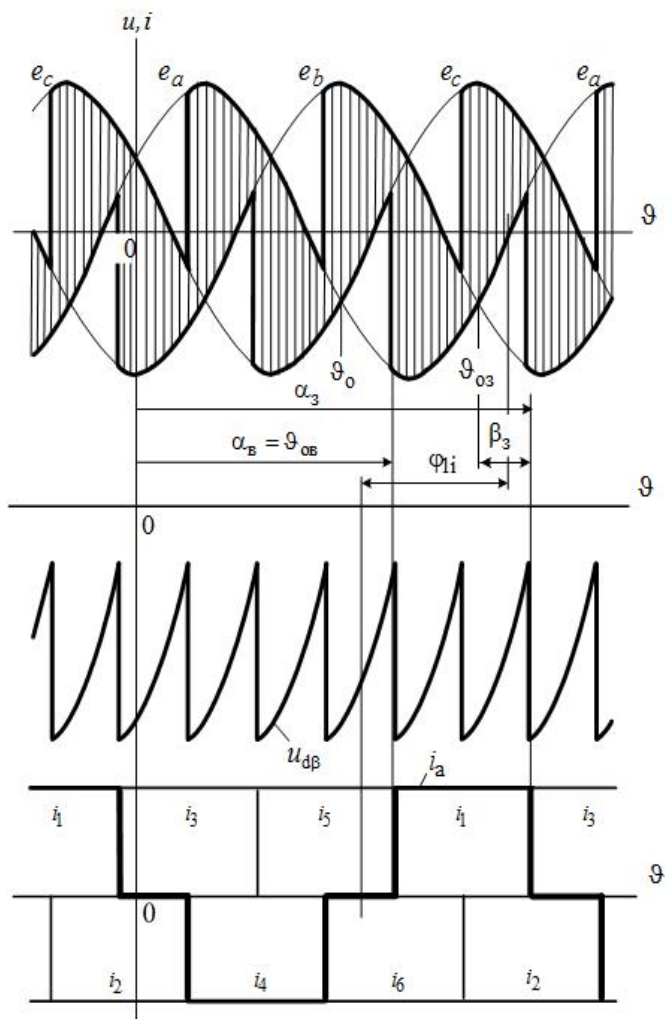


Рис. 3

припущення ідеального згладжування є вираз

$$I_d = \frac{E_B - E_i}{R_d} = \frac{E_{m,B} \sin\left(\alpha_3 - \frac{\pi}{6}\right) > E_{m,i} \cos(\beta_3)}{R_d} > 0,$$

де R_d – активний опір ланки постійного струму; $E_{m,B}$, $E_{m,i}$ – амплітудні значення ЕРС передавальної та приймальної електричних систем відповідно.

У такий спосіб можна регулювати потужність пересилання в режимах перетворювачів із фазовим зсувом основної гармоніки змінних струмів амплітудою $I_{1m,B} = I_{1m,i} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d$ в бік випередження відносно напруги передавальної та приймальної систем, тобто в режимах генерування реактивної потужності.

Проведене імітаційне моделювання режимів засобами візуального програмування в графічному середовищі Simulink підтвердило працездатність і ефективність роботи ВЕПС відповідно до поставленої задачі.

До особливостей улаштування та роботи ВЕПС, регульованої запропонованим способом, слід віднести:

- вступ у роботу вентилів перетворювачів за природних кутів керування (момент часу виникнення додатної анодної напруги), а вихід з роботи — за керуючим імпульсом;
- можливість задання на боці кожного з перетворювачів режиму роботи зі споживанням чи генерацією реактивної потужності;
- практичну відсутність втрат на комутацію вентилів;
- можливість реверсу активної потужності;
- можливість захисту ВПС шляхом блокування керуючих імпульсів, які відкривають вентилі;
- можливість практичної реалізації шляхом модернізації типової ланки перетворювачів, виконаних за простими схемами з мінімальною необхідною кількістю силових елементів, які накопичують енергію, що сприяє підвищенню надійності роботи ВЕПС в цілому;
- можливість пофазного регулювання перетіканням струму за умови застосування однофазних схем перетворювачів, а також можливість побудови ВЕПС на базі дванадцятипульсних та більше схем силових перетворювачів для покращення електромагнітної сумісності роботи ВПС з електричними системами.

Висновки. 1. Запропоновано гнучку систему регулювання пересиланням змінного струму на основі перетворювачів з сучасною елементною базою, що дає змогу регулювати перетікання активної та реактивної потужностей обидвох знаків.

2. Проведено дослідження, які підтверджують ефективність запропонованих рішень.

3. Розглянутий спосіб регулювання може бути реалізований для модернізації ВЕПС з використанням існуючих конструкційних рішень шляхом заміни силової елементної бази, а також систем регулювання та захисту перетворювачів.

4. Запропоновані рішення дають можливість перевести існуючі ВЕПС до класу пристроїв FACTS та використовувати їх як технологічну базу для побудови інтелектуальних електромереж.

1. Stuart Borlase. Smart Grids: Infrastructure, Technology and Solutions. CRC Press. 2016. 607 p
2. Інтелектуальні електричні мережі: елементи та режими. Київ: Ін-т електродинаміки НАН України, 2016. 400 с.
3. 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 змінного струму в ОЕС України. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2014. Вип. 38. С. 18–29.
4. Федів Є.І., Сівакова О.М. Спосіб регулювання пересиланням змінного струму проміжною ланкою постійного струму. Патент UA № 123525.

Е.И. Федив, канд. техн. наук, **О.М. Сивакова**, канд. техн. наук

Национальный университет «Львовская политехника»,

ул. С. Бандеры 12, г. Львов, 79013, Украина

ГИБКАЯ СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА НА БАЗЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ТОКА С ПОЛНОСТЬЮ УПРАВЛЯЕМЫМИ ТИРИСТОРАМИ

Предложен способ управления передачей переменного тока промежуточным звеном постоянного тока, которое построено на преобразователях тока с полностью управляемыми полупроводниковыми вентилями. Исследованы нормальные режимы работы и показана возможность работы вставки (электронпередачи) постоянно-го тока, исполненной в соответствии с предложенным способом, в режимах с генерацией реактивной мощности в сеть переменного тока. Библ. 4, рис. 3.

Ключевые слова: гибкая система передачи, преобразователь тока, вставка постоянного тока.

Y.I. Fediv, O.M. Sivakova

Lviv Polytechnic National University,

12, S. Bandery str., Lviv, 79013, Ukraine

FLEXIBLE ALTERNATING CURRENT TRANSMISSION SYSTEMS ON THE BASIS OF CURRENT CONVERTERS WITH TURN-OFF THYRISTORS

We have suggested a method for controlling the AC transmission by an intermediate DC link, which is based on current converters with turn-off semiconductor valves. We have investigated normal modes of operation and shown the possibility of DC link (power transmission) work performed according to the suggested method in the modes with reactive power generation into the AC system. References 4, figures 3.

Key words: flexible transmission system, current converter, DC link.

1. Stuart Borlase. Smart Grids: Infrastructure, Technology and Solutions. CRC Press. 2016. 607 p.
2. Intellectual electrically limited: elements and modes. Kyiv: In-t elektrodinamiki NAS of Ukraine, 2016. 400 p. (Ukr)
3. Shydlovskiy A.K., Zharkin A.F., Novskiy V.O., Malakhatka D.O. Simulation modes of static synchronous compensators of reactive power and phase-shifting transformer devices for development of flexible ac transmission systems for Ukrainian power grid. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2014. No 38. P. 18–29. (Ukr)
4. Fediev E.I., Sivakova O.M. A method of regulation by sending an alternating current with an intermediate link of a direct current. Patent UA 123525. (Ukr)

Надійшла 16.10.2018

Received 16.10.2018

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ТА АПАРАТИ

УДК 621.313.333

ПРОЕКТУВАННЯ ВЕНТИЛЬНО-ІНДУКТОРНИХ ДВИГУНІВ НА ОСНОВІ МЕТОДИКИ ПРОПОРЦІЙНОГО ПЕРЕРАХУНКУ

О.В. Бібік, канд. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

e-mail: bibik@ied.org.ua

Запропоновано на етапі попереднього проектування вентильно-індукторних двигунів (ВІД) використання методики пропорційного перерахунку для визначення їх конструктивних даних згідно з номінальними значеннями потужності і частоти обертання ротора. Методика базується на зв'язку енергетичних показників машин базової і нової, яка геометрично їй подібна, з їх лінійними розмірами, струмом, числом витків і активним опором обмотки. Розроблено ВІД з конфігурацією 6/4 потужністю 100 Вт і частотою обертання ротора 3000 об/хв. Результати проектування підтверджено дослідженнями його робочих режимів за допомогою імітаційної моделі з нелінійними параметрами. Бібл. 6, рисунок, таблиця.

Ключові слова: вентильно-індукторний двигун, методика пропорційного перерахунку, імітаційна модель, нелінійні параметри, квазісталі режими.

Вступ. Особливість проектування вентильно-індукторних двигунів (ВІД) визначається їх складністю та особливістю електромеханічного перетворення енергії. Робочі режими ВІД навіть за постійного навантаження є безперервними перехідними процесами (квазісталі режими), що обумовлюється комутацією фаз. Вони характеризуються несинусоїдністю електричних і магнітних величин та нелінійністю параметрів. У загальному випадку проектування цих двигунів засновано на розв'язанні системи нелінійних неоднорідних диференціальних рівнянь, що потребує значних чисельних витрат. Ці обставини підкреслюють, що класичні методики, які використовуються для проектування традиційних електричних машин, недоцільні для ВІД [1–3]. Для проектування ВІД використовують такі підходи: енергетичний, польовий, підхід на основі розрахунку перехідних процесів, а також їх поєднання.

За енергетичним підходом опис процесів електромеханічного перетворення енергії та розгляд балансу електричної, магнітної та механічної енергії у ВІД проводяться на інтервалі комутації однієї фази T_k , що розраховується за формулою

$$T_k = \frac{2\pi(z_1 - z_2)}{z_1 \cdot z_2},$$

де z_1, z_2 – число полюсів статора і ротора відповідно.

Розрахунок ВІД здійснюється на основі енергетичних діаграм – низки залежностей потокозчеплення фази від струму фази $\psi_\phi = f(i_\phi)$ для фіксованих положень ротора за допомогою чисельних розрахунків або експериментальним шляхом. Визначення енергії, що перетворюється у вентильно-індукторних двигунах з електричної W_e в механічну (коенергію) $W_{коен}$, дає можливість оцінити їх середній момент і потужність.

Тому у разі проектування ВІД традиційно використовують допущення, які дають змогу спростити математичну модель, а також зменшити час розрахунків. Це обумовлює актуальність розроблення методик на етапі попереднього (ескізного) проектування, що дає змогу скоротити час визначення раціональної магнітної структури із забезпеченням технічних вимог.

Метою статті є розроблення і обґрунтування (апробація) методики пропорційного перерахунку (МПП) для попереднього (ескізного) проектування вентильно-індукторних дви-

гунів із визначенням їх геометричних розмірів, струмів і обмоткових даних згідно з номінальними значеннями їх потужності та частоти обертання ротора.

Основні положення методики базуються на розгляді енергетичних процесів у контурі фази вентильно-індукторних двигунів у разі їх живлення імпульсами струму прямокутної форми [4]. Початкове положення ротора ВІД відповідає мінімальній індуктивності контура, коли зубець статора з котушкою розміщений навпроти паза ротора (неузгоджене положення). У цьому положенні ротора потокозчеплення контура має мінімальне значення ψ_{\min} . У разі зміни кута поворота ротора індуктивність і потокозчеплення контура зростатимуть, досягаючи максимального значення ψ_{\max} у випадку узгодженого розташування зубців статора і ротора.

За умови $i = \text{const}$ енергія, що знаходить від джерела струму, буде

$$W_e = \int_{\psi_{\min}}^{\psi_{\max}} i d\psi = i(\psi_{\max} - \psi_{\min}) = i \cdot \Delta\psi.$$

Енергія, яку витрачає джерело W_e , йде на приріст магнітного поля контура і на виконання роботи A (або коенергія). За законом збереження енергії $W_e = W_m + A$.

Зміна магнітної енергії пов'язана із зміною потокозчеплення контура від ψ_{\min} до

ψ_{\max} : $W_m = \frac{i \cdot \Delta\psi}{2}$, а виконана контуром робота складає:

$$A = W_e - W_m = \frac{i \cdot \Delta\psi}{2}. \quad (1)$$

За умови відсутності електричних втрат в контурі енергія, що надходить від джерела струму і пов'язана із зміною його потокозчеплення від ψ_{\min} до ψ_{\max} , розподіляється порівну: одна половина йде на приріст магнітного поля, друга – на виконання роботи. Беручи до уваги те, що величина ψ_{\max} на порядок перевершує ψ_{\min} , з достатньою точністю можна записати $\Delta\psi = 0,9 \cdot \psi_{\max}$.

Вказана величина роботи (1) виконується одним зубцем статора за один цикл перетворення. Цей параметр є основним енергетичним показником машини, який визначається як

$$A = 0,45 \cdot i_n \cdot \psi_{\max}, \quad (2)$$

де i_n – номінальний струм котушки.

Таким чином, енергетичний показник визначається як величина роботи, що виконується одним зубцем статора за один цикл перетворення енергії за умови рівності магнітної енергії і коенергії в контурі вентильно-індукторного двигуна у разі його живлення від джерела постійного струму.

За один оберт ротора ВІД у контурі відбудеться таких z_2 перетворень електричної енергії в механічну роботу. Тоді за один оберт ротора двигуном буде виконано роботу $A_M = Az_1z_2$. Якщо двигун робить n обертів за секунду, то його потужність і момент дорівнюють

$$P = A_M \cdot n = \frac{1}{2\pi} Az_1z_2\omega; \quad (3)$$

$$M = \frac{P}{\omega_r} = \frac{1}{2\pi} Az_1z_2. \quad (4)$$

Розглянемо дві геометрично подібні машини, одна з яких приймається за базову (позначено літерою “Б”), друга, що розробляється (нова), без позначки. Відношення моментів цих машин згідно з виразом (4) дорівнює відношенню їх енергетичних показників:

$$\frac{M}{M_B} = \frac{A}{A_B} = \frac{i \cdot \psi_{\max}}{i_b \cdot \psi_{\max b}}.$$

За однакових значень індукції в повітряному проміжку і густини струму відношення моментів двигунів і енергетичних показників буде пропорційне четвертому ступеню лінійних розмірів ВІД. Якщо L – узагальнений лінійний розмір ВІД (діаметр, довжина тощо), то

$$\frac{M}{M_B} = \frac{A}{A_B} = \left(\frac{L}{L_B} \right)^4.$$

Лінійні розміри нової машини можуть бути визначені через лінійні розміри базової машини за допомогою рівняння

$$L = L_B \sqrt[4]{\frac{M}{M_B}} = K_L L_B, \quad (5)$$

де $K_L = \sqrt[4]{\frac{M}{M_B}}$ – коефіцієнт перерахунку лінійних розмірів (геометрії) машини.

Струм котушки і повітряний проміжок будуть пропорційні другому ступеню лінійних розмірів:

$$i = i_B \sqrt{\frac{M}{M_B}} = i_B K_i; \quad \delta = \delta_B \sqrt{\frac{M}{M_B}} = \delta_B K_\delta, \quad (6)$$

де $K_i = K_\delta = \sqrt{\frac{M}{M_B}}$ – коефіцієнти перерахунку струму і повітряного проміжку ВІД.

Вибір напруги. У разі живлення ВІД напругою 380 В (промислової мережі) остання проходить двократне перетворення. Спочатку напруга перетворюється за допомогою випрямляча в постійну напругу U_d , після чого вона за допомогою комутатора подається на фази ВІД.

Двигуни потужністю до 1 кВт доцільно живити від однофазної мережі. У випадку діючого значення напруги 220 В напруга на вихідному фільтрі випрямляча буде ≈ 300 В. Вона може бути прийнята як розрахункова для ВІД потужністю до 1 кВт. Двигуни більшої потужності живляться від трифазної мережі напругою 380 В. Після випрямлення її за допомогою моста Ларіонова напруга на вихідному фільтрі складатиме 500 В. Таким чином, залежно від мережі розрахункова напруга U_d може мати два значення: 300 або 500 В.

Вибір кількості витків котушки. Кожна фаза обмотки ВІД містить дві послідовно сполучені котушки, які живляться імпульсами струму прямокутної форми від напівпровідникового перетворювача. Вказана форма струму забезпечується за рахунок широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) напруги і введення зворотного зв'язку за струмом. Для надійної роботи ШІМ амплітуда модульованої напруги U_d має перевершувати електрорушійну силу (ЕРС) самоіндукції котушок фази. У разі послідовного з'єднання котушок у фазі ВІД напруга U_d принаймні в два рази має перевищувати ЕРС самоіндукції котушки. Ці умови можуть бути використані для визначення кількості витків у котушці фази.

Ширина (або кутова величина) зубця статора в радіанах дорівнює $\beta_s = \frac{\pi}{z_1}$. За частотою обертання ротора двигуна ω_r зміна потокозчеплення котушки від 0 до ψ_{max} відбудеться за час $\Delta t = \frac{\beta_s}{\omega_r}$. Електрорушійна сила і ψ_{max} котушки дорівнюють

$$e = \frac{\Delta \psi}{\Delta t} = \frac{\psi_{max}}{\beta_s} \omega_r = \frac{U_d}{2}; \quad \psi_{max} = \frac{U_d \cdot \beta_s}{2 \cdot \omega_r}. \quad (7)$$

Потокозчеплення котушки виразимо через потік Φ і витки котушки w_k : $\psi_{max} = \Phi \cdot w_k$. В одновитковій котушці базового ВІД $\Phi_B = \psi_B$. У разі однакових значень індукцій потік проекрованої машини і базової відрізнятимуться пропорційно квадрату лінійних розмірів, тобто $\Phi = \psi_B \cdot \sqrt{\frac{M}{M_B}}$.

Потокозчеплення нового двигуна можна виразити через ψ_B : $\psi_{\max} = \psi_B \cdot \sqrt{\frac{M}{M_B}} \cdot w_k = \frac{U_d \cdot \beta_s}{2\omega}$.

Звідки

$$w_k = \frac{U_d \cdot \beta_s}{2\psi_B \cdot \omega_r \sqrt{\frac{M}{M_B}}} \cdot \frac{U_d \cdot \beta_s}{2\psi_B \omega_r \sqrt{\frac{M}{M_B}}} \text{ або } w_k = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{U_d}{\psi_B \cdot \omega_r \cdot z_1 \sqrt{\frac{M}{M_B}}} \quad (8)$$

Знайдене згідно з (8) значення w_k є максимально допустимим. Реальне число витків котушки вибирається на 10...20 % менше.

Розрахунок опору котушки. Беручи до уваги, що активний опір провідника пропорційний його довжині й обернено пропорційний до його перетину, в геометрично подібних котушках їх активний опір буде обернено пропорційний до лінійних розмірів:

$$r = \frac{1}{K_L} r_B \quad (9)$$

Активний опір багатовиткової котушки запишемо як

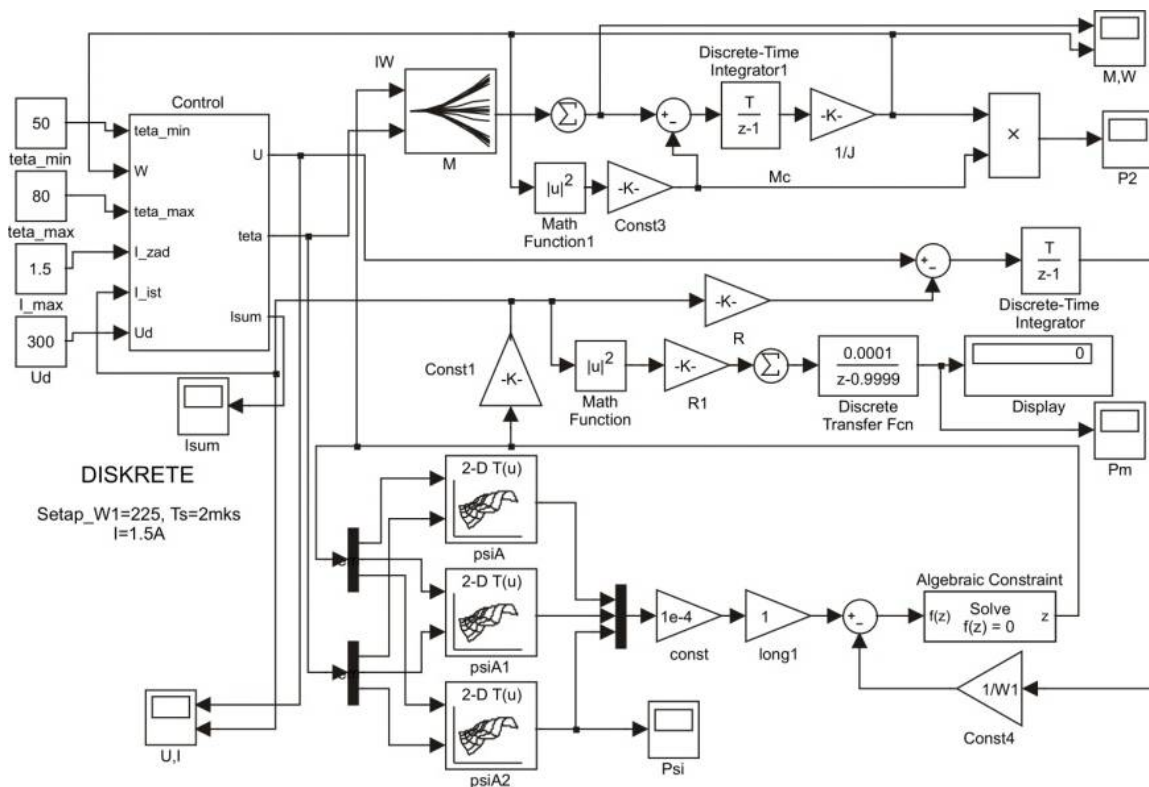
$$r_k = r \cdot w^2 \quad (10)$$

Алгоритм проектування та приклад розрахунку. Підхід щодо попереднього проектування ВІД на основі методики пропорційного перерахунку включає: розрахунок геометричних розмірів індукторної машини і параметрів обмотки згідно з МПП; формування вхідних даних – нелінійних залежностей потокозчеплення для одного витка $\psi_{\phi}^*(i_{\phi}, \theta)$ та електромагнітного моменту фази $M(i_{\phi}, \theta)$ від кута (геометричного) повороту ротора й струму фази, що розраховуються методом скінченних елементів відповідно до розробленої геометрії; дослідження робочих режимів за допомогою запропонованої імітаційної моделі та визначення показників квазісталених режимів.

На основі цієї методики розроблено ВІД з конфігурацією 6/4 для номінальних потужності 100 Вт і частоти обертання ротора двигуна 3000 об/хв [5]. За базовий обрано двигун тієї ж конфігурації 6/4 з геометричними параметрами статора і ротора, що наведено у таблиці. За результатами розрахунків ВІД з використанням програмного пакета FEMLAB отримано [4]: середнє значення моменту двигуна – 4 Н м; максимальну індукцію в повітряному проміжку у разі узгодженого розташування зубців статора і ротора – 1,8 Тл; максимальне потокозчеплення котушки за номінального струму – $1,54 \cdot 10^{-3}$ Вб·с; енергетичний показник – $A=1$ Дж. З використанням рівнянь (5) і (6) визначено коефіцієнти перерахунку та лінійні розміри і обмоткові дані спроектованого ВІД (таблиця).

Показники, розмірність	Позначення	ВІД	
		базовий	розрахунок МПП
Зовнішній діаметр, мм	D_a	151,2	80
Діаметр розточки, мм	D_i	80	42,6
Довжина статора, мм	l	40	40
Повітряний проміжок, мм	δ	0,4	0,25
Перетин міді котушки, мм ²	$S_{Mкам}$	360	102,6
Номінальний повний струм одно- виткової котушки, А	I_n	1300	726

Аналіз масогабаритних показників ВІД і асинхронного однофазного двигуна типу ДАО потужністю 100 Вт ($D_a = 124$ мм, $D_i = 67$ мм $l = 34,5$ мм) показав, що у разі їх проектування на одну і ту ж потужність і частоту обертання ротора ВІД має менші зовнішній і внутрішній діаметри на 38 і 26 % та відповідно масу сталі – на 54 %.



Для визначення технічних показників спроектованого ВІД з використанням МПП виконано дослідження його квазісталих режимів у разі номінального навантаження за допомогою розробленої імітаційної моделі [6].

Імітаційна модель ВІД дискретного типу (рисунок), в якій за допомогою алгебраїчного блока Algebraic Constraint розв’язане рівняння відносно поточкозчеплення для контура фази:

$$\psi_{\phi} = \int_t^{t+T} (u_{\phi} - i_{\phi} \cdot R_{\phi}) dt. \tag{11}$$

В імітаційній моделі рівняння (11) реалізовано у вигляді

$$\sum_{n=1}^3 \psi_{\phi}^* \cdot l \cdot w_{\phi} - \frac{T}{z-1} \left(U - \frac{I}{w_{\phi}} \cdot R_{\phi} \right) = 0,$$

де ψ_{ϕ}^* – поточкозчеплення фази для одного витка статора і ротора довжиною 1 м; l – довжина ротора; w_{ϕ} – число витків обмотки статора; I – повний струм фази статора, який розраховано як добуток щільності струму j і половини площі міжполюсного простору $S_{кам}$ з урахуванням коефіцієнта заповнення міддю $\kappa_{зан}$: $I = j \cdot \kappa_{зан} \cdot S_{кам}$; $\frac{T}{z-1}$ – дискретний інтегратор; R_{ϕ} – опір фази статора, який складається з двох послідовних котушок і розрахований за виразом $R_{\phi} = 2R_{75}^* \cdot W_1^2$; $R_{75}^* = 1,24R_{20}^* = 0,0175 \frac{L}{S_{Мкам}}$, де R_{75}^* – опір одновиткової фази статора за температури 75°C ; R_{20}^* – опір одного витка фази статора за температури 20°C ; L – довжина витка котушки, м; $S_{Мкам} = S_{кам} \cdot \kappa_{зан}$ – перетин міді котушки, мм^2 .

Сумарний електромагнітний момент ВІД розраховано за принципом суперпозиції:

$$M = \sum_{i=1}^m M_{\phi i}, \tag{12}$$

де $M_{\phi i}$ – момент фази, який представлено залежністю $M(i_{\phi}, \theta)$; m – число фаз.

Вхідні параметри моделі: максимальний струм керування $I_{кер}$; напруга на виході ви-

прямяча U_d ; активний опір і число витків обмотки статора; кути вмикання (позначено як $(teta_min)$) і вимикання (позначено як $(teta_max)$); залежності $\psi_\phi^*(i_\phi, \theta)$, $M(i_\phi, \theta)$, які формуються у вигляді двовимірної таблиці у блоці Look-Up Table.

Чисельний експеримент. За допомогою імітаційної моделі досліджено робочий режим ВІД для напруги ланки постійного струму 300 В і номінального навантаження. В результаті чисельних розрахунків квазісталих режимів ВІД для моменту навантаження, середнє значення якого $M_{cp} = 0,33$ Нм, кутів вмикання і вимикання (50 і 80 град для узгодженого положення зубців статора і ротора), отримано миттєві часові залежності струмів фаз, сумарного електромагнітного моменту та частоти обертання двигуна. Розраховано середні значення втрат, споживаної й корисної потужностей та частоту обертання ротора двигуна. Останні показники ($P_2 = 102,8$ Вт, $\omega_r = 313$ рад/с) відповідають даним щодо проектування.

Висновки. На етапі попереднього (ескізного) проектування вентиляно-індукторних двигунів запропоновано і обґрунтовано використання методики пропорційного перерахунку для визначення їх геометричних розмірів, обмоткових даних та параметрів, які відповідають даним потужності та частоті обертання двигуна. Методика базується на зв'язку енергетичних показників машин базової і нової, яка геометрично їй подібна, та забезпечує скорочення часу вибору раціональних варіантів ВІД.

Підхід щодо попереднього проектування ВІД з конфігурацією 6/4 потужністю 100 Вт і частотою обертання ротора 3000 об/хв апробований у разі дослідження його робочих режимів з номінальним навантаженням за допомогою імітаційної моделі, вхідними параметрами якої є *нелінійні* залежності потокозчеплення фази та електромагнітного моменту від кута повороту ротора й струму фази, що *розраховано методом скінченних елементів*.

Встановлено, що за проектування ВІД і АД на одну і ту ж потужність і частоту обертання масогабаритні показники ВІД значно нижчі, ніж у АД. Для розробленого варіанта ВІД зовнішній і внутрішній діаметри менше на 38 і 26 % відповідно, маса сталі – на 54 %.

1. Ильинский Н.Ф., Штайнбрунн, Прудникова Ю.И., Федоров А.Г., Бычкова Е.В. Проектирование вентиляно-индукторных машин общепромышленного назначения. *Вестник МЭИ*. 2004. № 1. С. 37-43.
2. Кузнецов В.А., Кузьмичев В.А. Особенности проектирования индукторной машины для вентиляно-индукторного двигателя. *Изв. вузов. Электромеханика*. 2008. № 1. С. 60–68.
3. Фисенко В.Г., Попов А.Н. Проектирование вентиляных индукторных двигателей. Москва: Издательство МЭИ, 2005. 56 с.
4. Розробка методів та засобів забезпечення енергоефективності електромеханотронних перетворювачів енергії. Звіт по НДР (Заключний) Інститут електродинаміки НАН України № ДР № 0107U000071. 2008. 153 с.
5. Пінчук О.І., Бібік О.В. Розробка вентиляно-індукторного двигуна для компресора побутового холодильника *Тези доповідей VIII Всеукраїнської наук. конф. Наукові розробки молоді на сучасному етапі*, 23-24 квітня 2009 р., Київ КНУТД. С. 40.
6. Бібік О.В., Мазуренко Л.І., Жуков Л.О. Дослідження квазістатичних режимів вентиляно-індукторних двигунів з періодичним навантаженням. *Електромеханічні та енергозберігаючі системи. Тематичний випуск "Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика"*. 2012. Ч. 3. С. 416-418.

УДК 621.313.333

Е.В. Бибик, канд. техн. наук

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

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ МЕТОДИКИ ПРОПОРЦИОНАЛЬНОГО ПЕРЕРАСЧЕТА

Предложено на этапе предварительного проектирования вентиляно-индукторных двигателей использовать методику пропорционального пересчета для определения их конструктивных данных согласно номинальным значениям мощности и частоты вращения ротора. Методика базируется на связи энергетических показателей машин базовой и новой, геометрически ей подобной, с их линейными размерами, токами, числом витков и активным сопротивлением обмотки. Разработан ВИД с конфигурацией 6/4 мощностью 100 Вт и частотой вращения ротора 3000 об/м. Результаты подтверждены исследованиями рабочих режимов двигателя с помощью имитационной модели с нелинейными параметрами. Библиограф. 6, рисунок, таблица.

Ключевые слова: вентиляно-индукторный двигатель, методика пропорционального перерасчета, имитационная модель, нелинейные параметры, квазиустановившиеся режимы.

O.V. Bibik

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

DESIGNING OF SWITCHED RELUCTANCE MOTORS BASED ON PROPORTIONAL RECALCULATION TECHNIQUE

At the stage of preliminary design of valve-induction motors, it is proposed to use a method of proportional conversion to determine their constructive data in accordance with the nominal values of power and rotor speed. The methodology is based on the connection of the energy indices of the basic and new machines, which is geometrically similar to it, with their linear dimensions, current, the number of turns and the active resistance of the winding. The results of the design are confirmed by studies of operating modes using an imitation model using nonlinear parameters, calculated by the finite element method. References 6, figure, table.

Key words: switched reluctance motor, proportional recalculation technique, simulation model, nonlinear parameters, quasi-static regimes.

1. Ilynskyi N.F., Shtaynbrunn, Prudnikova Y.I., Fedorov A.G., Bychkova E.V. Designing of switched reluctance machines for general industrial purposes. *Vesnik MEI*. 2004. No 1. P. 37–43. (Rus)
2. Kuznetsov V.A., Kuzmichev V.A. Features of designing an inductor machine for switched reluctance motor. *Izv. universities. Electromechanics*. 2008. No 1. Pp. 60–68. (Rus)
3. Fisenko V.G., Popov A.N. Designing of switched reluctance motors. Moskva: Publishing house MEI. 2005. 56 p. (Rus)
4. Development of Methods and Tools for Enhancing Energy Efficiency of Electromechanotron Energy Transformersю. *Research Report (Final)* Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine. No. DR № 0107U000071. 2008. 153 p. (Ukr)
5. Pinchuk O.I., Bibik O.V. Development of the switched reluctance motor for the compressor of the domestic refrigerator. *Abstracts of the VIII All-Ukrainian sciences. conf. Scientific developments of youth at the present stage*. 23-24 april. 2009. Kiev: KNUTD. P. 40. (Ukr)
6. Bibik O.V., Mazurenko L.I., Zhukov L.O. Investigation of quasi-static modes of switched reluctance motors with periodic load. *Electromechanical and energy saving systems*. Thematic issue Problems of Automated Electric Drive: Theory and Practice. 2012. Pp. 416–418. (Ukr)

Надійшла 25.02.2019
Received 25.02.2019

УДК 621.313: 004.896

КВАЗІЧАСТОТНЕ КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ СКРЕБКОВИХ І ГВИНТОВИХ КОНВЕЄРІВ У ПЕРЕХІДНИХ РЕЖИМАХ

М.М. Заблодський^{1*}, докт. техн. наук, **В.Є. Плюгін^{2**}**, докт. техн. наук, **Д.І. Морозов³**, канд. техн. наук, **К.В. Худобін³**, канд. техн. наук

¹ – Національний університет біоресурсів і природокористування України,
вул. Героїв Оборони, 15, Київ-41, 03041, Україна
e-mail: zablodskiyinn@gmail.com

² – Харківський національний університет міського господарства ім. О.М. Бекетова,
вул. Маршала Бажанова, 17, Харків, 61002, Україна
e-mail: vladyslav.pliuhin@kname.edu.ua

³ – Донбаський державний університет,
пр. Леніна, 121, Лисичанськ, Луганська обл., Україна
e-mail: dimorozov3@gmail.com

Розроблено математичну модель систем імпульсно-фазового керування і досліджено динамічні режими асинхронних машин у складі електроприводу скребкового і гвинтового конвеєрів. Встановлено, що застосування квазічастотного керування забезпечує досягнення стабільної низької швидкості й покращення пускових властивостей приводу порівняно із застосуванням двошвидкісних двигунів. Бібл. 12, рис. 4.

Ключові слова: математична модель, квазічастотне керування, асинхронна машина, масивний ротор, динамічний режим.

На сьогодні найпоширенішим варіантом приводу скребкового конвеєра (СК) є електропривод (ЕП) з використанням двошвидкісного асинхронного двигуна (АД), застосування якого знижує динамічні навантаження в тяговому органі без застосування пружних ланок і забезпечує дві швидкості переміщення тягового органу, але не захищає тягові ланцюги СК від обривів, має гірші енергетичні характеристики не тільки на маневровій швидкості, але і на робочій, він значно дорожчий, ніж одношвидкісний двигун відповідної потужності. Концепція створення нового вибухозахищеного електрообладнання [1], яка базується на аналізі світових тенденцій у галузі розробки і реалізації електроприводів, показала чітку орієнтацію на застосування регульованого електроприводу СК на основі тиристорних пристроїв плавного пуску АД. Номінальна частота обертання двошвидкісних АД сучасних скребкових конвеєрів складає 1500/500 об / хв. Це забезпечує робочу (1...2) м/с і маневрову (0,3...0,6) м/с швидкість переміщення тягового органу, величина якої відповідає вимогам техніки безпеки [2]. Тенденції щодо збільшення продуктивності підземного транспорту пов'язуються зі збільшенням робочої швидкості руху ланцюгових конвеєрів, яка в перспективі має скласти (2...4) м/с [1]. При цьому маневрова швидкість руху тягового органу має залишитися незмінною. Досягти цього можливо шляхом зменшення частоти обертання двигуна на зниженій швидкості. Аналогічна проблема забезпечення маневрової швидкості спостерігається і в гвинтових конвеєрах, де за умовами технологічного процесу необхідна низька швидкість. Одним з перспективних напрямків підвищення енергоефективності й продуктивності технологічних систем для переробки сипких і в'язких речовин є створення вбудованих електромеханічних систем гвинтових конвеєрів (ГК), в яких використовується дисипативна складова енергії, а головне, є можливість досягнення низьких швидкостей обертання без механічного редуктора [3]. Застосування досконалих частотно-регульованих ЕП з тиристорним перетворювачем частоти (ТПЧ) для СК і ГК визнано економічно не вигідним, оскільки ТПЧ мають високу вартість, яка не виправдана через те, що більшу частину часу конвеєр працює від мережі. У цілому така система тиристорного ЕП досить складна, а значить, і менш надійна. Але проблема зниження динамічних навантажень в тяговому органі за перехідних режимів пуску, реверсу, гальмування і заштибування конвеєра стоїть дуже гостро, оскільки пов'язана зі значними простоями об'єкта [4]. Тиристорний пристрій плавного пуску дає змогу знизити пусковий струм і динамічні навантаження у разі пуску, проте зниження напруги призводить до зменшення пускового моменту і до збільшення часу [5]. М'який пуск Triol AC25 призначений для плавного пуску з обмеженням пускового струму і гальмування високовольтних АД [6]. В [7] показано, що поряд з методами векторного керування для досягнення необхідних низьких частот обертання і динамічних властивостей приводу застосовані прості та економічні методи на основі формування квазісинусоїдального сигналу. Квазічастотне керування асинхронним двигуном якоюсь мірою поєднує в собі переваги методів регулювання параметрів і частоти [8]. Результати моделювання в Matlab/Simulink характеристик асинхронного двигуна на основі запропонованого матричного перетворювача з прямою матрицею квазіджерел представлені в [9]. Відомі розробки квазічастотного керування (КЧК) електроприводом кранових механізмів, машин відцентрового лиття валків [10-11]. У роботі [12] наведено обґрунтування раціональності КЧК приводом транспортних рудничних пристроїв і показано, що воно дає змогу запобігти перевантаженням тягового ланцюга у випадку його заклинювання. Оцінка ефективності використання квазічастотного приводу в СК і ГК може бути проведена шляхом аналізу його експлуатаційних показників, таких як: рівень пускових характеристик; можливість забезпечення робочої і маневрової швидкості переміщення тягового органу; циклічного реверсивного режиму, здатність зниження динамічних навантажень.

Мета роботи полягає в аналізі впливу законів формування квазісинусоїдальної напруги на динамічні характеристики асинхронного електроприводу конвеєрів.

Знижена частота АД досягається тим, що напруга, яка живить двигун, формується з напруги мережі шляхом пропускання двох напівхвиль одного напрямку, а потім двох напівхвиль протилежного напрямку за п'ять періодів. За таким принципом можна формувати як фазну, так і лінійну напругу. Перша гармоніка квазісинусоїдальної напруги має частоту 10 Гц. Для стабільної роботи АД на зниженій швидкості у разі КЧК у випадку з ТРН важливо

підтримувати магнітний потік двигуна на одному рівні, при цьому величина першої гармоніки живлячої напруги задається відповідним моментом ввімкнення тиристорів. Пропонується принцип формування квазісинусоїдальної напруги в системі живлення одношвидкісного асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором, при якому шляхом фазоімпульсного керування в системі «тиристорний регулятор напруги – асинхронний двигун» з мінімальною кількістю елементів перемикачів забезпечується дискретний зсув вектора магнітного потоку на кут 60 ел. град. і перехід на стійку знижену частоту обертання ротора на рівнях 1/3 і 1/5 від номінальної. Пропонується також відповідний закон квазічастотного керування асинхронним електроприводом скребкового конвеєра у перехідних режимах, в якому гармонічні коливання з дискретно регульованою початковою фазою і оптимальним гармонічним складом симетричної напруги живлення асинхронного двигуна формуються функціями перемикачів груп тиристорів з розбиттям періоду модуляції відповідно на шість або десять інтервалів з урахуванням коливань частоти мережі:

$$\begin{aligned} U_{2a}(t) &= mU_{1a}(t) \cdot H_{1a}(t) \\ U_{2b}(t) &= mU_{1b}(t) \cdot H_{1b}(t) \\ U_{2c}(t) &= mU_{1c}(t) \cdot H_{1c}(t) \end{aligned}$$

де $U_{2a}(t)$, $U_{2b}(t)$, $U_{2c}(t)$ – вихідна напруга на відповідних фазах навантаження; $mU_{1a}(t)$, $mU_{1b}(t)$, $mU_{1c}(t)$ – матриці складових напруги; $H_{1a}(t)$, $H_{1b}(t)$, $H_{1c}(t)$ – вектори функції перемикачів.

Матриці складових напруги мають вигляд

$$mU_{2a}(t) = \begin{vmatrix} U_a - U_b & U_a - U_c \\ 2 & 2 \end{vmatrix}; \quad mU_{2b}(t) = \begin{vmatrix} U_b - U_a & U_b - U_c \\ 2 & 2 \end{vmatrix}; \quad mU_{2c}(t) = \begin{vmatrix} U_c - U_a & U_c - U_b \\ 2 & 2 \end{vmatrix}.$$

Вектори функції перемикачів такі:

$$H_{2a}(t) = \begin{vmatrix} h_{2ab}(t) \\ h_{2ac}(t) \end{vmatrix}; \quad H_{2b}(t) = \begin{vmatrix} h_{2ab}(t) \\ h_{2bc}(t) \end{vmatrix}; \quad H_{2c}(t) = \begin{vmatrix} h_{2ac}(t) \\ h_{2bc}(t) \end{vmatrix},$$

де $h_{ab}(t)$ – функція перемикачів між фазами a та b ; $h_f(t)$ – функція перемикачів для відрізків часу, коли напруга на фазах навантаження дорівнює фазній напрузі мережі; $h_{ac}(t)$ – функція перемикачів між фазами a та c ; $h_{bc}(t)$ – функція перемикачів між фазами b та c .

Досліджено чотири варіанти *Simulink*-моделей і макетних зразків СІФУ (СІФУ-1 – керуючі імпульси подаються на три тиристори через Т/6 с, які ввімкнені у різні фази, причому два тиристори ввімкнено в одному напрямку, інший – у зворотному; СІФУ-2 – керування здійснюється вмиканням тиристорів керуючим імпульсом, який подається у разі переходу фазної напруги через нуль; СІФУ-3 – тиристори відкриваються на момент проходження лінійної напруги через нуль, напруга формується з двох напівхвиль одного знака. Робоча пара тиристорів підбирається таким чином, щоб кожні 0,01667 с результуючий магнітний потік повертався на 60 ел. град. На рис. 1 представлено форму напруги живлення за найбільш ефективним варіантом системи керування тиристорами ПЧ (СІФУ-3.2) та спектральний склад напруги перетворювача частоти, керованого різними типами СІФУ. У

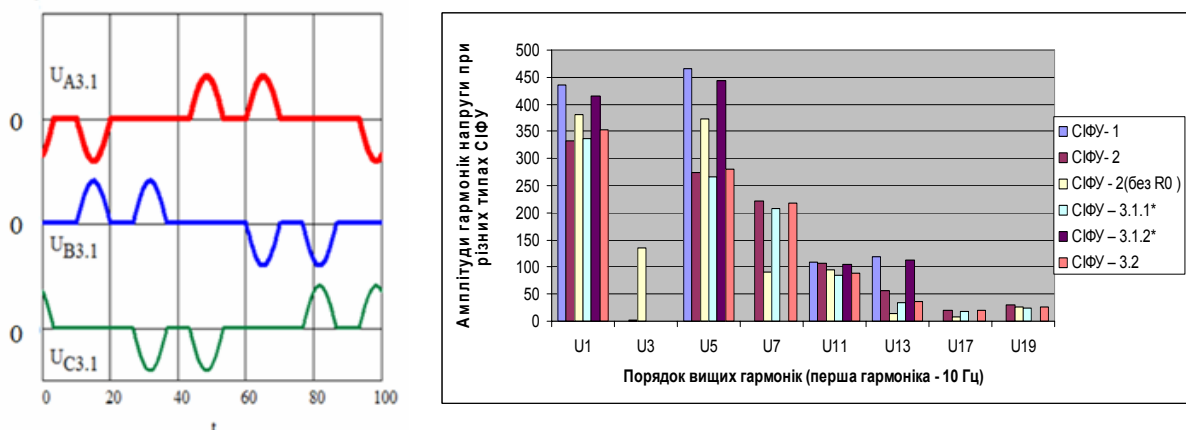


Рис. 1

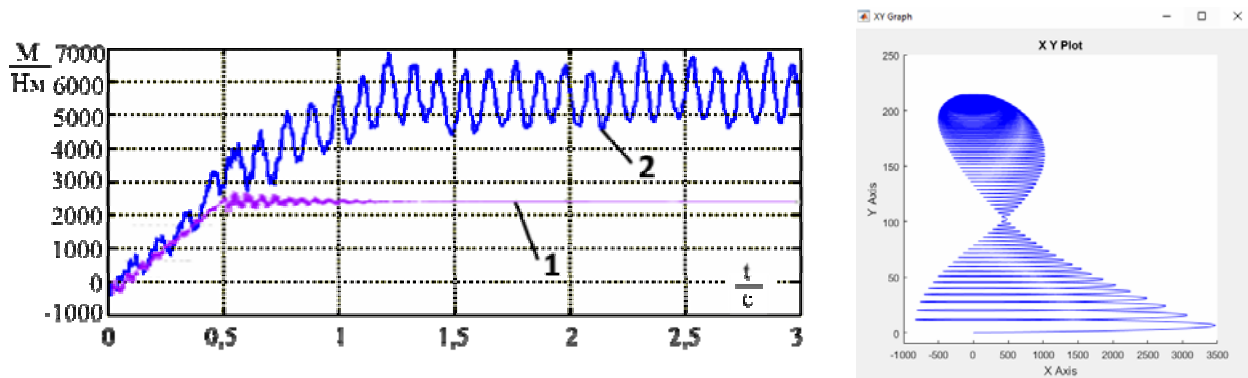


Рис. 2

випадку розбивання періоду на 10 інтервалів часу тривалість одного інтервалу становить 0,01 с. Початок інтервалу визначається проходженням напруги U_{AB} через нуль, а перший інтервал починається у разі зміни напруги від позитивної до негативної. Система імпульсно-фазового керування забезпечує склад вищих гармонік квазічастотної напруги, у якому 5- та 7-ма гармоніки мають практично однакові амплітуди, що дає змогу компенсувати їх вплив на механічну характеристику електроприводу. Характеристики зміни середнього моменту у разі живлення двигуна від мережі (залежність 1) та СІФУ 3.2 (залежність 2), а також механічна характеристика двигуна показані на рис. 2.

Підвищення пускових властивостей є одним з основних критеріїв якості приводу СК. У більшості двигунів з подвійною кліткою по мірі розгону електромагнітний момент починає знижуватися від 2,74 до 1,85 кНм, а потім починає зростати до 2,73 кНм. У той же час у разі живлення двигуна від перетворювача частоти з квазічастотним керуванням величина електромагнітного моменту у разі розгону двигуна зростає від 2,2 до 5,5 кНм. Середній момент за час пуску у разі живлення двигуна від ТЧ з квазічастотним керуванням буде більший, ніж при живленні від мережі. У випадку заклинювання в місці заштибовки спостерігається ударне зростання зусилля, спричинене накопиченою кінетичною енергією ротора. У випадку живлення від мережі номінальної частоти зусилля зростає у середньому до 2600 Н·м, а у разі живлення від ПЧ з СІФУ – до 5500 Н·м. Це дає можливість у випадках близько 88 % заклинювання запустити СК.

Для інтегральної оцінки якості пускових властивостей приводу скребкового забійного конвеєра серії СП330 з трьома АД потужністю 160 кВт пропонується ввести коефіцієнт якості пуску, що визначається співвідношенням середніх значень електромагнітного моменту до квадрату струму за період пуску. Одношвидкісний двигун має кращі показники добротності (зростання в 1,3 разу) і коефіцієнта якості пуску (зростання в 1,4 разу) у разі квазічастотного керування, ніж двошвидкісний двигун. Аналіз енергетичних характеристик показує, що одношвидкісний двигун має більш високі енергетичні характеристики на робочій частоті обертання, наприклад, ККД одношвидкісного двигуна складає 94 % проти 91 % у двошвидкісного, коефіцієнт потужності – 0,85 проти 0,8.

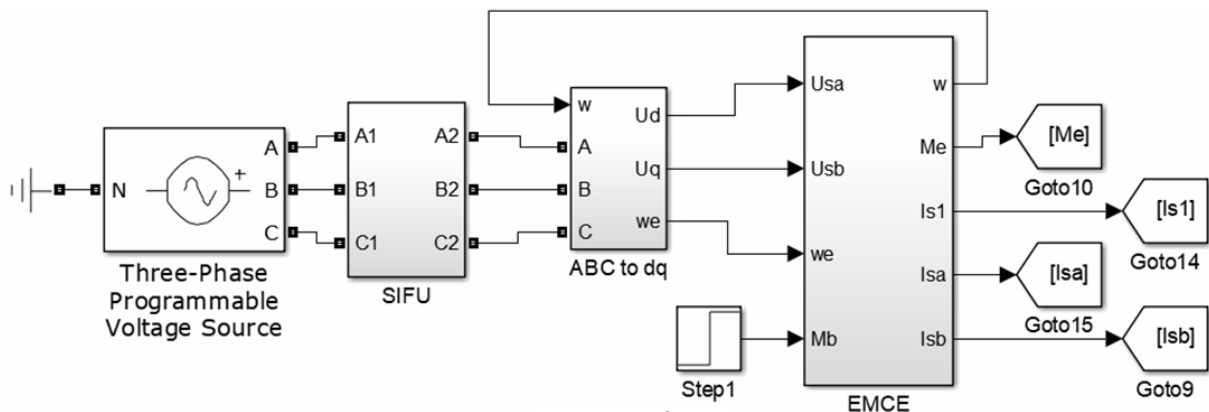


Рис. 3

На рис. 3 зображена імітаційна модель дво-модульного гвинтового шне-кового конвеєра

[3], який живиться від системи квазі-частотного керування у програмі Simulink. У цьому пристрої два обернених статора (модуля конвеєра) знаходяться на загальному валу та розміщені всередині порожнистої тонкостінної феромагнітної труби, на поверхні якої знаходяться витки гвинта. Статори живляться трифазною напругою так, що їх магнітні поля направлені зустрічно один одному [3].

У моделі на рис. 3 система квазічастотного керування представлена блоком SIFU, трифазний сигнал на виході якого перетворюється у систему прямокутних координат d, q та подається на вхід блока гвинтового конвеєра EMCE. Характеристику зміни швидкості та електромагнітного моменту пристрою від часу наведено на рис. 4. Завдяки використанню режиму противімкнення двох модулів конвеєра стало можливим отримання швидкості обертання ротора на рівні 200 об/хв без застосування механічного редуктора (рис. 4). Наявність системи квазічастотного керування забезпечує стабілізацію цієї швидкості. Використання дисипативної складової енергії електроприводу в технологічному процесі забезпечує високий загальний ККД приводу.

Висновки. Розрахунок коефіцієнта якості пуску (M_p/I_p^2) показав, що у разі квазічастотного керування він вищий у 1,4 разу, а коефіцієнт добротності (M_p/I_p) – у 1,3 разу в порівнянні з двошвидкісним двигуном. Встановлено досить високу збіжність результатів дослідження динамічного режиму пуску з експериментальними даними.

Аналіз енергетичних характеристик показує, що одношвидкісний двигун має більш високі енергетичні характеристики. Середній коефіцієнт потужності та ККД електроприводу за цикл роботи СК з використанням одношвидкісного двигуна і квазічастотного керування з урахуванням частих пусків зростають відповідно на 4 і 3 %. Тому експлуатаційні витрати в робочих режимах у СК з двошвидкісним двигуном будуть більші, ніж у СК з одношвидкісним двигуном і ці витрати впливають на собівартість продукції.

Застосування системи квазічастотного керування в системі живлення двомодульного гвинтового конвеєра дало змогу отримати низьку швидкість обертання зовнішнього гвинтового ротора (200 об/хв) у разі одночасного збереження моменту обертання, близького за значенням до номінального моменту пристрою (250 Нм).

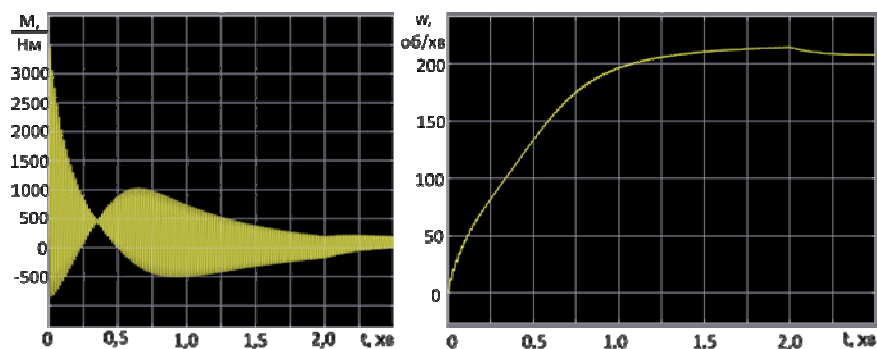


Рис. 4

1. Концепция развития подземного конвейерного транспорта. Центр Транспортных Систем. 2012. Режим доступа: <http://www.trssystem.ru/index.php/ru/production/conveyor-transport>.
2. Об утверждении Правил безопасности в угольных шахтах. Приказ №257 от 16.11.2004, зарегистрированный в Министерстве юстиции Украины 23.03.2005 за №327/10607.
3. Zablodskiy N., Plyugin V., Gritsyuk V. Polyfunctional electromechanical energy transformers for technological purposes. *Russian Electrical Engineering*. 2016. No 87(3). Pp. 140–144.
4. Dolipski M., Remiorz E., Sobota P. Dynamics of non-uniformity loads of AFC drives. *Archives of Mining Sciences*. 2014. Vol. 59. No 1. Pp. 155–168.
5. Устройство плавного пуска Siemens 3RW/SIRIUS. Режим доступа: <http://www.privod.su/Siemens3RW>.
6. The «quasi-frequency» starting methods. Triol AC25 Soft Starter (Slow Starter, Thyristor Starter). Catalogue 2015.04. Режим доступа: https://triolcorp.com/wp.../10/catalog_AC25_2015_04.pdf.
7. Rashid M.H. Power Electronics: Circuits, Devices and Applications. New York: Pearson Publications. 2013.
8. Firago B., Vasiljev D, Pawlaczek L. Zastosowanie impulsowego regulatora napięcia dla miękkiego rozruchu i hamowania silników. *Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych*. No. 62. Studia i Materiały. No 28. Politechnika Wroclawska. 2008. Pp. 378–386.
9. Bhavssar A., Khampariya P. Induction Motor Fed by Matrix Converter, Modeling, Simulation and Implementation. *Imperial Journal of Interdisciplinary Research (IJIR)*. 2017. Vol. 3, Issue 4. Pp. 1079-1083.
10. Хуссейн К.Я. Обоснование области применения квазичастотного способа управления автоматизированным электроприводом. https://otherreferats.allbest.ru/radio/00081387_0.html.

11. Сарваров А.С., Петушков М.Ю., Анисимов Д.М. Сравнительная характеристика способов пуска машины центробежного литья валков. *Известия ТулГУ*. 2010. Вып. 3. Ч. 3. С. 162–174.
12. Маренич К.Н., Бережной А.В. Исследование процессов при квазичастотном электропитании асинхронного двигателя скребкового конвейера. *Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: Гірничо-електромеханічна*. 2007. Вип. 14 (127). С. 161–166.

УДК 621.313: 004.896

Н.Н. Заблодский¹, докт. техн. наук, **В.Е. Плюгин**², докт. техн. наук, **Д.И. Морозов**³, канд. техн. наук, **К.В. Худобин**³, канд. техн. наук.

¹ – Национальный университет биоресурсов и природопользования Украины, ул. Героев Оборона, 15, Киев-41, 03041, Украина

² – Харьковский национальный университет городского хозяйства им. О.М. Бекетова, ул. Маршала Бажанова, 17, Харьков, 61002, Украина

³ – Донбасский государственный университет, пр. Ленина, 121, Лисичанск, Луганская обл., Украина

КВАЗИЧАСТОТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ СКРЕБКОВЫХ И ВИНТОВЫХ КОНВЕЙЕРОВ В ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМАХ

Разработана математическая модель систем импульсно-фазового управления и исследованы динамические режимы асинхронных машин в составе электропривода скребкового и винтового конвейеров. Установлено, что применение квазичастотного управления обеспечивает достижение стабильной низкой скорости и улучшение пусковых свойств привода в сравнении с применением двухскоростных двигателей. Библ. 12, рис. 4.

Ключевые слова: математическая модель, квазичастотное управление, асинхронная машина, массивный ротор, динамический режим.

M. Zablodskiy¹, **V. Pliuhin**², **D. Morozov**³, **K. Khudobin**³

¹ – National University of Life and Environmental Sciences of Ukraine, 15, Heroiv Oborony Str., Kyiv-41, 03041, Ukraine

² – O.M. Beketov National University of Urban Economy in Kharkiv, 17, Marshal Bazhanov Str., Kharkiv, 61002, Ukraine

³ – Donbas State Technical University, Lenin Av., 121, Lysychansk, Luhansk region, Ukraine

QUASI-FREQUENCY INDUCTION ELECTRIC DRIVE CONTROL OF SCRAPER AND SCREW CONVEYERS IN TRANSIENT MODES

A mathematical model of the of pulse-phase control systems is developed, dynamic modes of induction machines in the electric drive of scraper and screw conveyors are investigated. It is established that the use of quasi-frequency control ensures the achievement of a stable low speed and the improvement of the starting properties of the drive in comparison with the use of double-speed motors. References 12, figures 4.

Key words: mathematical model, quasifrequency control, induction machine, solid rotor, transient mode.

1. The concept of the underground conveyor transport development. Transportation Systems Center. 2012. Access Mode: <http://www.trsystem.ru/index.php/ru/production/conveyor-transport>. (Rus)
2. On approval of safety rules in coal mines. Order num.257, 16.11.2004, registered with the Ministry of Justice of Ukraine 23.03.2005, num. 327/10607. (Rus)
3. Zablodskiy N., Plyugin V., Gritsyuk V. Polyfunctional electromechanical energy transformers for technological purposes. *Russian Electrical Engineering*. 2016. No 87(3). Pp. 140–144.
4. Dolipski M., Remiorz E., Sobota P. Dynamics of non-uniformity loads of AFC drives. *Archives of Mining Sciences*. 2014. Vol. 59. No 1. Pp. 155–168.
5. Siemens 3RW/SIRIUS soft starter device. Access mode: <http://www.privod.su/Siemens3RW>. (Rus)
6. The «quasi-frequency» starting methods. Triol AC25 Soft Starter (Slow Starter, Thyristor Starter). Catalogue 2015.04. Access mode: https://triolcorp.com/wp.../10/catalog_AC25_2015_04.pdf.
7. Rashid M.H. Power Electronics: Circuits, Devices and Applications. *New York: Pearson Publications*. 2013.
8. Firago B., Vasiljev D, Pawlaczyk L. Zastosowanie impulsowego regulatora napięcia dla miękkiego rozruchu i hamowania silników. *Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych*. No. 62. Studia i Materiały. No. 28. Politechnika Wroclawska. 2008. Pp. 378–386.
9. Bhavssar A., Khampariya P. Induction Motor Fed by Matrix Converter, Modeling, Simulation and Implementation. *Imperial Journal of Interdisciplinary Research (IJIR)*. 2017. Vol. 3, Issue. 4. Pp. 1079–1083.
10. Hussein K.Y. Justification of the quasi-frequency method scope of controlling an automated electric drive. Access mode: https://otherreferats.allbest.ru/radio/00081387_0.html. (Rus)
11. Sarvarov A.S., Petushkov M.Yu., Anisimov D.M. Comparative characteristics of the machine starting methods for centrifugal casting rolls. *Izvestiya TulGU*. 2010. Issue 3. Part 3. Pp. 162–174. (Rus)
12. Marenich K.N., Berezhnoy A.V. Processes research of quasi-frequency power supply of an induction motor of a scraper conveyor. *Naukovi pratsi Donets'kogo natsional'nogo tekhnichnogo universitetu*. Seriya: Gірничо-електромеханічна. 2007. Issue 14 (127). Pp. 161–166. (Rus)

Надійшла 02.03.2018

Received 02.03.2018

УДК 621.472

ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЧАСТОТИ В СИСТЕМІ З АСИНХРОННИМ ДВИГУНОМ ВОДЯНОГО НАСОСА У РАЗІ ЖИВЛЕННЯ ВІД ВІДНОВЛЮВАНИХ ДЖЕРЕЛ ЕНЕРГІЇ

В.О. Войтех, канд. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680 Україна

e-mail: vvoitekha@gmail.com

Наведено структурну схему системи фотоелектричні панелі–спеціальний перетворювач частоти–асинхронний двигун–водяний насос, схему заміщення, рівняння та електричні характеристики фотоелектричної панелі, рівняння водяного насоса у разі керування частотою обертання, розроблено алгоритм керування перетворювачем частоти для максимального відбору потужності. Наведено характеристики асинхронних двигунів для різної кількості фотоелектричних панелей, а також фото дослідного зразка розробленого перетворювача частоти. Бібл. 6, рис. 5, таблиця.

Ключові слова: перетворювач частоти, фотоелектрична панель, відновлювані джерела енергії, насос, асинхронний двигун, ККД.

Особливістю відновлюваних джерел енергії є залежність їх вихідних параметрів (струму, напруги) від зовнішніх факторів (кількості та схеми з'єднання, освітлення, запиленості для фотоелектричних панелей). Проте більшість електричних приладів (у цьому випадку перетворювач частоти з асинхронним двигуном) вимагають стабільних параметрів мережі живлення, у першу чергу напруги. Для узгодження напруги використовують підвищуючий *dc-dc* перетворювач, що ускладнює систему, збільшує її вартість та знижує ККД [1]. Для забезпечення прямого підключення до відновлюваних джерел енергії без додаткового перетворювача необхідно розробити спеціальний перетворювач частоти та асинхронний двигун, які можуть працювати за напруг, що відрізняються від мережевих, забезпечуючи у цьому разі режим максимального відбору потужності (MPPT) від фотоелектричних панелей. На рис. 1 наведено характеристики стандартної фотоелектричної панелі у разі оптимального освітлення. На рис. 2 наведено структурну схему запропонованої системи фотоелектричні панелі–спеціальний перетворювач частоти–асинхронний двигун–водяний насос. Фотоелектричні панелі з'єднані між собою так, щоб забезпечити необхідну потужність та напругу для навантаження. У цьому разі завжди має відбуватися баланс потужності

$$P_{нас} = P_{пан} \cdot \eta_{нас} \cdot \eta_{пер} \cdot \eta_{дв}, \quad (1)$$

де $P_{пан}$ – електрична потужність, генерована панелями; $P_{нас}$ – потужність насоса; $\eta_{нас}$, $\eta_{дв}$, $\eta_{пер}$ – ККД насоса, двигуна та перетворювача. На рис. 3 наведено еквівалентну схему заміщення PV-елемента фотоелектричної панелі.

PV-елемент характеризується двома основними параметрами: струмом короткого замикання I_{SC} та напругою холостого ходу V_0 . Вихідний струм $I = I_{sd} - I_d$, де I_d – струм через діод. Підставляючи значення струму через діод, а також враховуючи з'єднання PV елементів у панель [2], отримуємо значення вихідного струму PV-панелі:

$$I = N_p I_{sd} - N_p I_d \left(e^{\frac{qV_d}{N_s K T}} - 1 \right), \quad (2)$$

де N_p та N_s – кількість елементів, з'єднаних паралельно та послідовно; q – заряд електрона; V_d – напруга на діоді; K – постійна Больцмана; T – температура. Для оптимізації відбору енергії від PV-панелі вона має працювати у режимі MPPT (рис. 1), що може бути забезпечено чотирма окремими (або їх комбінацією) методами: збурення і спостереження, зро-

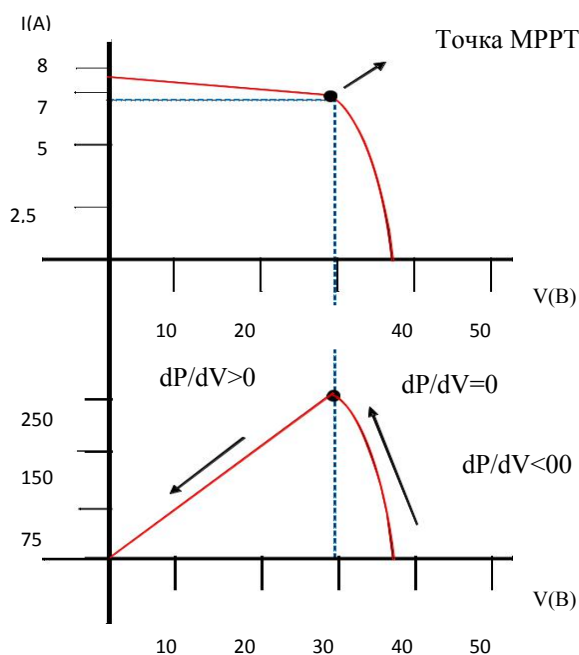


Рис. 1

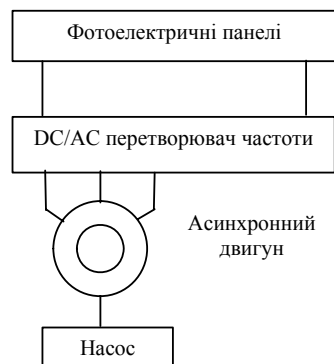


Рис. 2

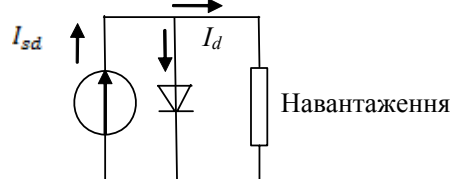


Рис. 3

стаючої провідності, струмової розгортки та постійної напруги. Найчастіше використовують збурення і спостереження, коли перетворювач на невелику величину змінює вхідний опір, внаслідок чого змінюється напруга сонячної установки і вимірюється потужність. Якщо потужність збільшується, контролер продовжує змінювати напругу в цьому ж напрямку, поки потужність не перестане збільшуватися або навпаки. Недоліком цього методу є можливі коливання потужності. Метод постійної напруги найбільш простий: вихідна напруга визначається відношенням поточної вихідної напруги до напруги холостого ходу. Перетворювач, що працює за цим методом, на мить відключає навантаження і заміряє напругу холостого ходу, після цього продовжує роботу з напругою, наприклад, 0,76 від отриманого значення [3]. Як правило, цей коефіцієнт визначається емпірично або на основі моделювання для очікуваних умов експлуатації. Цей метод значно простіший і не дає коливань потужності, але не забезпечує точний режим МРРТ. Тому для керування перетворювачем було обрано комбінацію алгоритмів збурення і спостереження та постійної напруги. На рис. 4 наведено алгоритм керування перетворювачем частоти системи рис. 2, де V , I , V_0 – напруга, струм та напруга холостого ходу фотоелектричних панелей; F – частота на виході перетворювача. Алгоритм працює таким чином: вимірюються значення I, V, V_0 на виході сонячної панелі та частота перетворювача, вираховується потужність та на невелике значення збільшується частота на виході перетворювача, а значить, і частота обертання двигуна та насоса, що призводить до збільшення потужності навантаження. У цьому разі знов вимірюються значення I, V на виході сонячної панелі, вираховується потужність, якщо вона збільшується, частота на виході перетворювача зростає, якщо зменшується, то зменшується й частота. Якщо у цьому разі починаються коливання частоти (потужності навантаження), перетворювач переходить у режим постійної напруги доти, поки не зникнуть коливання частоти.

Для розрахунку необхідної кількості фотоелектричних панелей згідно з виразом (1) потрібно знати потужність насоса, а також ККД насоса, перетворювача частоти та двигуна. Характеристика відцентрового насоса може бути апроксимована квадратичною формою за допомогою моделі [4]: $H = a_0\omega^2 + a_1\omega Q + a_2Q^2$, де H – напір; Q – потік, швидкість двигуна

ω виражається як $\omega = \left(1 - \frac{\omega_{sl}}{\omega_s}\right)$, де ω_s – кутова частота; ω_{sl} – частота ковзання; a_0, a_1, a_2 –

є константами залежно від розмірів насоса. ККД насоса визначається як відношення гідравлічної потужності, що надходить від насоса до рідини, до механічної потужності вала:

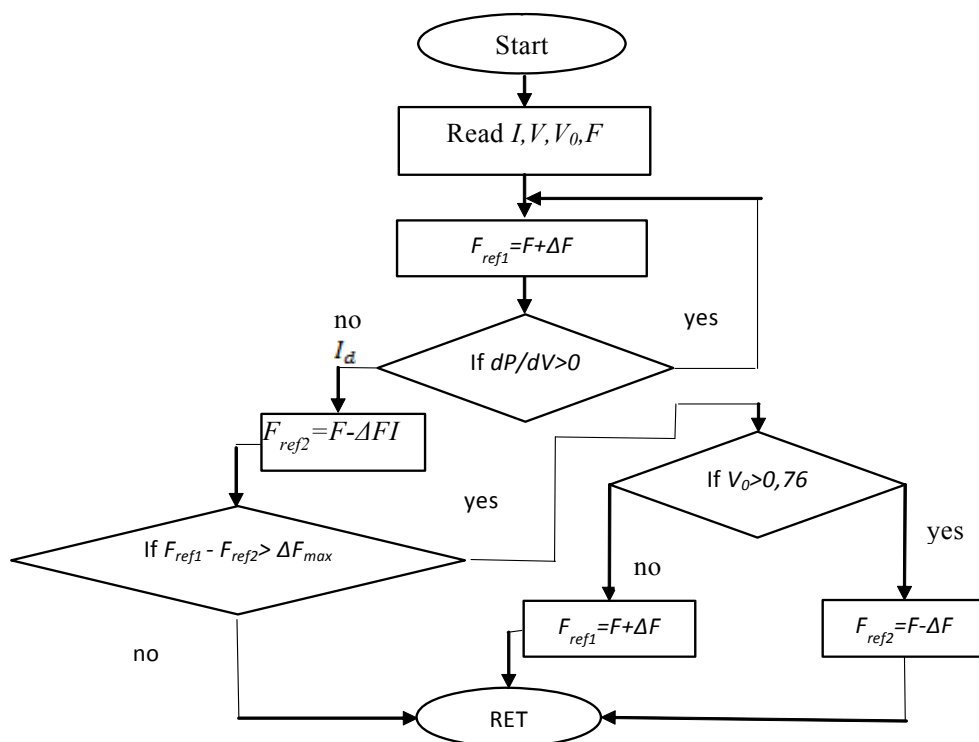


Рис. 4

$\eta_{нас} = \rho g H Q / \left(c \left(1 - \frac{\omega_{sl}}{\omega_s} \right)^3 \omega_s^3 \right)$, де c – коефіцієнт, що залежить від конструкції насоса та тер-

тя. ККД перетворювача частоти зазвичай приймається рівним 0,95...0,98, ККД асинхронного двигуна залежить від частоти та навантаження. Так, для двигуна 2,2 кВт у разі регулювання частоти від 25 до 50 Гц і навантаження від 50 до 100 % від номінального ККД змінюється від 0,60 до 0,85 [5]. У таблиці наведено характеристики спеціальних двигунів (Franklin Electric) занурювальних насосів та розрахованих відповідних систем фотоелектричних панелей [6].

Потужність двигуна, Вт	Номінальна напруга за частотою 50 Гц, В	Номінальний струм, А	$\cos \phi$	ККД	$n_{ном}$, об/хв	Вхідна потужність, Вт	Кількість фото-панелей	Макс. струм МРРТ, А	Напруга, В	Потужність генерації макс, Вт
750	100	6,8	0,85	74	2808	1010	4-6	7	128-192	896-1344
1100	200	5,0	0,83	76	2830	1447	6-8	7	192-256	1344-1792
1500	230	5,7	0,76	64	2830	2343	8-10	7	256-320	1792-2240

На основі наведених даних та розроблених алгоритмів було створено програмне забезпечення та виготовлено перетворювач частоти для керування занурювальним водяним насосом у разі живлення від відновлюваних джерел енергії. На рис. 5 показано дослідний зразок такого перетворювача, розрахованого на потужність двигуна до 1,5 кВт.

Випробування на стенді підтвердили відповідність його характеристик розрахованим, наведеним у таблиці.

Висновки. 1. Для живлення водяного насоса від фотоелектричних панелей без застосування підвищувача dc/dc перетворювача, що збільшує надійність та ККД, а також знижує загальну вартість системи, необхідна



Рис. 5

розробка спеціального перетворювача частоти.

2. Розроблений перетворювач може бути використано у автономних системах водопостачання у сільському господарстві на півдні України та у країнах Азії й Африки, де немає централізованого електропостачання.

1. Caracus J., Freitas G. Implementation of a high efficiency, high life-time and low cost converter for an autonomous photovoltaic water pumping system. *IEEE Transaction on industrial applications*. 2014. Vol. 1. Pp. 631–641.
2. Buresch M. Photovoltaic energy systems, McGraw-Hill, New York, 1983.
3. Rebei N., Gammoudi R., Hmidet A., Hasnaoui O. Experimental implementation technique soft mppt algorithm for pv pumping system. *IEEE 11th International Multi-Conference on Signal Systems & Devices*. 2014. Pp. 251–255.
4. Kalasathya S., Sathish Khanna P. Implementation of solar power ac motor pump set on mppt with battery backup for agriculture system. *International journal of engineering and computer science ISSN*. 2016. 2. Vol. 5. Pp. 18928–18933.
5. Burt C., Piao X., Gaudi F., Busch B. Electric motor efficiency under varying frequencies and loads. *Journal of irrigation and drainage engineering*. 2009. Pp. 129–136
6. Войтех В.О. Енергетичні комірки для відновлюваних джерел енергії. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2016. Вип. 44. С. 29–34.

УДК 621.472

В.А. Войтех, канд. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680 Україна

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ В СИСТЕМЕ С АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ ВОДЯНОГО НАСОСА ПРИ ПИТАНИИ ОТ ВОЗОБНОВЛЯЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ ЭНЕРГИИ

Приведены структурная схема системы фотоэлектрические панели–специальный преобразователь частоты–асинхронный двигатель–водяной насос, схема замещения, уравнения и электрические характеристики фотоэлектрической панели, уравнения водяного насоса при регулировании частоты вращения, разработан алгоритм регулирования преобразователя частоты для максимального отбора мощности. Приведены характеристики асинхронных двигателей для разного числа фотоэлектрических панелей, а также фото экспериментального образца разработанного преобразователя частоты. Библ. 6, рис. 5, таблица.

Ключевые слова: преобразователь частоты, фотоэлектрическая панель, возобновляемые источники энергии, насос, асинхронный двигатель, КПД.

V.O.Voitek

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

Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine

THE FREQUENCY CONVERTER IN THE INDUCTION MOTOR WATER PUMP SYSTEM WITH FEEDING FROM RENEWABLE ENERGY SOURCES

A block diagram of the photovoltaic panels–special frequency converter–induction motor–water pump system, equivalent circuit, equations and photovoltaic panel electrical characteristics, speed control water pump equations are given. Frequency converter control algorithm for maximum power take-off is developed, induction motors characteristics for different numbers of photovoltaic panels, as well as a developed inverter experimental model photo are given. References 6, figures 5, table.

Key words: frequency converter, photovoltaic panel, renewable energy sources, pump, asynchronous motor, efficiency.

1. Caracus J., Freitas G. Implementation of a high efficiency, high life-time and low cost converter for an autonomous photovoltaic water pumping system. *IEEE Transaction on industrial applications*. 2014. Vol. 1. Pp. 631–641.
2. Buresch M. Photovoltaic energy systems, McGraw-Hill, New York, 1983.
3. Rebei N., Gammoudi R., Hmidet A., Hasnaoui O. Experimental implementation technique soft mppt algorithm for pv pumping system. *IEEE 11th International Multi-Conference on Signal Systems & Devices*. May 2014. Pp. 251–255.
4. Kalasathya S., Sathish Khanna P. Implementation of solar power ac motor pump set on MPPT with battery backup for agriculture system. *International journal of engineering and computer science ISSN*. 2016. 2. Vol. 5. Pp. 18928–18933.
5. Burt C., Piao X., Gaudi F., Busch B. Electric motor efficiency under varying frequencies and loads. *Journal of irrigation and drainage engineering*. 2009. Pp. 129–136.
6. Voitek V.O. Energy cells for renewable energy. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2016. Vyp. 44. Pp. 29–34. (Ukr)

Надійшла 18.10.2018

Received 18.10.2018

УДК 621.3.01

МЕТОД СИНТЕЗУ НЕЛІНІЙНИХ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СЛІДКУВАЛЬНИХ СИСТЕМ**Б.І. Кузнецов**^{1*}, докт. техн. наук, **А.М. Туренко**^{2**}, докт. техн. наук, **Т.Б. Нікітіна**^{2***}, докт. техн. наук, **І.В. Бовдуй**^{1****}, канд. техн. наук, **В.В. Коломієць**^{2*****}, канд. техн. наук¹ – Інститут технічних проблем магнетизму НАН України,
вул. Індустріальна, 19, Харків, 61106, Україна,
e-mail: kuznetsov.boris.i@gmail.com² – Харківський національний автомобільно-дорожній університет,
вул. Ярослава Мудрого, 25, Харків, 61002, Україна

Розроблено метод багатокритеріального синтезу нелінійних робастних електромеханічних слідкувальних систем з параметричною невизначеністю. Матриці коефіцієнтів підсилення нелінійних зворотних зв'язків регулятора та нелінійного спостерігача визначаються на основі рішень рівнянь Гамільтона – Якобі – Беллмана – Айзекса. Вектор мети робастного керування визначається на основі рішення задачі векторного нелінійного програмування, в якій компонентами векторної цільової функції є прями показники якості, які пред'являються до системи в різних режимах роботи. Наведено результати моделювання та експериментальних досліджень динамічних характеристик синтезованої нелінійної електромеханічної слідкувальної системи. Бібл. 10.

Ключові слова: нелінійна робастна електромеханічна слідкувальна система, багатокритеріальний синтез, динамічні характеристики.

Вступ. Наявність в електромеханічних слідкувальних системах пружних елементів між приводним двигуном і робочим органом, невизначеність параметрів об'єктів керування, зміна масоінерційних характеристик, складні кінематичні схеми, невідомі зовнішні й внутрішні збурення [1] не дають змоги отримувати потенційно високі динамічні характеристики, які притаманні сучасним електромеханічним системам [2–4]. До слідкувальних систем висуваються різноманітні вимоги у разі їх роботи в різних режимах. Як правило, накладаються певні обмеження на якість перехідних процесів – задаються час першого узгодження, час регулювання, перерегулювання. Також задається максимальна дисперсія помилки стеження або стабілізації у разі випадкових задавальних і збурюючих дій [1]. Метод багатокритеріального синтезу лінійних регуляторів для лінійних слідкувальних систем розроблено в [5]. Проте динамічні характеристики синтезованих систем значною мірою визначаються нелінійностями елементів об'єкта керування. В режимі малих швидкостей руху вала двигуна і робочого органу показники якості визначаються моментами тертя на валах двигуна і робочого органу. А в режимі великих переміщень у разі розгону двигуна від нульової до номінальної швидкості показники якості визначаються обмеженнями за моментом двигуна і максимальною швидкістю обертання вала двигуна. Тому розробка методу синтезу нелінійних регуляторів для керування нелійними невизначеними об'єктами так, щоб синтезована система задовольняла низці критеріїв, які пред'являються до її роботи у різних режимах, є актуальною задачею.

Метою роботи є розробка методу багатокритеріального синтезу нелінійних електромеханічних слідкувальних систем, які задовольняють пропонованим вимогам у різних режимах роботи системи з урахуванням невизначеності параметрів об'єкта керування.

Метод синтезу. Запишемо нелінійну модель дискретного об'єкта робастного керування багатомасової електромеханічної слідкувальної системи з вектором стану x_k у вигляді різницевого рівняння стану:

$$x_{k+1} = f(x_k, u_k, \omega_k, \eta_k), \quad (1)$$

де u_k – вектор керування; ω_k і η_k – вектори зовнішніх сигнальних і параметричних збурень; f – нелінійна функція.

© Кузнецов Б.І., Туренко А.М., Нікітіна Т.Б., Бовдуй І.В., Коломієць В.В., 2019

ORCID ID: * <http://orcid.org/0000-0002-1100-095X>; ** <http://orcid.org/0000-0002-5773-1846>;*** <http://orcid.org/0000-0002-9826-1123>; **** <http://orcid.org/0000-0003-3508-9781>;***** <http://orcid.org/0000-0002-9073-5793>

У математичній моделі (1) враховуються нелінійні залежності тертя на валах приводного двигуна, редуктора і робочого органу, люфти між зубцями ведучої і веденої шестерні, обмеження за керуванням, струмом, моментом і швидкістю обертання двигуна, а також зміни моменту інерції об'єкта керування.

Задачею синтезу є визначення такого регулятора, який на підставі вимірюного виходу вихідної системи

$$y_k = Y(x_k, \omega_k, u_k) \quad (2)$$

формує керування u за допомогою динамічної системи, що описується рівнянням стану і виходу:

$$\xi_{k+1} = f(\xi_k, u_k, \omega_k, \eta_k) + \sum_{i=1}^3 G_i (y_k - Y(\xi_k, \omega_k, u_k)); \quad (3)$$

$$u_k = \sum_{i=1}^3 U_i(\xi_k, y_k), \quad (4)$$

де i – порядок форм G_i і U_i .

Синтез робастного регулятора (4) зводиться до визначення матриць форм U_i коефіцієнтів підсилення регулятора [3], який мінімізує норму вектора цілі

$$z_k = \sum_{i=2}^4 Z_i(x_k, u_k, \eta_k), \quad (5)$$

за вектором керування u_k , але максимізує цю ж норму за вектором невизначеності об'єкта керування η_k для найгіршого випадку (worst – case disturbance) [7].

Синтез робастного спостерігача (3) зводиться до визначення матриць форм G_i , коефіцієнтів підсилення спостерігача [6], який мінімізує норму вектора помилки відновлення вектора стану x_k вихідної нелінійної системи (1), але максимізує цю ж норму вектора помилки за вектором невизначеності об'єкта керування η_k і вектором зовнішніх сигнальних впливів ω_k , що також відповідає найгіршому випадку (worst – case disturbance) [8].

Матриці коефіцієнтів форм підсилення регулятора U_i і спостерігача G_i знаходяться з наближених рішень рівнянь Гамільтона – Якобі – Беллмана – Айзекса [9], причому матриці лінійних форм U_1 і G_1 знаходяться з рішень чотирьох рівнянь Ріккати, що відповідає стандартному «4 – Ріккати» підходу до синтезу лінійних робастних або анізотропних регуляторів [5].

Синтезована система у вигляді нелінійного об'єкта керування (1), який замкнутий робастним регулятором (4), (5), має певні динамічні характеристики, що визначаються моделлю об'єкта керування вихідної системи (1), зовнішніми параметричними збуреннями, параметрами вимірювальних пристроїв (6) і вектором цілі (7). Для коректного визначення вектора цілі (7) введемо вектор шуканих параметрів $\chi = \{Z_i(x_k, u_k, \eta_k)\}$, компонентами якого є шукані вагові матриці норм $Z_i(x_k, u_k, \eta_k)$. Введемо векторну цільову функцію, компонентами якої $F_i(\chi)$ є прямі показники якості, які висуваються до системи в різних режимах її роботи, а саме час першого узгодження, час регулювання, перерегулювання та ін. у наступному виді:

$$F(\chi) = [F_1(\chi), F_2(\chi) \dots F_m(\chi)]^T. \quad (6)$$

Для обчислення векторів цільової функції (6) і обмежень на змінні стану та керування виконується моделювання вихідної нелінійної системи (1), яка замкнута синтезованим нелінійним регулятором (2)...(4) у різних режимах роботи, за різних вхідних сигналів і різних значень параметрів об'єкта керування [5].

Для знаходження рішення багатокритеріальної задачі (6) з парето-оптимальних рішень з урахуванням відносин переваг побудовано алгоритм стохастичної мультиагентної оп-

тимізації на основі безлічі роїв частинок [9], причому кількість роїв дорівнює кількості компонентів m векторного критерію (6). Рух i -ї частинки j -го рою описується такими виразами:

$$v_{ij}(t+1) = w_j v_{ij}(t) + c_{1j} r_{1j}(t) H(p_{1j} - \varepsilon_{1j}(t)) [y_{ij}(t) - x_{ij}(t)] + c_{2j} r_{2j}(t) H(p_{2j} - \varepsilon_{2j}(t)) [y_j^*(t) - x_{ij}(t)]; \quad (7)$$

$$x_{ij}(t+1) = x_{ij}(t) + v_{ij}(t+1), \quad (8)$$

де $x_{ij}(t)$, $v_{ij}(t)$ – положення і швидкість i -ї частинки j -го рою.

Тут $y_{ij}(t)$ і y_j^* найкращі локальне і глобальне положення i -ї частинки, які знайдені відповідно тільки однією i -ю частинкою і всіма частинками j -го рою. Позитивні константи c_1 і c_2 , випадкові числа $r_{1j}(t)$ і $r_{2j}(t)$, коефіцієнти інерції w_j і функції перемикачів H є параметрами алгоритму, які настроюються [3].

Результати комп'ютерного моделювання. Наведемо результати дослідження динамічних характеристик і чутливості до зміни параметрів об'єкта керування нелінійної двомасової електромеханічної системи [5] з синтезованими нелінійними робастними регуляторами. В існуючій системі використовуються ПД регулятори, які реалізовані за допомогою гіроскопічного датчика кута та гіроскопічного датчика кутової швидкості, оскільки введення інтегральної складової призводить до виникнення незгасаючих коливань у режимі відпрацювання заданих кутів положення робочого органу, що обумовлено наявністю сухого тертя на валах приводного двигуна і робочого органу [1]. За допомогою синтезованих нелінійних робастних регуляторів вдалося забезпечити стійку роботу системи з урахуванням всіх істотних нелінійностей, які притаманні елементам цієї системи, у разі введення в контур керування двох інтегруючих ланок. Така синтезована нелінійна робастна система має астатизм 2-го порядку і з урахуванням всіх нелінійностей і моменту інерції робочого органу, який змінюється в ході роботи системи, дала змогу більш ніж у 3,7 разу підвищити плавність руху об'єкта керування у разі наведення на малих швидкостях. Плавність руху визначається максимальним відхиленням положення об'єкта керування від заданого у разі його руху на малій швидкості. Зауважимо, що цей показник значною мірою визначає потенційну точність роботи електромеханічної слідкувальної системи в одному з найбільш відповідальних режимів її роботи. Крім того, наявність астатизму другого порядку дала змогу суттєво зменшити помилку системи у типовому режимі роботи у разі слідкування за об'єктами, що рухаються з постійною швидкістю.

Застосування синтезованих нелінійних робастних регуляторів дало змогу також зменшити більш ніж у 5,3 разу час перехідних процесів у режимі відпрацювання малих кутів у порівнянні з існуючою системою. Причому у разі зміни моменту інерції робочого механізму на 30 %, час першого узгодження, час регулювання та перерегулювання перехідних процесів змінюються менш ніж на 5 %.

Синтезована система дала змогу також у 2,7...3,3 разу зменшити помилку відпрацювання гармонічних впливів заданого діапазону частот, у 2,5...3,8 разу зменшити помилку компенсації випадкової зміни моменту зовнішніх збурень, що підвищило ефективність роботи системи, яка встановлена на основі, що рухається нерівною поверхнею з заданою швидкістю і заданими параметрами нерівностей поверхні.

Крім того, за допомогою синтезованих нелінійних регуляторів загальні коефіцієнти підсилення зворотних зв'язків за змінними стану розподіляються між лінійними, квадратичними та кубічними формами, що дає змогу зменшити окремі коефіцієнти підсилення і завдяки цьому спростити реалізацію системи.

Результати експериментальних досліджень. Для проведення експериментальних досліджень розроблено макет двомасової електромеханічної системи. Він складається з двох електричних машин, вали яких з'єднані пружним елементом. Параметри його підібрані таким чином, щоб власні частоти механічних пружних коливань макета збігалися з експериментально отриманими механічними коливаннями реальної системи. За допомогою другої машини імітується момент збурення, який діє на робочий орган системи. Для різних режимів роботи системи цей момент збурення має ступеневий, лінійно зростаючий, гармонічний або випадковий вид. Відхилення динамічних характеристик, отриманих експериментально на макеті

для різних режимів роботи слідкувальної системи, не перевищує 7 % відносно комп'ютерного моделювання. Також були проведені експериментальні дослідження повномасштабного стенду електромеханічної слідкувальної системи, які в цілому підтвердили правильність результатів комп'ютерного моделювання та експериментальних досліджень макета системи.

Висновки. 1. Розроблено метод багатокритеріального синтезу нелінійних робастних регуляторів для керування нелійними багатомасовими електромеханічними слідкувальними системами з параметричною невизначеністю на основі вибору вектора цілі робастного керування шляхом вирішення відповідної задачі багатокритеріального нелінійного програмування, в якій компонентами вектора цільової функції є прямі показники якості, що висуваються до системи в різних режимах її роботи. Обчислення векторної цільової функції і обмежень носить алгоритмічний характер і пов'язане з синтезом нелінійних робастних регуляторів і моделюванням синтезованої замкнутої системи для різних режимів роботи, за різних вхідних сигналів і для різних значень параметрів об'єкта керування.

2. Синтез нелінійних робастних регуляторів і нелінійних робастних спостерігачів зводиться до вирішення системи рівнянь Гамільтона – Якобі – Беллмана – Айзекса, в яких матриці лінійних зворотних зв'язків і матриці коефіцієнтів підсилення лінійних спостерігачів знаходяться з рішень чотирьох рівнянь Ріккати, що відповідає стандартному «4–Ріккати» підходу до синтезу лінійних робастних регуляторів.

3. Результати досліджень динамічних характеристик синтезованої слідкувальної електромеханічної системи показали, що застосування синтезованих нелінійних робастних регуляторів дало змогу підвищити плавність руху об'єкта керування у разі наведення на малих швидкостях більше ніж у 3,7 разу, зменшити час перехідних процесів у режимі відпрацювання малих кутів більше ніж у 5,3 разу, зменшити помилку відпрацювання гармонічних впливів заданого діапазону частот у 2,7...3,3 разу та знизити чутливість системи до зміни параметрів об'єкта керування порівняно з існуючою системою.

4. Подальше підвищення точності синтезованої слідкувальної електромеханічної системи можливо отримати у разі відновлення за допомогою спостерігача вектора невизначених параметрів об'єкта керування і вектора зовнішніх сигнальних збурень та побудови на їх основі комбінованої системи керування.

1. Александров Е.Е., Богаенко И.Н., Кузнецов Б.И. Параметрический синтез систем стабилизации танкового вооружения. Київ: Техніка, 1997. 112 с.
2. Кондратенко І.П., Жильцов А.В., Пашин М.О., Васюк В.В. Вибір параметрів електромеханічного перетворювача індукційного типу для електродинамічної обробки зварних з'єднань. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 5. С. 83–88.
3. Мазуренко Л.І., Джура О.В., Романенко В.І., Білик О.А. Розрахункове дослідження асинхронних генераторів з двома статорними обмотками в складі зварювальних комплексів з широтно-імпульсними регуляторами струму. *Технічна електродинаміка*. 2012. № 3. С. 83–84.
4. Peresada S., Kovbasa S., Korol S., Zhelinskyi N. Feedback linearizing field-oriented control of induction generator: theory and experiments. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 2. С. 48–56.
5. Кузнецов Б.И., Никитина Т.Б., Татарченко М.О., Хоменко В.В. Многокритериальный синтез анизотропных регуляторов многомассовых электромеханических систем. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 4. С. 105–107.
6. Wilson J. Rugh Nonlinear System Theory. The Volterra Wiener Approach. The Johns Hopkins University Press, 2002. 330 p.
7. Ray S., Lowther D.A. Multi-objective optimization applied to the matching of a specified torque-speed curve for an internal permanent magnet motor. *Magnetics, IEEE transactions*. 2009. No. 45. Pp. 1518–1521.
8. Ren Z., Pham M.-T., Koh C.S. Robust global optimization of electromagnetic devices with uncertain design parameters: comparison of the worst case optimization methods and multiobjective optimization approach using gradient index. *Magnetics, IEEE transactions*. 2013. No. 49. Pp. 851–859.
9. Shoham Y., Leyton-Brown K. Multiagent Systems: Algorithmic, Game-Theoretic, and Logical Foundations. Cambridge University Press, 2009. 504 p.
10. William M. McEneaney. Max-plus methods for nonlinear control and estimation. Birkhäuser Boston Basel Berlin, 2006. 256 p.

УДК 621.3.01

Б.И. Кузнецов¹, докт. техн. наук, **А.Н. Туренко²**, докт. техн. наук, **Т.Б. Никитина²**, докт. техн. наук, **И.В. Бовдуй¹**, канд. техн. наук, **В.В. Коломиец²**, канд. техн. наук¹ – Институт технических проблем магнетизма НАН Украины,
ул. Индустриальная, 19, Харьков, 61106, Украина² – Харьковский национальный автомобильно-дорожный университет,
ул. Ярослава Мудрого, 25, Харьков, 61002, Украина**МЕТОД СИНТЕЗА НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ**

Разработан метод многокритериального синтеза нелинейных робастных электромеханических следящих систем с параметрической неопределенностью. Матрицы коэффициентов усиления нелинейных обратных связей регулятора и нелинейного наблюдателя определяются на основе решений уравнений Гамильтона – Якоби–Беллмана – Айзекса. Вектор цели робастного управления определяется на основе решения задачи векторного нелинейного программирования, в которой компонентами векторной целевой функции являются прямые показатели качества, предъявляемые к системе в различных режимах работы. Приведены результаты моделирования и экспериментальных исследований динамических характеристик синтезированной нелинейной электромеханической следящей системы. Библ. 10.

Ключевые слова: нелинейная робастная электромеханическая следящая система, многокритериальный синтез, динамические характеристики.

B.I. Kuznetsov¹, **A.N. Turenko²**, **T.B. Nikitina²**, **I.V. Bovdуй¹**, **V.V. Kolomiets²**,¹ – Institute of Technical Problems of Magnetism National Academy of Sciences of Ukraine,
19, Industrialna st., Kharkiv, 61106, Ukraine² – Kharkiv National Automobile and Highway University,
25, Yaroslava Mudrogo st., Kharkiv, 61002, Ukraine**METHOD OF SYNTHESIS OF NONLINEAR ELECTROMECHANICAL SERVO SYSTEMS**

A method of multiobjective synthesis of nonlinear robust electromechanical servo systems with parametric uncertainty is developed. Matrices of the nonlinear feedbacks regulator and the nonlinear observer are determined on the basis of the Hamilton-Jacobi-Bellman-Isaacs equations solutions. The goal vector of robust control is determined on the basis of the vector nonlinear programming problem solution, the vector objective function components are the direct quality indicators that are presented to the system in different modes of operation. The results of modeling and experimental research of the dynamic characteristics of a synthesized nonlinear electromechanical servo system are presented. References 10.

Key words: nonlinear robust electromechanical servo system, multiobjective synthesis, dynamic characteristics.

1. Aleksandrov E.E., Bogaenko I.N., Kuznetsov B.I. Parametric synthesis of tank weapon stabilization systems. Kyiv: Tekhnika, 1997. 112 p. (Rus)
2. Kondratenko, I.P., Zhylytsov, A.V., Pashchyn, N.A., Vasyuk, V.V. Selecting induction type electromechanical converter for electrodynamic processing of welds. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2017. No 5. Pp. 83–88 (Rus).
3. Mazurenko L.I., Dzhura O.V., Romanenko V.I., Bilyk O.A. Numerical investigation of induction generators with two stator windings in welding complexes with pwm current regulators. *Technical Electrodynamic*. 2012. No 3. Pp. 83–84. (Ukr)
4. Peresada S., Kovbasa S., Korol S., Zhelinskyi N. Feedback linearizing field-oriented control of induction generator: theory and experiments. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2017. No 2. C. 48–56.
5. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Tatarchenko M.O., Khomenko V.V. Multicriterion anisotropic regulators synthesis by multimass electromechanical systems. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2014. No 4. Pp. 105–107 (Rus).
6. Wilson J. Rugh. *Nonlinear System Theory. The Volterra Wiener Approach*. The Johns Hopkins University Press, 2002. 330 p.
7. Ray S., Lowther D.A. Multi-objective optimization applied to the matching of a specified torque-speed curve for an internal permanent magnet motor. *Magnetics, IEEE transactions*. 2009. No 45. Pp. 1518–1521.
8. Ren Z., Pham M.-T., Koh C.S. Robust global optimization of electromagnetic devices with uncertain design parameters: comparison of the worst case optimization methods and multiobjective optimization approach using gradient index. *Magnetics, IEEE transactions*. 2013. No 49. P. 851–859.
9. Shoham Y., Leyton-Brown K. *Multiagent Systems: Algorithmic, Game-Theoretic, and Logical Foundations*. Cambridge University Press, 2009. 504 p.
10. William M. McEneaney. *Max-plus methods for nonlinear control and estimation*. Birkhauser Boston Basel Berlin, 2006. 256 p.

Надійшла 21.12.2018

Recieved 21.12.2018

УДК 621.314: 621.391

ФОРМУВАННЯ НАВЧАЮЧИХ СУКУПНОСТЕЙ ДЛЯ СИСТЕМ ДІАГНОСТУВАННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНОГО ОБЛАДНАННЯ З УРАХУВАННЯМ РЕЖИМІВ ЙОГО РОБОТИ

С.М. Герцик, асп.

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна
e-mail: sergey.gertsik@gmail.com

Запропоновано методи формування просторів діагностичних ознак досліджуваного енергетичного обладнання, що працює у різних швидкісних режимах. На прикладах дослідження вібрацій підшипників кочення електроенергетичних машин доведено необхідність формування просторів діагностичних ознак з урахуванням режимів роботи досліджуваних об'єктів. Одержання експериментальних даних виконано з використанням лабораторного зразка системи вібродіагностування вузлів електроенергетичного обладнання. Бібл. 7, рис. 2, таблиця.

Ключові слова: електроенергетичне обладнання, системи діагностування, режими роботи ЕО.

Вступ. На сьогодні все більшого розвитку набувають системи діагностування електроенергетичного обладнання (ЕО), що дають змогу підвищити надійність їх роботи та продовжити залишковий ресурс. Це особливо актуально в сучасних умовах, оскільки в енергетичному комплексі України за різними оцінками (наприклад, [1, 2]) від 70 до 90 % основного та допоміжного обладнання виробило свій ресурс. Тому подальша експлуатація енергоємного, а в деяких випадках і вкрай небезпечного (наприклад, АЕС) обладнання потребує створення спеціальних методів та засобів, що допускають таку експлуатацію у разі одночасного забезпечення необхідного рівня надійності та безпеки. У роботах [1, 2] розглянуто принципи побудови систем технічного діагностування як нерухомих, так і рухомих вузлів ЕО з використанням автономних вимірювальних перетворювачів, що особливо важливо. Саме розміщення таких перетворювачів на рухомих валах енергетичних машин надає можливість здійснювати діагностування обертових частин цих машин.

Суттєвим і першочерговим моментом у разі створення таких систем є розробка математичних моделей діагностичних сигналів, що супроводжують роботу ЕО. Результати дослідження цих моделей дають можливість обґрунтувати можливі діагностичні ознаки.

Інше важливе завдання полягає у розробці моделей формування просторів діагностичних ознак, що відповідають різним технічним станам вузлів енергетичного обладнання, яке працює у різних режимах (швидкість обертання вала турбіни або ротора електричної машини, температура вузлів, що діагностуються, різні ступені електродинамічного та механічного навантаження тощо), проведенні експериментів, результати яких підтверджують залежність сформованих діагностичних просторів від режимів роботи вузлів ЕО [3].

У загальному сенсі задачу діагностування ЕО, що базується на відповідним чином обраній і аргументованій імовірнісній моделі вібрацій, можна звести до таких основних етапів [1, 4]:

1. Встановлення діагностичних ознак, що відповідають різним технічним станам вузлів ЕО, і чуттєвих до їх змін;
2. Вибір діагностичних просторів і формування за експериментальними даними навчальних сукупностей (так званий етап навчання), які відповідають певним дефектам у вузлах ЕО;
3. На базі побудованих навчальних сукупностей, які було сформовано шляхом попередньої реєстрації діагностичних сигналів, виконується побудова розв'язуючих правил з діагностування дефектів у вузлах ЕО, що досліджуються.

Відомо [2, 3], що кількісні оцінки діагностичних ознак для певного технічного стану об'єкта діагностування можуть змінюватись за величиною залежно від режиму експлуатації цього об'єкта. Отже, для забезпечення заданої точності діагностування необхідно здійснювати формування навчаючих сукупностей як з урахуванням виду дефекту досліджуваного об'єкта, так і режиму його роботи. В рамках виконання цієї роботи проведено серію вимірювань і подальший аналіз вібраційних процесів, зареєстрованих на підшипникових вузлах електричної машини, що працює у різних швидкісних режимах.

Виходячи з зазначених завдань можна сформулювати **мету роботи**, а саме: з використанням експериментального зразка інформаційно-вимірювальної системи статистичної діагностики розробити і експериментально перевірити методи формування навчаючих сукупностей, що дають змогу за допомогою цієї системи побудувати банк таких сукупностей, який би враховував одночасно тип можливих дефектів та режим роботи досліджуваного енергетичного обладнання.

Обґрунтування діагностичних ознак. Відповідно до запропонованої моделі [1, 3, 5] для формування навчаючих сукупностей використано вібраційні діагностичні сигнали, зареєстровані на підшипникових вузлах електричної машини, що працює у різних швидкісних режимах. Згідно з [1, 3, 5] вібраційні сигнали, що реєструються акселерометрами на цих об'єктах, є реалізаціями випадкового процесу. Суттєвим моментом у разі обґрунтування діагностичних ознак, крім вибору вузла ЕО, який підлягає діагностуванню, є також вибір математичного апарата, що використовується для дослідження діагностичних сигналів.

Як зазначалось у роботах [1, 3, 5], за результатами аналізу математичної моделі вібраційних процесів, що супроводжують роботу цих вузлів ЕО, найбільш повну інформацію для розв'язання задач діагностики містять кореляційна функція, спектральна щільність потужності й одновимірні щільності розподілу ймовірностей вібраційних процесів, що розглядається, або величини, які за ним визначаються: частоти резонансів, екстремуми кореляційної функції, ступеневі моменти та ін. Саме ці функції та параметри є елементами, за допомогою яких на другому етапі будуються навчальні сукупності.

Під навчальними сукупностями розуміємо певним чином сформовані й розбиті на підмножини набори параметрів, що вимірюються. Але в першу чергу як діагностичні ознаки можуть бути третій і четвертий моменти вібрацій, що наведено у [1, 5]. Проте на практиці зазвичай користуються не третім та четвертим моментами вібрацій підшипників, а коефіцієнтами асиметрії k і ексцесу γ [6, 7], які пов'язані з третім та четвертим моментами вібрацій такими співвідношеннями:

$$k^2 = \mu_3 / \mu_2^{3/2}; \quad (1)$$

$$\gamma = \beta_2 - 3, \quad (2)$$

де
$$\beta_2 = \mu_4 / \mu_2^2. \quad (3)$$

Характерною особливістю фізичних процесів, які відбуваються під час роботи ЕО змінного струму, зокрема електричних машин (ЕМ), що містять рухомі (обертіві) вузли, є, з одного боку, їхня циклічність (регулярність), а з іншого – вплив додаткових чинників випадкової природи, що виникають безпосередньо у вузлах працюючого обладнання. Так, шихтовані магнітопроводи піддаються дії змінного магнітного поля, спричиненого періодичними струмами, що протікають в обмотках; підшипники електричних машин знаходяться під впливом циклічно змінних механічних сил, викликаних обертанням валів тощо. Значення таких процесів не повторюються точно (в математичному розумінні) у кожному циклі (періоді), а мають стохастичний характер. Отже, математична модель діагностичних процесів має враховувати одночасно як циклічність, так і стохастичність досліджуваних фізичних процесів. Для побудови стохастичних математичних моделей діагностичних сигналів, що супроводжують роботу вузлів ЕО, була застосована теорія лінійних випадкових (ЛВП) та лінійних періодичних випадкових (ЛПВП) процесів [1, 5]. Використання цих класів процесів надало

можливість отримати повні імовірнісні характеристики досліджуваних діагностичних сигналів. Кількісні оцінки деяких з них і було використано як діагностичні ознаки.

Експериментальна перевірка діагностичних ознак. Для ілюстрації залежності кількісних оцінок діагностичних ознак від режимів роботи певних вузлів ЕО наведемо декілька прикладів. Для вирішення цього завдання обмежимось експериментальними випробуваннями такого важливого вузла електричних машин (ЕМ), як підшипник кочення. Перш за все, обмежимось кількома можливими режимами, а саме величиною кутової швидкості обертання вала ЕМ для найбільш поширених типів підшипників ЕО. Під час проведення експериментів за допомогою ІВС вібродіагностики вузлів ЕО здійснювалось вимірювання віброприскорення досліджуваних підшипників.

На рис. 1 наведено загальний вид експериментальної установки, на якій проводились випробування роботи підшипникових вузлів ЕМ у різних швидкісних режимах їх роботи. Її основне призначення полягало у експериментальній перевірці діагностичних ознак за наявності типових дефектів типу перекіс, відсутність мастила; дослідження пошкоджень зовнішнього або внутрішнього кільця підшипника внаслідок викривування металу (так званого пітінгу).

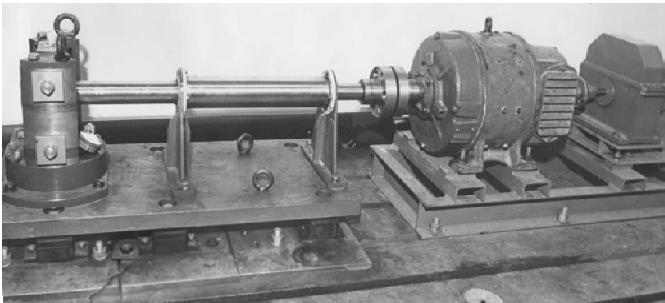


Рис. 1

Установка за конструкцією складається з трьох основних вузлів: електричного приводу, масивного вала, вузла кріплення і вимірювання вібрацій випробовуваного підшипника. Обертання випробовуваного підшипника, встановленого у вузлі кріплення і вимірювання вібрацій (зображений у лівій частині рис. 1), забезпечується електричним двигуном постійного струму типу П-51 через масивний вал. Цей двигун потужністю 11 кВт

забезпечує обертання випробовуваного підшипника з будь-якою швидкістю в діапазоні від 10 до 1500 об/хв. Застосування спеціальної муфти з гумовими пальцями дає змогу максимально знизити вібрації, зумовлені роботою електричного приводу. Крім того, зниження вібрацій вала експериментальної установки сприяє закріпленню його в опорах з підшипниками ковзання, виконаними з фторопласту, а також розміщенню вала і вузла кріплення та вимірювання вібрацій випробовуваного підшипника на масивній плиті.

Основне призначення вузла кріплення і вимірювання вібрацій підшипника – це можливість штучно відтворювати основні дефекти підшипника та розміщення первинної віброперетворювальної апаратури (акселерометрів). Для вимірювання віброприскорень досліджуваного підшипника використовувався акселерометр типу АВС-017, що дало змогу вимірювати вібрації підшипника в смузі частот 20 Гц ... 30 кГц. Він встановлювався в радіальному напрямку по відношенню до випробовуваного підшипника. Детально установку для випробувань підшипників описано в [1, 5].

Як зазначалось, випробуванням піддавались підшипники кочення типу 309 ЕШ₂ з різними типами дефектів (перекіс, відсутність мастила, дефекти внутрішнього та зовнішнього кільця, тіл кочення, що зумовлені викривуванням металу через його втомлюваність). Згідно з роботами [1, 2, 5, 6, 7] найбільш інформативними діагностичними ознаками, що дають змогу виявляти та класифікувати всі перелічені дефекти підшипників кочення, є коефіцієнти асиметрії k та ексцесу γ вібрацій досліджуваних підшипників кочення.

У таблиці наведено результати дослідження віброприскорень умовно справних підшипників кочення, встановлених на експериментальному стенді, що побудований на базі електричної машини (ЕМ) постійного струму типу П-51.

У випадку проведення експериментів з дослідження впливу величини кутової швидкості обертання вала ЕМ на кількісні оцінки основних діагностичних ознак (таблиця) швидкісний режим обертання вала змінювався дискретно зі значеннями $v_{\text{об}} \in (250, 500, 750, 1000)$

об/хв. Відповідно до створеної моделі [1, 3, 5] формування діагностичних просторів, що відповідають як певному технічному стану підшипника кочення (справний, відсутність мастила, перекіс, дефект внутрішнього кільця), так і певному вказаному швидкісному режиму, можна позначити як сукупність множин Ω , елементами якої є підмножини ω_{jn} , $j, n \in \overline{1,4}$. У такому позначенні індекс j відповідає певному технічному стану підшипника у разі його випробування на установці, а n – кутовій швидкості вала установки. У цьому випадку $n_1 = 250$ об/хв, $n_2 = 500$ об/хв, $n_3 = 750$ об/хв, $n_4 = 1000$ об/хв. Позначення ω_{jn} , $j, n \in \overline{1,4}$ наведено у таблиці. Тобто під кожною ω_{jn} , $j, n \in \overline{1,4}$ будемо уявляти певну навчальну сукупність (НС), що відповідає водночас як певному технічному стану досліджуваного підшипника кочення, так і певному режиму його роботи.

№ з/п	Умови випробування підшипника	Швидкість оберт. вала $v_{xв}$, об/хв		250	500	750	1000
		Познач. та результати випробувань					
1.	Справний	Познач. навч. сукупності		ω_{11}	ω_{12}	ω_{13}	ω_{14}
		Оцінки середн. знач. коефіцієн.	k	$0,039 \pm 0,005$	$0,035 \pm 0,009$	$0,042 \pm 0,012$	$0,039 \pm 0,007$
			γ	$0,184 \pm 0,037$	$0,193 \pm 0,013$	$1,051 \pm 0,137$	$1,531 \pm 0,372$
2.	Відсутнє мастило	Познач. навч. сукупності		ω_{21}	ω_{22}	ω_{23}	ω_{24}
		Оцінки середн. знач. коефіцієн.	k	$0,041 \pm 0,004$	$0,038 \pm 0,005$	$0,044 \pm 0,009$	$0,035 \pm 0,011$
			γ	$0,583 \pm 0,048$	$0,611 \pm 0,131$	$1,813 \pm 0,241$	$2,342 \pm 0,543$
3.	Перекіс	Познач. навч. сукупності		ω_{31}	ω_{32}	ω_{33}	ω_{34}
		Оцінки середн. знач. коефіцієн.	k	$0,037 \pm 0,003$	$0,035 \pm 0,010$	$0,036 \pm 0,011$	$0,032 \pm 0,006$
			γ	$1,007 \pm 0,111$	$1,171 \pm 0,173$	$2,331 \pm 0,255$	$3,007 \pm 0,743$
4.	Дефект внутр. кільця	Познач. навч. сукупності		ω_{41}	ω_{42}	ω_{43}	ω_{44}
		Оцінки середн. знач. коефіцієн.	k	$0,037 \pm 0,004$	$0,032 \pm 0,007$	$0,028 \pm 0,010$	$0,023 \pm 0,009$
			γ	$1,394 \pm 0,239$	$1,517 \pm 0,212$	$3,273 \pm 0,412$	$3,673 \pm 0,829$

*) Отримані значення оцінок коефіцієнтів асиметрії k слід помножити на множник 10^{-2} .

Для систематизації НС з метою їх подальшого зручного вибору у разі проведення діагностування ЕО ці сукупності можна представляти в матричній формі.

Сформовану множину діагностичних просторів Ω можна представити у такій матричній формі:

$$\Omega = \begin{pmatrix} \omega_{11} & \omega_{12} & \omega_{13} & \omega_{14} \\ \omega_{21} & \omega_{22} & \omega_{23} & \omega_{24} \\ \omega_{31} & \omega_{32} & \omega_{33} & \omega_{34} \\ \omega_{41} & \omega_{42} & \omega_{43} & \omega_{44} \end{pmatrix}. \quad (4)$$

Оскільки дії з матрицями добре формалізовані [3], представлення (4) дає можливість дуже швидко здійснити вибір НС, яка відповідає як певному режиму роботи ЕО, так і певному технічному стану досліджуваного підшипника кочення.

За результатами вимірювання реалізацій вібрацій досліджуваних підшипників можна зазначити, що кількісні оцінки середніх значень коефіцієнтів асиметрії k не залежать від зміни як швидкісного режиму, так і перелічених у таблиці можливих дефектів. Тобто у цьому випадку коефіцієнт асиметрії k не виявився інформативною діагностичною ознакою. Отримані значення оцінок коефіцієнтів асиметрії k свідчать про симетричний характер кривої

розподілу експериментально отриманих на установці (рис. 1) значень віброприскорень підшипників кочення.

Отримані значення кількісних оцінок середніх значень коефіцієнтів ексцесу γ віброприскорень підшипників підтвердили їх інформативність у разі діагностування вказаних типів дефектів підшипників кочення, що працюють у певних швидкісних режимах. За даними таблиці можна відмітити підвищення середніх значень коефіцієнта ексцесу γ за наявності певних дефектів у досліджуваних підшипниках. Так, у разі фіксованої швидкості обертання вала $v_{об} = 250$ об/хв спостерігається поступове підвищення середніх значень коефіцієнта ексцесу γ досліджуваних віброприскорень за наявності різних дефектів підшипників (відсутність мастила, перекіс, дефект внутрішнього кільця) у порівнянні зі справним підшипником. Максимальних значень цей параметр набуває у випадку дефекту внутрішнього кільця підшипника. Підвищення значень оцінок коефіцієнта ексцесу γ віброприскорень підшипників за наявності дефектів свідчать про наявність у вібраціях останніх імпульсів зі значною амплітудою. Отримані дані підтверджують результати, наведені у роботах [1, 5, 6, 7].

Зміна швидкісних режимів установки призводить до суттєвої зміни кількісних оцінок коефіцієнта ексцесу γ віброприскорень підшипників. З таблиці видно, що у разі збільшення швидкості обертання вала спостерігається збільшення середніх значень оцінок коефіцієнта ексцесу γ . Максимальні значення цього параметра відмічаються у разі випробувань підшипників з дефектами внутрішнього кільця та у разі швидкості обертання вала $v_{об} = 1000$ об/хв.

Наведені у таблиці дані підтверджують необхідність врахування швидкісних режимів роботи підшипників кочення у разі проведення діагностування їх технічного стану. Згідно з [1, 3, 5] цю задачу можна розв'язати шляхом побудови навчальних сукупностей, що базуються на використанні значень досліджуваного параметра γ і які враховують водночас як типи можливих дефектів, так і швидкісний режим роботи підшипника кочення. Найкращим способом це можна зробити, якщо використати для формування навчальних сукупностей діагностичний простір, у якому координатами є найбільш інформативні діагностичні ознаки. Враховуючи експериментально отримані дані таблиці, в якості такого діагностичного простору може бути вибрана відома у статистиці діаграма Пірсона [1, 5].

Формування навчальних сукупностей у просторі пірсонівських кривих. Основні етапи завдання діагностування ЕО з використанням статистичних методів розглянуто в роботах [1, 5]. Коротко зупинимося на питаннях побудови і формування навчальних сукупностей (НС), які відповідають певним технічним станам досліджуваних підшипників кочення та режимам їх роботи. Для цього використаємо результати дослідження вібрацій підшипників, які наведено у таблиці.

Як показано в [1, 5, 6], коефіцієнти асиметрії k та ексцесу γ , що характеризують розподіл процесів вібрації різних вузлів ЕО, можуть бути використані як діагностичні ознаки для визначення технічного стану або ступеня навантаження вузлів ЕО.

Якщо замість коефіцієнтів k та γ скористатися пов'язаними з ними параметрами

$$\beta_1 = k^2, \beta_2 = \gamma + 3, \quad (5)$$

то як діагностичний простір можна вибрати площину (β_1, β_2) , в якій будується діаграма Пірсона [1, 5]. Коротко розглянемо питання формування в діагностичному просторі (β_1, β_2) НС, що відповідають різним технічним станам та різним швидкісним режимам випробування досліджуваного підшипника. Для цього встановимо межі зміни кількісних оцінок $\overline{\beta_1}$ і $\overline{\beta_2}$ залежно від виду дефекту та швидкісного режиму випробуваного підшипника. Риска над символом $\overline{\beta_1}$ означає оцінку параметра β_1 . Ця ж система позначень зберігається і для інших параметрів.

На рис. 2 представлено НС у діагностичному просторі (β_1, β_2) , сформовані за результатами дослідження реалізацій процесу вібрацій підшипника кочення, що має різні тех-

нічні стани і працює у різних швидкісних режимах. Кожна навчальна сукупність є еліпсом розсіювання [6], побудованим за точками, координатами яких є усереднені оцінки $\overline{\beta}_1$ і $\overline{\beta}_2$, де позначено: 1 – навчальна сукупність, що відповідає випробуванням умовно справного підшипника кочення; 2 – відсутнє мастило; 3 – перекіс; 4 – дефект внутрішнього кільця. Всі ці позначення збережено для НС, що сформовано для випробувань підшипника, працюючого у різних швидкісних режимах (рис. 2, *a–z*). Представлені на цих рисунках еліпси розсіювання були побудовані за результатами обробки від 85 до 100 вибірок експериментально вимірених реалізацій віброприскорень досліджуваних підшипників кочення, що випробувались на установці (рис. 1), і мали як різні технічні стани, так і випробувались у різних швидкісних режимах. Кожна з наведених на рис. 2 точок відповідає одній реалізації віброприскорень підшипника кочення, що мав одне із перелічених технічних станів і випробувався у чотирьох швидкісних режимах $v_{об} \in (250, 500, 750, 1000)$ об/хв. У свою чергу кожен із еліпсів розсіювання «покривав» своїми границями до 95 % експериментально отриманих точок, що відповідали певним умовам випробувань досліджуваних підшипників.

Порівняння розміщення НС на площині (β_1, β_2) показує їх суттєву залежність як від типу дефекту, так і від швидкісного режиму роботи установки (рис. 1). Тобто кожній НС слід поставити у відповідність певне позначення підмножини ω_{jn} , яка б поєднувала у собі інформацію як про технічний стан досліджуваного підшипника, так і про швидкісний режим його роботи.

Використання для формування НС діагностичного простору діаграми Пірсона з коор-

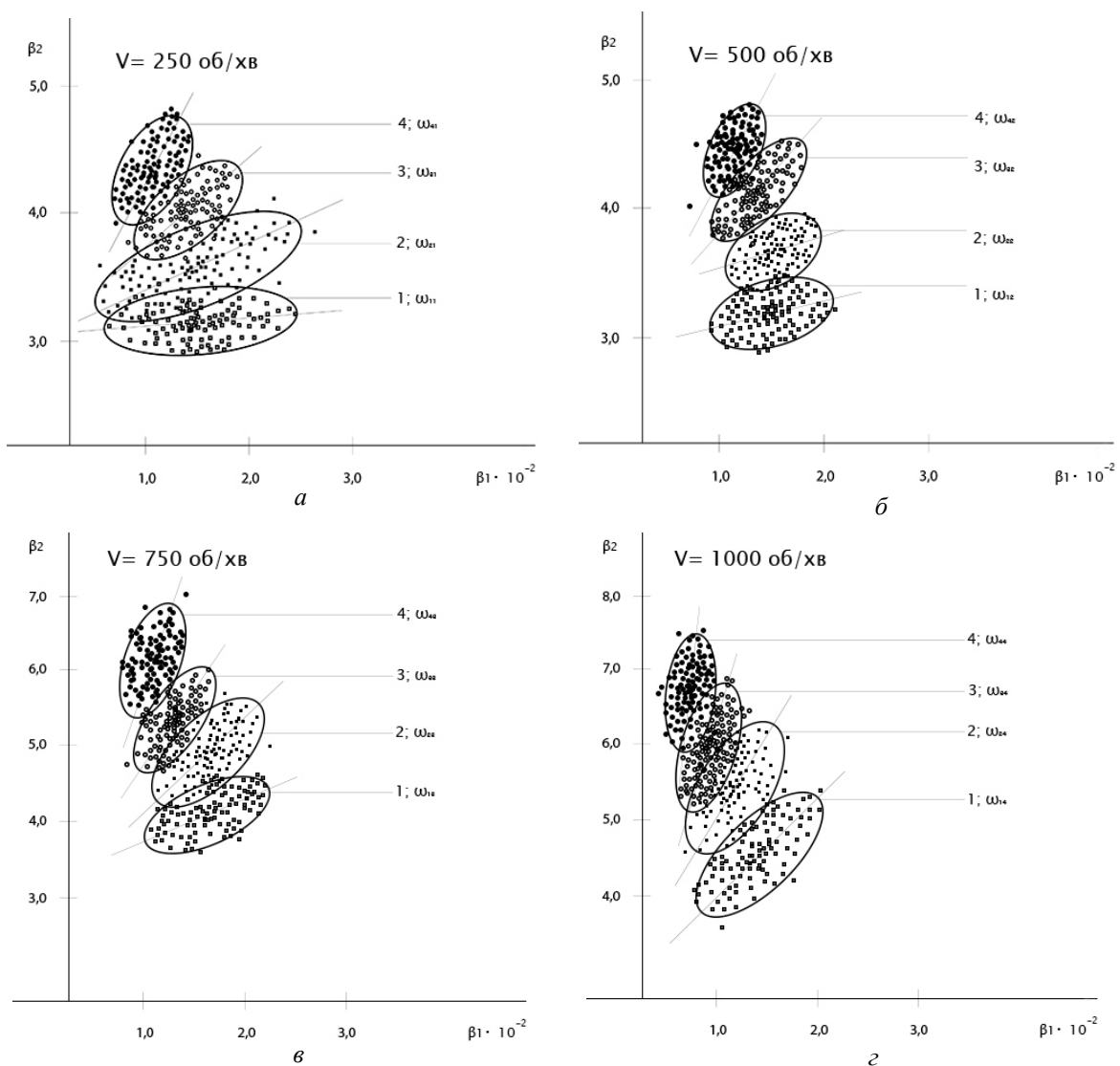


Рис. 2

динатами (β_1, β_2) дає можливість за отриманими координатами β_1 та β_2 визначити основні параметри і тип кривої розподілу, що відповідає отриманим експериментальним даним. Цей факт дає змогу більш точно проводити діагностування технічного стану досліджуваних об'єктів, оскільки крім β_1 та β_2 можна використовувати й інші параметри (наприклад, κ – каппа Пірсона, S та ін. [1, 5]), що характеризують розподіл у системі кривих Пірсона.

На основі проведених досліджень можна констатувати, що переважна більшість гістограм, побудованих за результатами обробки зареєстрованих реалізацій процесу вібрацій підшипників, апроксимувалась в основному четвертим та сьомим типами кривих з системи Пірсона [1, 5], тобто криві розподілу мали симетричний вигляд по відношенню до середнього значення із загостреною вершиною. Крім того, для переважної більшості експериментів відзначалося деяке збільшення (в середньому) оцінки коефіцієнта β_2 . Це пояснюється тим, що за появи дефектів (відсутність мастила, перекіс, дефекти внутрішнього кільця) у зареєстрованих реалізаціях процесу вібрацій, відзначається поява імпульсів зі значною амплітудою.

Висновки. За допомогою розробленого лабораторного зразка системи вібродіагностики вузлів електротехнічного обладнання вперше за експериментальними даними віброприскорень досліджуваних підшипників кочення сформовано навчальні сукупності, що відповідають водночас як певним технічним станам підшипників кочення, так і швидкісним режимам їх випробувань.

Вперше відповідно до розробленої математичної моделі запропоновано представлення навчальних сукупностей у вигляді матриці, елементи якої враховують водночас як можливий тип дефекту досліджуваного підшипника кочення, так і швидкісний режим його роботи.

Використання як діагностичного простору діаграми Пірсона дає можливість за результатами вимірювань вібрацій досліджуваних підшипників кочення отримати основні статистичні параметри, що характеризують розподіл експериментальних даних і тим самим підвищити точність формування навчаючих сукупностей і подальший результат діагнозу технічного стану досліджуваного об'єкта.

1. Бабак С.В., Мыслович М.В., Сысак Р.М. Статистическая диагностика электротехнического оборудования. Киев: Институт электродинамики НАН Украины. 2015. 456 с.
2. Герцик С.М., Гижко Ю.І., Мыслович М.В., Остапчук Л.Б., Сисак Р.М. Алгоритми функціонування та програмне забезпечення багаторівневої системи моніторингу стану та технічного діагностування обладнання об'єктів електроенергетики. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 4. С. 86-88.
3. Герцик С.М., Мыслович М.В. Моделі формування навчаючих сукупностей для діагностування електротехнічного обладнання з урахуванням режимів його роботи. *Метрологія та прилади*. 2017. № 5-1(67). С. 94–97.
4. Мыслович М.В., Сисак Р.М. Про деякі особливості побудови інтелектуальних багаторівневих систем технічної діагностики електроенергетичних об'єктів. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 1. С. 78–85.
5. Марченко Б.Г., Мыслович М.В. Вибродиагностика подшипниковых узлов электрических машин. Киев: Наукова думка. 1992. 96 с.
6. McInerney S.A., Dai Y. Basic Vibration Signal Processing for Bearing Fault Detection. *IEEE Transactions on Education*. 2003. Vol. 46, No 1. Pp. 149–156.
7. Immovilli F., Cocconcelli M. Experimental Investigation of Shaft Radial Load Effect on Bearing Fault Signatures Detection. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 53, No.3. May/June 2017. Pp. 2721–2729.

УДК 621.314: 621.391

С.Н. Герцык, асп.

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

ФОРМИРОВАНИЕ УЧЕБНЫХ СОВОКУПНОСТЕЙ ДЛЯ СИСТЕМ ДИАГНОСТИКИ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ С УЧЕТОМ РЕЖИМОВ ЕГО РАБОТЫ

Предложено методы формирования пространств диагностических признаков исследуемого энергетического оборудования, которое работает в разных скоростных режимах. На примерах исследования вибраций подшипников качения электроэнергетических машин доказана необходимость формирования пространств диагностических признаков с учетом режимов работы исследуемых объектов. Получение экспериментальных данных выполнено с использованием лабораторного образца системы вибродиагностики узлов электроэнергетического оборудования. Библиограф. 7, рис. 2, таблица.

Ключевые слова: электроэнергетическое оборудование, системы диагностики, режимы работы ЭО.

S.M. Hertsyk

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

FORMATION OF EDUCATIONAL TEACHINGS FOR DIAGNOSTIC SYSTEMS ELECTRIC POWER EQUIPMENT TAKING INTO ACCOUNT THE MODES OF ITS WORK

Methods are proposed for the formation of diagnostic signs of the studied power equipment, which operates in different speed modes. Using the examples of studying vibrations of rolling bearings of electric power machines, it is proved that it is necessary to form spaces of diagnostic signs taking into account the operating modes of the objects under study. Obtaining the experimental data was performed using a laboratory sample of the vibrodiagnostics system of electric power equipment nodes. References 7, figures 2, table.

Key words: electric power equipment, diagnostic systems, operating modes of electrotechnical equipment.

1. Babak S.V., Myslovich M.V., Sysak R.M. Statistical diagnostics of electrical equipment. Kyiv: Institute of Electrodynamics National Academy of Science of Ukraine. 2015. 456 p. (Rus)
2. Hertsyk S.M., Gyzko Yu.I., Myslovych M.V., Ostapchuk L.B., Sysak R.M. Functional Algorithms and Software for Multi-level System Monitoring and Technical Diagnostics of Electrical Equipment Facilities. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2016. No 4. Pp. 86–88. (Ukr)
3. Hertsyk S.M., Myslovych M.V. Models of training sets for the diagnosis of electrical equipment, considering the modes of its work. *Metrologia ta prylady*. 2017. No 5-1(67). P. 94–97. (Ukr)
4. Myslovych M.V., Sysak R.M. Some peculiarities of construction of intelligent multilevel systems of technical diagnostics of electric power objects. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2015. No 1. Pp. 78–85. (Ukr)
5. Marchenko B.G., Myslovich M.V. Vibrodiagnostics of bearing units of electric machines. Kyiv: Naukova dumka. 1992. 96 p. (Rus)
6. McInerney S.A., Dai Y. Basic Vibration Signal Processing for Bearing Fault Detection. *IEEE Transactions on Education*. 2003. Vol. 46, No 1. Pp. 149–156.
7. Immovilli F., Cocconcelli M. Experimental Investigation of Shaft Radial Load Effect on Bearing Fault Signatures Detection. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 53, No 3. May/June 2017. P. 2721–2729.

Надійшла 08.02.2019
Received 08.02.2019

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

УДК 621.31

УПРАВЛЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЕМ ПИТАНИЯ ДАТЧИКОВ ХОЛЛА В МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

К.П. Акинин, докт. техн. наук, **А.Е. Антонов**, докт. техн. наук, **В.Г. Киреев**, канд. техн. наук
Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина
e-mail: k.p.aki2017@gmail.com

Разработаны и исследованы способы управления напряжением питания системой датчиков Холла без потери информации о положении ротора бесконтактного двигателя с постоянными магнитами путем включения напряжения питания датчиков в моменты времени, предшествующие измерениям магнитного поля, и последующего отключения напряжения. Использование таких способов позволяет на порядок и более снизить энергопотребление датчика положения ротора и тем самым повысить КПД магнитоэлектрических систем малой мощности. Библ. 7, рис. 7.

Ключевые слова: магнитоэлектрическая система, бесконтактный двигатель с постоянными магнитами, датчик Холла, управление напряжением питания.

Введение. В настоящее время датчики Холла находят широкое распространение для определения положения ротора бесконтактных двигателей с постоянными магнитами (БДПМ). При этом в магнитоэлектрических системах (МЭС) малой мощности на основе БДПМ мощность, потребляемая датчиками Холла, может быть соизмеримой с полезной мощностью на валу двигателя [1].

В [2, 3] описан общий подход, при котором снижение уровня потребления датчиков Холла в различных практических приложениях достигается путем периодического включения и отключения напряжения питания датчиков.

В работе [4] представлен трехфазный электропривод на основе БДПМ с датчиками Холла, в котором выводы их питания подключены к общему управляющему выходу системы управления.

Практика построения МЭС малой мощности на основе БДПМ показывает актуальность энергосбережения за счет управления напряжением питания датчиков Холла. Во-первых, это позволяет повысить КПД МЭС в целом, во-вторых, упростить и минимизировать аппаратную часть источников питания системы управления. При разработке способов энергосбережения при питании датчика положения ротора БДПМ, реализуемого на основе датчиков Холла, последние следует рассматривать как n -фазную систему с учетом конструктивных особенностей их установки и задач управления двигателем. В таком случае необходимо ответить на ряд вопросов:

- доступны ли конструктивно для подключения выводы питания датчиков Холла или все они подключены электрически к одному источнику питания?
- требуется ли точное определение периодов выходных сигналов датчиков Холла или допустимо их определение с заданной погрешностью?
- какой тип установленных датчиков Холла – дискретные или аналоговые?

Цель статьи состоит в разработке и сравнительном исследовании способов управления напряжением питания трехфазной системы датчиков Холла магнитного поля бесконтактного двигателя с постоянными магнитами.

Первый способ [5]. В случае доступности для подключения всех выводов питания датчиков Холла и необходимости точного определения периодов выходных сигналов дис-

кретных датчиков предложен способ управления напряжениями питания. В общем случае количество датчиков Холла может быть не меньше двух.

На рис. 1 и 2 показаны функциональная схема трехфазной МЭС и диаграммы сигналов, иллюстрирующие предложенный способ, где ДХ1, ДХ2, ДХ3 – датчики Холла; ЛБ, СУ – логический блок и система управления; БД – БДПМ; $u_{П1}, u_{П2}, u_{П3}, u_{ДХ1}, u_{ДХ2}, u_{ДХ3}$ – напряжения питания и выходные сигналы трех датчиков Холла; $u_{С1}, u_{С2}, u_{С3}$ – выходные сигналы логического блока; T_3 – принятая величина задержки включения напряжения питания; T_C – период сигнала датчика.

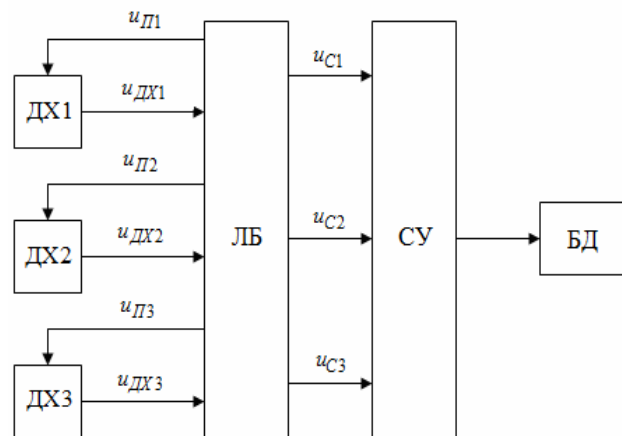


Рис. 1

В начальном состоянии при пуске двигателя на выводы питания датчиков Холла подаются все три напряжения питания, а по мере вращения двигателя и регистрации изменений выходных сигналов датчиков происходит отключение напряжения питания именно того датчика, где произошло очередное изменение. После регистрации изменения сигнала и отключения напряжения питания датчика с задержкой времени T_3 происходит включение напряжения питания следующего по очереди датчика.

Для количественной оценки эффекта экономии электроэнергии определим относительную длительность τ подключения датчика Холла к источнику питания:

$$\tau = \frac{2T_{И}}{T_C} = \frac{2(T_{3\max} - T_3)}{T_C},$$

где $T_{И} = T_{3\max} - T_3$ – длительность импульсов напряжения питания датчиков; $T_{3\max}$ – максимально возможная длительность задержки времени, которая в установившемся режиме работы двигателя определяется по формуле $T_{3\max} = \frac{T_C}{2n}$, где n – количество датчиков Холла.

Величина $T_{3\max}$ для интервала времени, на котором формируется задержка, определяется на основании последнего измеренного интервала времени между предыдущим и последним зарегистрированными моментами изменения выходных сигналов датчиков. Таким образом, принятая величина задержки времени T_3 включения напряжения питания на каждом интервале повторяемости не должна превышать последний измеренный интервал повторяемости с некоторым запасом для надежной регистрации моментов изменения выходных сигналов датчиков.

На рис. 2 пунктирными линиями по-

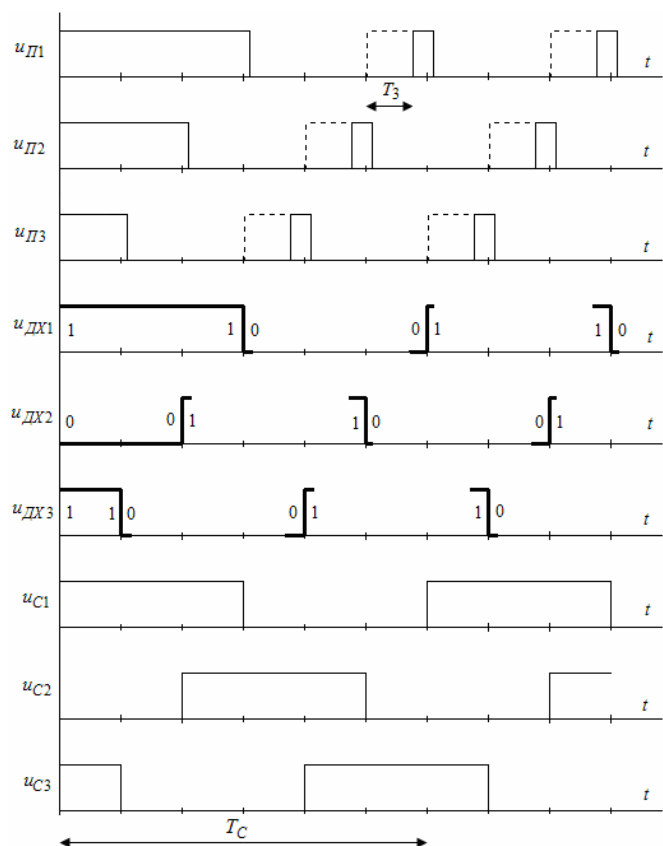


Рис. 2

казаны импульсы напряжения $u_{П1}$, $u_{П2}$ и $u_{П3}$ без учета какой-либо задержки. При этом не требуется измерение временных интервалов между моментами регистрации изменения выходных сигналов. Однако в этом случае достигается только трехкратная экономия электроэнергии питания датчиков Холла.

Рекомендации по выбору величины задержки T_3 можно сделать на основании исследований характера изменений параметра $T_{3\max}$ в случае пуска двигателя при изменении угловой скорости вращения по линейному закону $\omega(t) = 2\beta t$ при $0 < t$, где t – время; 2β – ускорение изменения угловой скорости ротора. При этом фиксированные моменты времени $t(i)$, в которые происходят изменения сигналов датчиков, определяются по формуле

$t(i) = \sqrt{i} \cdot \sqrt{\frac{2\pi}{\beta N}}$, где i – номер отсчетов. Количество интервалов повторяемости работы

МЭС за один оборот вала двигателя определяется как $N = 2np$, где p – количество пар полюсов ротора двигателя. Тогда определяются значения i -го интервала времени между моментами регистрации изменений выходных сигналов датчиков $T_{3\max}(i) = t(i) - t(i-1)$. Затем определяется отношение следующего и предыдущего значений этих интервалов времени:

$$k_1 = \frac{T_{3\max}(i+1)}{T_{3\max}(i)} = \frac{t(i+1) - t(i)}{t(i) - t(i-1)}$$

Ряду значений номеров отсчета i , например: 1; 2; 3; 4; 5; 7; 15, соответствует ряд значений коэффициента k_1 : 0,4142; 0,7674; 0,843; 0,881; 0,904; 0,931; 0,9667. Из этого примера видно, что по мере разгона двигателя величина k_1 приближается к единице, а после значения $i = 5$ отличие величин $T_{3\max}(i)$ от $T_{3\max}(i+1)$ не превышает 10 %. Поэтому в широком диапазоне изменения частоты вращения может быть принято соотношение $T_3 = 0,9T_{3\max}$.

В таком случае имеем $\tau = \frac{0,2 \cdot T_{3\max}}{T} = \frac{0,1}{n}$. В соответствии с величиной относительной длительности τ определяется мощность $P_{П}$, потребляемая датчиками Холла при использовании предложенного способа их подключения к источнику питания:

$$P_{П} = n \tau U_{П} I_{П}, \quad (1)$$

где $U_{П}$ – амплитуда напряжения питания датчиков Холла; $I_{П}$ – ток потребления одного датчика.

Очевидно, что величина относительной длительности τ определяет эффект энергосбережения. В таком случае при $n = 3$ имеем $\tau = 0,03333$, а потребление электрической энергии датчиками Холла оказывается в тридцать раз меньшим по сравнению со случаем стационарного питания датчиков Холла.

Второй способ [6]. Для случая, когда выводы питания датчиков Холла электрически объединены в одном конструктивном модуле и недоступны для подключения, а также когда необходимо точное определение периодов выходных сигналов дискретных датчиков, рассматривается еще одна модификация способа управления напряжением питания. На рис. 3 и 4 показаны функцио-

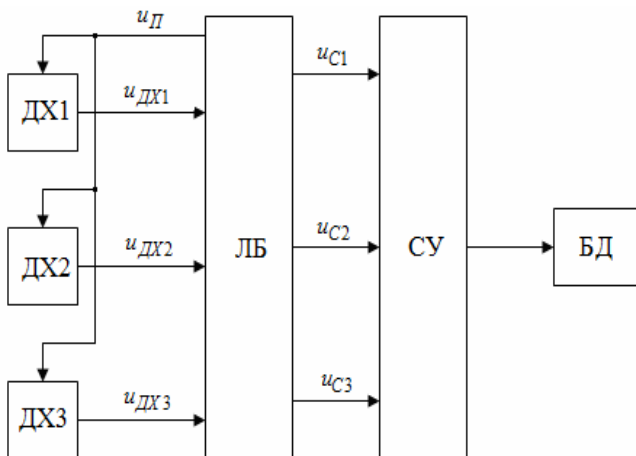


Рис. 3

нальная схема трехфазной МЭС и диаграммы сигналов, иллюстрирующих предложенный способ, где u_{II} – общее напряжение питания трех датчиков Холла.

Так же, как и в предыдущем способе, в начальном состоянии при пуске двигателя на объединенные выводы питания датчиков Холла подается напряжение питания u_{II} , однако после первой же регистрации изменения выходного сигнала любого из датчиков отключается напряжение питания и включается с задержкой времени T_3 , величина которой задается так же, как и в предыдущем случае.

Относительная длительность τ подключения датчика Холла к источнику питания определяется с учетом

количества датчиков n : $\tau = \frac{2nT_{II}}{T_C} = \frac{2n(T_{3max} - T_3)}{T_C}$. В случае принятия допущения

$T_3 = 0,9T_{3max}$ имеем

$$\tau = \frac{0,2nT_{3max}}{T} = 0,1. \tag{2}$$

С учетом (2) и формулы (1) для мощности, потребляемой датчиками Холла, оказывается, что потребление электрической энергии датчиками в десять раз меньше по сравнению со случаем стационарного питания датчиков Холла.

Третий способ [7]. Для случая, когда не требуется точное определение периодов выходных сигналов дискретных или аналоговых датчиков Холла, при любой схеме соединения выводов питания датчиков рассматривается способ управления напряжением питания, при котором не осуществляется привязка к моментам изменения выходных сигналов, а напряжение питания подается в виде периодической последовательности импульсов напряжения.

На рис. 5 и 6 показаны диаграммы сигналов, иллюстрирующие данный способ при использовании как дискретных, так и аналоговых датчиков, где $u_{II n}$, $u_{DX n}$, $u_{C n}$ – напряжения питания, выходных сигналов датчиков Холла и входных сигналов системы управления, где n – количество датчиков Холла; $f_n(i)$ – решетчатая функция, которая формируется на основании регистрации выходных сигналов датчиков Холла; T_k – период следования импульсов напряжения.

Из рис. 5 и 6 видно, что напряжения питания $u_{II n}$ датчиков Холла представляют собой последовательности, а в случае объединения выводов питания датчиков в одну точку – одну последовательность импульсов напряжения, которая определяется периодом T_k следо-

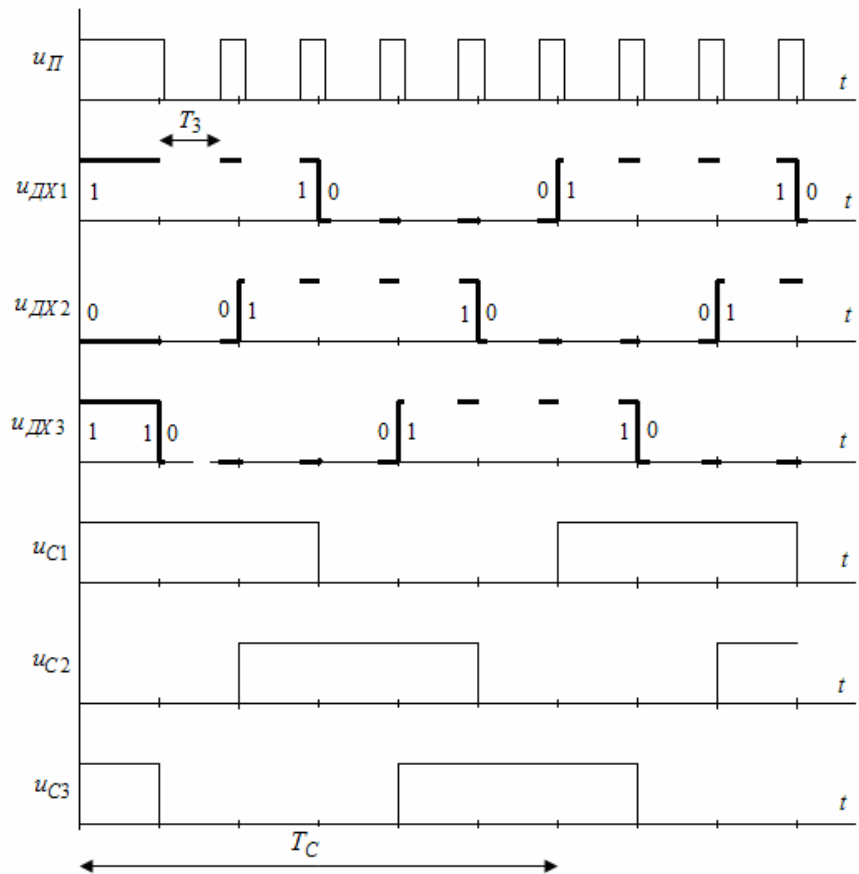


Рис. 4

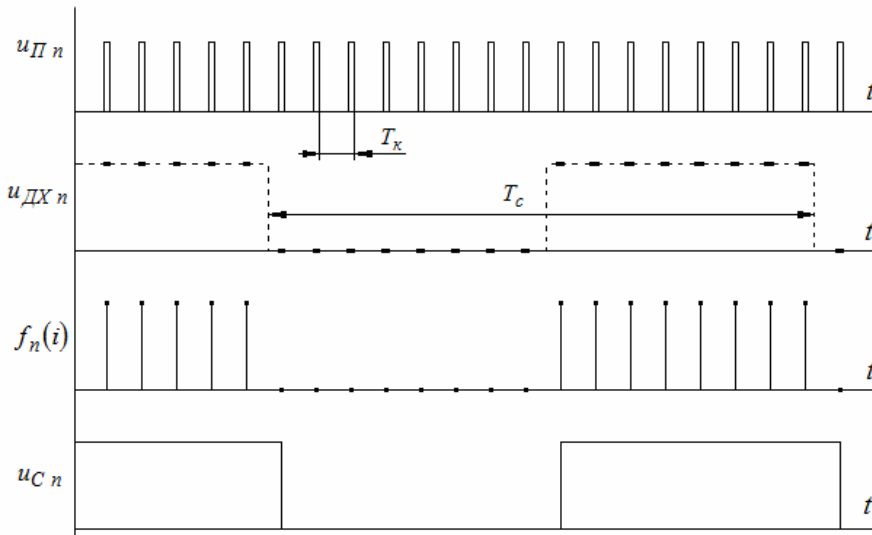


Рис. 5

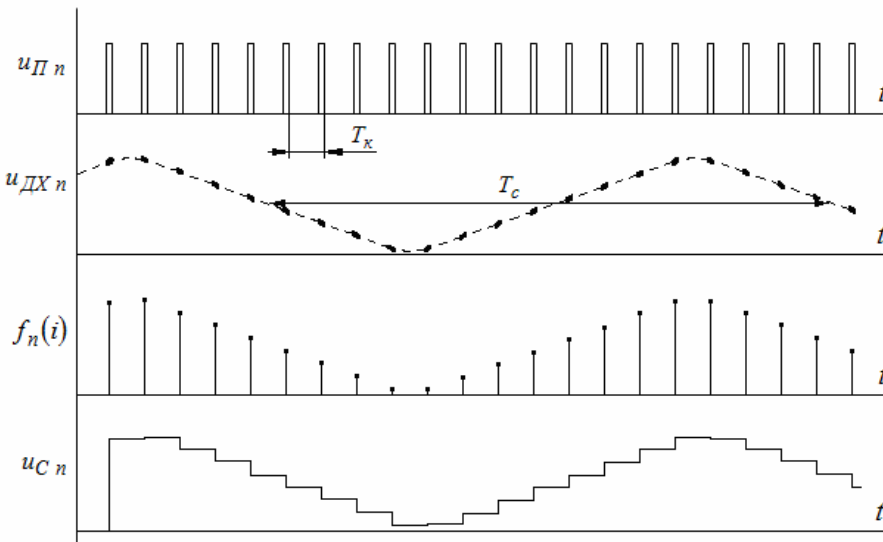


Рис. 6

вания импульсов и их длительностью T_{II} . На интервалах присутствия напряжения питания на выходах датчиков Холла поддерживаются сигналы $u_{ДХn}$, обозначенные на рисунках жирными линиями, которые в логическом блоке запоминаются в виде последовательностей значений решетчатых функций $f_n(i)$. На основании полученных данных формируются входные сигналы $u_{Сn}$ системы управления, соответствующие положению ротора.

Длительность T_m импульсов напряжения питания $u_{Пn}$ определяется временем, необходимым для установления на выходе датчиков Холла информативного сигнала и регистрации его значения в блоке регистрации и управления.

Период T_k следования импульсов напряжения питания $u_{Пn}$ определяется в соответствии со значением допустимой ошибки ε определения периода T_c сигнала датчика $T_k = \varepsilon T_c$.

Управление бесконтактным двигателем может осуществляться как с рассчитанной заранее номинальной величиной периода T_c (если двигатель должен вращаться с заданной наперед угловой скоростью), так и с величиной периода T_c , которая периодически измеряется (если угловая скорость изменяется в процессе работы двигателя).

Эффект экономии электроэнергии, потребляемой датчиками Холла, определяется рядом факторов: временем, необходимым для установления на выходе датчика Холла информативного сигнала и его регистрации, погрешностью ε определения периода T_c выходного сигнала датчика, величина которого может изменяться в широких пределах, обратно пропорционально значению частоты вращения двигателя $T_c = \frac{2\pi}{\omega}$.

Таким образом, эффект экономии электроэнергии определяется относительной длительностью τ подключения датчика Холла к источнику питания:

$$\tau = \frac{T_m}{T_k} = \frac{T_m \omega}{2\pi\varepsilon}.$$

По формуле (1) в соответствии с величиной относительной длительности τ определя-

ется мощность P_{II} , потребляемая датчиками Холла при использовании данного способа их подключения к источнику питания. Например, при $T_m = 0,000004 \text{ с}$, $\varepsilon = 0,01$ и трех значениях частоты вращения $\omega_1 = 314 \text{ с}^{-1}$, $\omega_1 = 31,4 \text{ с}^{-1}$ и $\omega_1 = 3,14 \text{ с}^{-1}$ достигаются значения относительной длительности τ : 0,02; 0,002 и 0,0002. То есть при таких условиях потребления электрической энергии датчиками Холла оказывается в 50, 500 и 5000 раз меньше, чем в случае непрерывного питания датчиков Холла.

Четвертый способ как комбинация предыдущих. В случае конструктивной доступности всех выводов питания дискретных датчиков Холла возможна реализация комбинированного способа управления напряжением питания путем сочетания первого и третьего способов управления. Диаграммы сигналов, иллюстрирующие комбинированный способ управления, обозначены на рис. 7, где условно показаны импульсы напряжения питания и соответствующие им выходные сигналы датчиков.

Пачки импульсов напряжения питания подаются заблаговременно в течение одного интервала повторяемости, при этом не предполагается измерение временных интервалов между соседними импульсами. Использование такого способа обеспечивает дополнительно трехкратную экономию электроэнергии по сравнению с третьим способом управления.

Выводы. Предложенные способы управления напряжением питания датчиков Холла в разной мере позволяют экономить электроэнергию питания датчиков. Отметим некоторые их особенности.

В первом и втором способах управления напряжением возможно точное измерение периода или временных интервалов изменения выходных сигналов датчиков Холла, однако если в этом нет необходимости, измерение этих интервалов усложняет алгоритм управления напряжением питания. Кроме того, заблаговременное подключение напряжения питания с целью надежной регистрации предстоящего изменения сигнала не позволяет в полной мере минимизировать потребление датчиков Холла.

В третьем способе исключается привязка формирования импульсов напряжения к моментам изменения выходных сигналов, поэтому не требуется измерение на каждом интервале повторяемости временных интервалов, а способ управления оказывается значительно проще и сводится к формированию равномерной последовательности импульсов напряжения питания датчиков Холла. При этом энергосбережение обеспечивается уже с самого начала пуска двигателя. Задание периода следования импульсов напряжения питания может осуще-

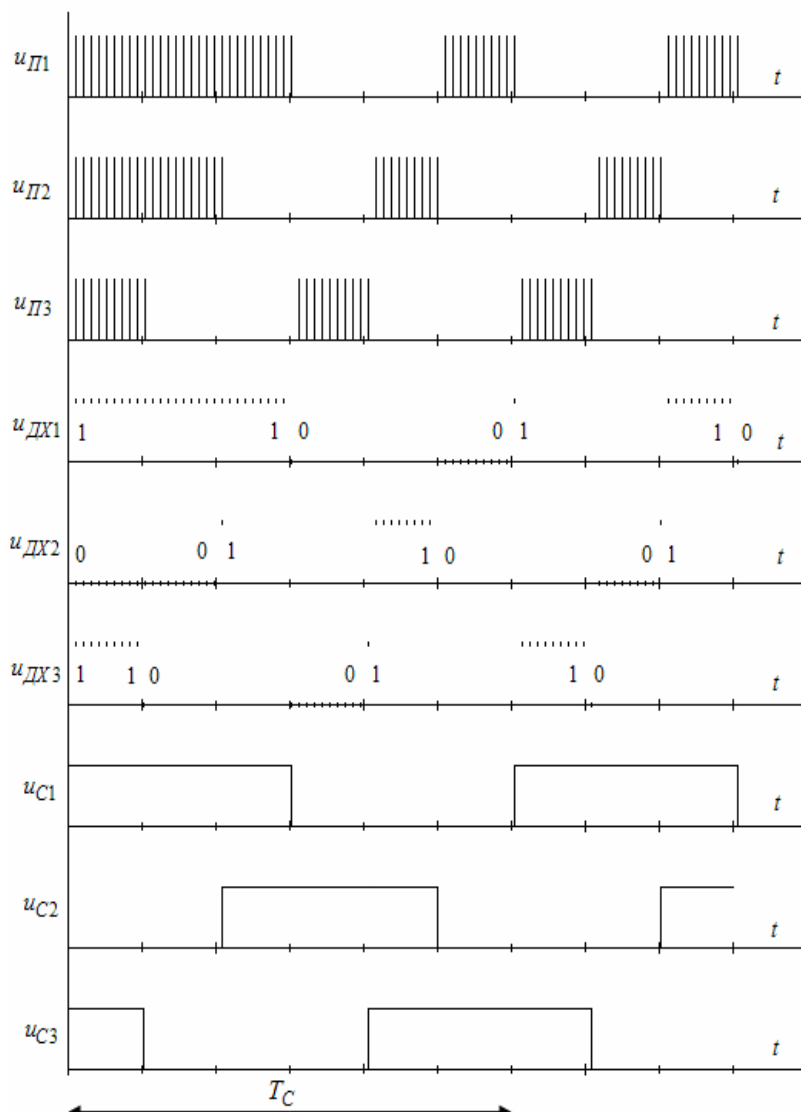


Рис. 7

ствляться на основани заданной точности определения периода и приближенно измеренной величины периода выходных сигналов датчиков.

В четвертом способе достигается дополнительная экономия электроэнергии по сравнению с третьим вариантом.

1. Антонов А.Е., Акинин К.П., Киреев В.Г. Особенности построения электромеханической системы ориентации наноспутника на основе бесконтактного магнитоэлектрического двигателя. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 4. С. 36–40.
2. Пазюк А. Теперь и Холловские: Новые датчики магнитного поля от Texas Instruments. *Новости электроники*. 2015. № 10. С. 26–30.
3. Айзенбис Рос. Системы управлением питанием на базе магнитных датчиков. *Новости электроники*. 2017. № 6. С. 33–35.
4. Takamori Yasuyuki Motor Drive Device: Patent WO 2016/084294 A1; 02.06.2016.
5. Акинин К.П., Антонов О.Є., Киреев В.Г. Спосіб підключення дискретних датчиків Холла до системи керування безконтактним двигуном з постійними магнітами. Пат. України № 117512. 2016.
6. Акинин К.П., Антонов О.Є., Киреев В.Г. Спосіб підключення дискретних датчиків Холла до системи керування безконтактним двигуном з постійними магнітами. Пат. України № а 2016 07830. 2016.
7. Акинин К.П., Антонов О.Є., Киреев В.Г. Спосіб підключення датчиків Холла до системи керування безконтактним двигуном з постійними магнітами. Пат. України № а 2016 09268.2016.

УДК 621.31

К.П. Акинин, докт. техн. наук, **О.С. Антонов**, докт. техн. наук, **В.Г. Киреев**, канд. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

КЕРУВАННЯ НАПРУГОЮ ЖИВЛЕННЯ ДАТЧИКІВ ХОЛЛА У МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНИХ СИСТЕМАХ МАЛОЇ ПОТУЖНОСТІ

Розроблено та досліджено способи керування напругою живлення системи датчиків Холла без втрати інформації про положення ротора безконтактного двигуна з постійними магнітами шляхом вмикання напруги живлення у моменти часу, що передують змінам магнітного поля, та наступного вимикання напруги. Використання таких способів дає змогу на порядок та більше зменшити енергоспоживання датчика положення ротора та підвищити ККД магнітоелектричних систем малої потужності. Бібл. 7, рис. 7.

Ключові слова: магнітоелектрична система, безконтактний двигун з постійними магнітами, датчик Холла, керування напругою живлення.

K. Akynin, O. Antonov V. Kireiev

Institute of electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

Peremohy, 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine

SUPPLY VOLTAGE CONTROL OF HALL SENSORS FOR LOW POWER MAGNETO-ELECTRIC SYSTEMS

The methods of control of the supply voltage of the Hall sensor system are developed and investigated when reducing the time of sensors operation without information losing about the rotor position of a permanent magnet brushless motor. Using of such approaches allow increase the efficiency of low power magneto-electric systems and minimize hardware part of their supply sources. References 7, figures 7.

Key words: magneto-electric brushless system, permanent magnet brushless motor, Hall sensor, supply voltage control.

1. Antonov A., Akynin K., Kireiev V. Creation features of electromechanical system for nanosatellite orientation on the basis of brushless magneto-electric motor. *Tekhnichna Electrodynamika*. 2017. No 4. Pp. 36–40. (Rus)
2. Pazyuk A. Now Hall's: New magnetic field sensors from Texas Instruments. *Novosti electronici*. 2015. No 10. Pp. 26–30. (Rus)
3. Eisenbis Ros. Power control systems based on magnetic sensors. *Novosti electronici*. 2017. No 6. Pp. 33–35. (Rus)
4. Takamori Yasuyuki Motor Drive Device: Patent WO 2016/084294 A1; 06/02/2016.
5. Akynin K., Antonov O., Kireiev V. Connecting method of discrete Hall sensors to control system of brushless motor with permanent magnets: Patent of Ukraine № 117512. 2016. (Ukr)
6. Akynin K., Antonov O., Kireiev V. Connecting method of discrete Hall sensors to control system of brushless motor with permanent magnets. Patent of Ukraine № а 07830. 2016. (Ukr)
7. Akynin K., Antonov O., Kireiev V. Connecting method of Hall sensors to control system of brushless motor with permanent magnets. Patent of Ukraine № а 09268. 2016. (Ukr)

Надійшла 18.02.2019

Received 18.022019

УДК 621.314.58

СТІЙКІСТЬ КЕРУВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ У РАЗІ ФОРМУВАННЯ СИНУСОЇДНОЇ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ АЛЬТЕРНАТИВНОГО ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ З НЕЛІНІЙНИМ ТРАНСФОРМАТОРОМ

Т.В. Мисак, канд. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,
e-mail: tvm@igbt.com.ua

Об'єктом дослідження є джерело синусоїдної напруги, яке має в своєму складі сонячну батарею, перетворювач частоти з ШІМ та вихідним LC-фільтром, і нелінійний однофазний вихідний трансформатор з додатковим фільтром на виході, який підключено до однофазної неавтономної мережі споживача. Отримано математичний опис цього джерела як афінної нелінійної сингулярно-збуреної системи диференціальних рівнянь та виконано пониження порядку. Отримано умови стійкості інтегрального многовиду в системі з невідомим наперед керуванням в узагальненому вигляді. Нелінійну редуковану систему приведено до вигляду, який дає змогу застосувати стратегію керування за лінійним зворотним зв'язком. Використання градієнтного методу дало можливість отримати функцію Ляпунова у вигляді квадратичної форми, коефіцієнти якої є розв'язками лінійної системи алгебраїчних рівнянь. Виписано умову, за якої використання цих коефіцієнтів гарантує локальну асимптотичну стійкість системи. Наведено результати моделювання, проведеного з урахуванням обмежень, які впливають на технічну можливість реалізації отриманої стратегії керування. Бібл. 21, рис. 2.

Ключові слова: перетворювач частоти, нелінійність типу насичення, інтегральний многовид, сингулярно-збурена система, стійкість, функції Ляпунова.

Вступ. Альтернативне джерело живлення, яке вже традиційно називають просто „Сонячна батарея”, насправді є достатньо непростим об'єктом перетворювальної техніки. Найбільш прості з них, які в літературі йменуються Stand-alone PV Systems і розраховані на автономне забезпечення електроенергією приватних домогосподарств, мають у своєму складі сонячний генератор (СГ), що складається зазвичай з декількох панелей фотоелементів, побудованих з сонячних комірок, зібраних у модулі, накопичувач енергії з контролером заряду та напівпровідниковий перетворювач [1]. Більш складними є пристрої, розраховані на паралельну роботу з існуючими мережами живлення (Grid-connected PV Systems -GPVS). У GPVS сонячний генератор мусить мати гальванічну розв'язку з зовнішньою мережею, а напівпровідниковий перетворювач частоти (ПЧ) – задовольняти стандартним вимогам щодо електромагнітної сумісності з цією мережею [2]. Традиційно ізолюючий (розв'язуючий) трансформатор може бути як високочастотним (ВЧ), що потребує додаткового ВЧ перетворювача та випрямляча [3], так і низькочастотним (НЧ). Застосування НЧ трансформатора, який безпосередньо підключено до мережі споживача, дещо спрощує схемотехніку та зменшує кількість ступенів перетворення енергії [4]. Позаяк вихідна потужність СГ досить сильно залежить від умов навколишнього середовища, а саме рівня сонячного освітлення та зовнішньої температури, то для підтримання бажаного рівня напруги постійного струму на накопичувачі необхідним є застосування DC-DC перетворювача (ППС), який може одночасно виконувати функції контролю заряду та стабілізації цієї напруги [5, 6]. У такому випадку вихідний ШІМ-інвертор має виконувати задачу узгодження параметрів вихідної напруги GPVS з мережею споживача з урахуванням вимог до якості електроенергії, яка генерується [3, 7, 8].

Постановка задачі. Далі розглядатимемо один з розповсюджених варіантів GPVS, яка складається з СГ, ППС, накопичувача, мостового однофазного інвертора, LC-фільтра, вихідного трансформатора [9], доповненого LCL-фільтром, та навантаження. За загальноприйнятого припущення, що заступна схема мережі може бути представлена послідовно з'єднаними лінійним комплексним опором $Z_g=R_g+jL_g$ та джерелом ЕРС $E_2=E(t)$ (у загальному випадку – несинусоїдним), структурну схему можна представити у вигляді рис. 1.

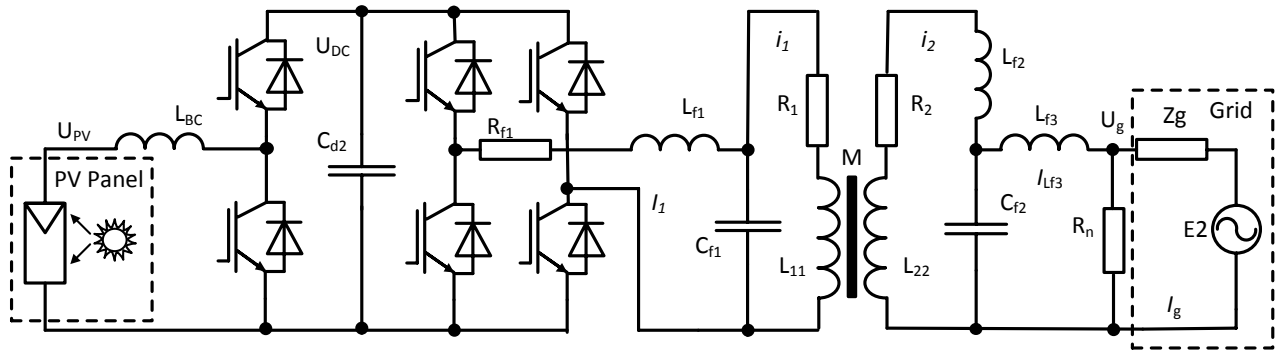


Рис.1

Приємо, що ППС виконує свою функцію належним чином так, що величину напруги на накопичувачі U_{dc} можна вважати константою для всього діапазону допустимих струмів навантаження. За умови ідеальності ключів інвертора частина схеми, яка відповідає за узгодження параметрів вихідної напруги GPVS з мережею споживача, може бути описана алгебраїчно-диференціальними рівняннями:

$$\begin{aligned}
 I_1 &= I_{Cf1} + i_1; \quad I_n = I_{Lf3} = -i_2 - I_{Cf2}; \quad (I_g - I_{Lf3})R_n = U_g; \quad L_{f1} \frac{dI_1}{dt} = U_{FC} - U_1 - R_{f1}I_1; \\
 \frac{dU_1}{dt} &= C_{f1}^{-1}(I_1 - i_1); \quad \frac{dU_2}{dt} = C_{f2}^{-1}(I_{Lf3} - i_2); \quad U_1 = R_1 i_1 + \frac{d\Psi}{dt}; \quad U_2 = R_2 i_2 + \frac{d\Psi}{dt} - L_{f2} \frac{di_2}{dt}; \\
 L_{f3} \frac{dI_{Lf3}}{dt} &= -U_2 + U_g; \quad L_g \frac{dI_g}{dt} = -R_g I_g - U_g + E_2(t),
 \end{aligned} \quad (1)$$

де U_{FC} , U_g , $E_2(t)$ – миттєві значення напруг на виході ПЧ та мережі, ЕРС мережі; U_1 , U_2 – миттєві значення напруг на фільтрових конденсаторах; Ψ_1 , Ψ_2 , i_1 , i_2 – миттєві значення потокозчеплень та струмів обмоток трансформатора; I_1 , I_n , I_g – вихідний струм ПЧ, струми в навантаженні та мережі; R , L , C – активні опори, індуктивності та ємності відповідно до схеми рис. 1.

У чистому вигляді LCL -фільтри використовуються лише в безтрансформаторних схемах [9]. В інших випадках за побудови заступних схем трансформаторних GPVS у разі використання найпростішої заступної схеми трансформатора у вигляді комплексного опору $Z_k = R_k + jL_k$, роль L_{f2} відіграє індуктивність L_k трансформатора, тому вважатимемо надалі $L_{f2} = 0$.

Два рівняння відносно потокозчеплень Ψ з (1), які описують процес передачі енергії трансформатором, можуть враховувати ступінь насичення магнітопровода за кривою намагнічування [10]. Аналітична апроксимація кривої намагнічування трансформатора і перехід до магнітної проникності дає змогу вивести на цій основі з цих двох рівнянь диференціальні рівняння відносно незалежних струмів обмоток [11]:

$$U_1 = R_1 i_1 + L_{11} \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt}; \quad U_2 = R_2 i_2 + L_{22} \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt}, \quad (2)$$

де L_{11} , L_{22} , M в загальному випадку є нелінійними функціями, які залежать від i_1 , i_2 , геометричних параметрів обмоток та їх взаєморозташування на магнітному осерді.

Для того щоб отримати в аналітичному вигляді вирази для величин L_{11} , L_{22} , M , скористаємось одним із способів апроксимування, який запропоновано в [12]:

$$B = B_m \arctg(\alpha H) + \rho H, \quad (3)$$

де α , B_m , $\rho > 0$ – сталі, які можна визначити за трьома точками на кривій намагнічування; B – індукція; H – напруженість магнітного поля.

Вважаючи всі індуктивності нелінійними, матимемо можливість перейти до запису нелінійних величин L_{11} , L_{22} , M з урахуванням апроксимації (3) в такому вигляді:

$$L_{11} = L_{10} v(H); \quad L_{22} = L_{20} v(H); \quad M = M_0 v(H); \quad v(H) = V_m \left(\frac{dB}{dH} \right)^{-1} = V_m \left(\rho + \frac{B_m}{1 + \alpha^2 H^2} \right), \quad (4)$$

де L_{10} , L_{20} , M_0 – початкові значення індуктивностей та взаємоіндуктивності, які мали б місце

у разі відсутності насичення; V_m – масштабний коефіцієнт.

Виражаючи напруженість магнітного поля через струм намагнічування, будемо мати

$$L_{11} = L_{10}v(i_m), L_{22} = L_{20}v(i_m), M = M_0v(i_m), v(i_m)^{-1} = V_m \left(\rho + B_m \left(1 + \alpha^2 H_{am}^2 i_m^2 \right)^{-1} \right), \quad (5)$$

де $i_m = i_1 + i_2$ – струм намагнічування; H_{am} – стала, величина якої обумовлена геометричними параметрами обмоток та їх взаєморозташуванням на магнітному осерді.

Вважатимемо також, що R_n на рис. 1 є резистором підсистеми вимірювання, а напруга U_g використовується суто для підсистеми синхронізації з мережею [3], звідки можна припустити $R_n \gg R_g$ та $|I_n| \ll |i_m|$. Зважаючи на наведені вище перетворення та припущення, диференціальні рівняння (1) можна з урахуванням нелінійності потокозчеплення (5) звести до наступної системи диференціальних рівнянь (СДР):

$$\begin{aligned} L_{f1} \frac{dI_1}{dt} &= U_{FC} - U_1 - R_f I_1; \quad \frac{dU_1}{dt} = C_{f1}^{-1} (I_1 - i_1); \quad \frac{dU_2}{dt} = C_{f2}^{-1} (I_g - i_2); \\ \varepsilon \frac{di_1}{dt} &= v(i_m) (-R_1 L_{m2} i_1 + R_2 i_2 + L_{m2} U_1 - U_2); \quad \varepsilon \frac{di_2}{dt} = v(i_m) (R_1 i_1 - R_2 L_{m1} i_2 + L_{m1} U_2 - U_1); \quad (6) \\ (L_{f3} + L_g) \frac{dI_g}{dt} &= -R_g I_g - U_2 + E_2(t), \end{aligned}$$

де $L_{m1} = L_{10}/M_0$, $L_{m2} = L_{20}/M_0$, а $\varepsilon = (L_{10}L_{20}/M_0^2 - 1)M_0$ є достатньо малою величиною у порівнянні з іншими коефіцієнтами.

Отже, для стабільного функціонування GPVS, приєднаної до мережі споживача, необхідно вирішувати не тільки задачу формування власне ШІМ напруги U_2 в неавтономній системі живлення, а й забезпечити стійкість керування цією напругою в умовах різноманітних збурень як з боку мережі, так і параметричних.

Розв'язок задачі. Сигнал завдання вихідної напруги $U_{ref}(t)$ може формуватися кількома методами залежно від прийнятої загальної стратегії керування GPVS [9], тому далі розглядатимемо тільки контур стабілізації напруги U_2 .

В узагальненому вигляді рівнянням (6), які описують схему згідно з рис. 1, відповідає система $m+n$ ДР, яка може бути представлена у вигляді

$$\frac{dx}{dt} = f(x, z, u, t); \quad \varepsilon \frac{dz}{dt} = F(x, z, t), \quad (7)$$

де x – m -вимірний, z – n -вимірний вектор-стовпці змінних стану; f – m -вимірний, F – n -вимірний вектор-функції, неперервні за всіма своїми аргументами; ε – малий параметр, $\varepsilon > 0$; u – m -вимірний вектор керування.

Для сингулярно-збурених систем такого виду існує деяке співвідношення $z = W(x, t, \varepsilon)$, яке дає змогу замінити систему рівнянь (7) системою більш низького порядку, аналогічно тому, як це було зроблено в [13].

Пошук стабілізуючої модуляційної функції для нелінійної афінної сингулярно-збуреної динамічної системи високого порядку є досить складною задачею. Якщо привести СДР (6) до спеціального вигляду, то можна впевнитись, що для неї виконуються умови теореми існування [13], тобто система ДР (6) має інтегральний многовид. Наявність такого многовиду дає змогу перейти від (6) до редукованої СДР.

Для розв'язання технічних задач многовид мусить бути стійким, оскільки у протилежному випадку синтезоване для редукованої СДР керування u може призвести до відсутності стійкості системи повного порядку (6).

Припустимо, що для системи (7) виконуються такі умови:

1. $\forall x \in D_x$ та $t \in R$ де $D_x \in R^m$ система рівнянь

$$F(x, z, t) = 0 \quad (8)$$

має ізолюваний розв'язок $z = \varphi(x, t)$, причому функції $\varphi(x, t)$, $\partial\varphi/\partial t$, $\partial\varphi/\partial x$, $\partial^2\varphi/\partial x^2$, $\partial^2\varphi/\partial x \partial t$ рівномірно неперервні та обмежені.

2. В областях $G = \{x \in D_x, |z - \varphi(x, t)| \leq \rho, t \in R\}$ функції $f(x, z, t)$, $\partial f/\partial t$, $\partial f/\partial x$, $\partial f/\partial u$, $F(x, z, t)$,

$\partial^2 F / \partial x^2, \partial^2 F / \partial z^2$ рівномірно неперервні та обмежені.

3. Характеристичне рівняння $|U(x, t) - \lambda E| = |F_z(x, \phi(x, t), t) - \lambda E| = 0$ має характеристичні корені $\lambda_j(x, t)$, які задовольняють умові $\operatorname{Re}\{\lambda_j(x, t)\} \leq 2\gamma < 0, \forall x \in D_x$ та $t \in R$, тоді $\exists \varepsilon_0 > 0$ таке, що $\forall \varepsilon < \varepsilon_0$ система (7) має єдиний m -параметричний інтегральний многовид

$$S_t : \{z = \phi(x, t) + \psi(x, t, \varepsilon)\}, \quad (9)$$

де $\psi(x, t, \varepsilon)$ визначені $\forall x \in D, t \in R, \forall \varepsilon < \varepsilon_0$, рівномірно неперервні за всіма своїми аргументами та задовольняють умові $|\psi(x, t, \varepsilon)| \leq \rho(\varepsilon)$, а для будь-якої пари x', x'' має місце $|\psi(x', t, \varepsilon) - \psi(x'', t, \varepsilon)| \leq l(\varepsilon) |x' - x''|$, де $\rho(\varepsilon) \rightarrow 0, l(\varepsilon) \rightarrow 0$ при $\varepsilon \rightarrow 0$.

При виконанні наведених вище умов 1–3 можна стверджувати, що для виразу (7) існує m -параметричний інтегральний многовид (9) [13]. Позначимо розв'язки через

$$x_t = x(t, \varepsilon), z_t = z(t, \varepsilon). \quad (10)$$

Розв'язки системи (7) задовольняють початковим умовам $x(t_0, \varepsilon) = x_0, z(t_0, \varepsilon) = z_0$ таким чином, що множина $\{x_0, z_0\}$ не належить S_t .

Покажемо, що якщо в початковий момент $t = t_0$ розв'язок з (8) розташований достатньо близько до многовиду S_t , то у разі $t \rightarrow \infty$ цей розв'язок асимптотично прямує до деякої траєкторії, яка лежить на многовиді S_t . У цьому сенсі можна казати про стійкість інтегрального многовиду „повільного” руху [14].

Теорема стійкості. Нехай для системи (7) виконуються умови існування інтегрального многовиду S_t . Тоді існує таке $\sigma > 0$, яке у разі $|y_0| < \sigma$ забезпечує інтегральному многовиду S_t системи (7) асимптотичну стійкість.

Доведення. Приведемо систему (7) до спеціального вигляду, для чого виконаємо заміну змінних таким чином:

$$z = \phi(x, t) + y. \quad (11)$$

Завдяки цій заміні замість (7) розглянемо систему рівнянь

$$\frac{dx}{dt} = \Pi(x, y, u, t), \varepsilon \frac{dy}{dt} = \Theta(x, t)y + P(x, y, u, t, \varepsilon), \quad (12)$$

яка еквівалентна системі (7) з початковими умовами

$$x(t_0) = x_0, y(t_0) = z(t_0) - \phi(x_0, t_0) = y_0. \quad (13)$$

Позначимо розв'язок системи (12), який задовольняє початковим умовам (16) через x_t, y_t .

Покажемо, що з нерівності $2K|y_0| < y^* < \rho$ випливає $|y_t| < y^*, \forall t \geq t_0$, де y^* – достатньо мале додатнє число.

Беручи до уваги, що x_t, y_t є розв'язками системи (12), запишемо тотожність

$$y_t = V(t, t_0, \varepsilon)y_0 + \frac{1}{\varepsilon} \int_{t_0}^t V(t, s, \varepsilon) P[x_s, y_s, u, s, \varepsilon] ds, \quad (14)$$

яка дає змогу отримати для y_t оцінку вигляду

$$\begin{aligned} |y_t| &= \left| V(t, t_0, \varepsilon)y_0 + \frac{1}{\varepsilon} \int_{t_0}^t V(t, s, \varepsilon) P[x_s, y_s, u, s, \varepsilon] ds \right| \leq \\ &\leq \frac{1}{2} y^* \exp\left(-\frac{\gamma}{\varepsilon}(t-t_0)\right) + (M\rho_0^2(\varepsilon) + \varepsilon N) \frac{K}{\gamma} \exp\left(-\frac{\gamma}{\varepsilon}t\right) \left[1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\varepsilon}(t-t_0)\right) \right], \end{aligned} \quad (15)$$

яка справедлива для всіх ε ($0 < \varepsilon < \varepsilon^*$).

Виберемо таке $\varepsilon_1 > 0$, вважаючи, що для всіх ε ($0 < \varepsilon < \varepsilon_1 < \varepsilon^*$) виконується нерівність

$$\frac{2K}{\gamma} (M\rho_0^2(\varepsilon) + \varepsilon N) < y^*, \quad (16)$$

що є можливим за умови $\rho_0(\varepsilon) \rightarrow 0$ при $\varepsilon \rightarrow 0$.

У такому випадку з (15) одержимо

$$|y_t| \leq \frac{1}{2} y^* \exp\left(-\frac{\gamma}{\varepsilon}(t-t_0)\right) + (M\rho_0^2(\varepsilon) + \varepsilon N) \frac{K}{\gamma} \left[1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\varepsilon}(t-t_0)\right)\right] \leq y^* \text{ для } \forall t > t_0.$$

Запишемо тотожності, отримані шляхом підстановки розв'язків x_t, y_t у друге рівняння системи (12):

$$\varepsilon \frac{dy_t}{dt} = \Theta(x_t, t)y_t + P(x_t, y_t, u, t, \varepsilon), \quad (17)$$

або

$$\varepsilon \frac{d\psi(x_t, t, \varepsilon)}{dt} = \Theta(x_t, t)\psi(x_t, t, \varepsilon) + P(x_t, \psi(x_t, t, \varepsilon), u, t, \varepsilon). \quad (18)$$

Віднімемо (16) від рівняння (17), що дасть

$$\varepsilon \frac{d}{dt}(y_t - \psi(x_t, t, \varepsilon)) = \Theta(x_t, t)(y_t - \psi(x_t, t, \varepsilon)) + P(x_t, y_t, u, t, \varepsilon) - P(x_t, \psi(x_t, t, \varepsilon), u, t, \varepsilon).$$

Перепишемо отриману тотожність, перенісши малий параметр у праву частину, в інтегральній формі:

$$y_t - \psi(x_t, t, \varepsilon) = V(t, t_0, \varepsilon)[y_0 - \psi(x_0, t_0, \varepsilon)] + \frac{1}{\varepsilon} \int_{t_0}^t V(t, s, \varepsilon)[P(x_s, y_s, u, s, \varepsilon) - P(x_s, \psi(x_s, t, \varepsilon), u, s, \varepsilon)] ds. \quad (19)$$

На підставі теореми про інтегральну нерівність [2] після скорочення можемо отримати таку оцінку:

$$|y_t - \psi(x_t, t, \varepsilon)| \leq K \exp(\lambda) |y_0 - \psi(x_0, t_0, \varepsilon)| + \frac{K}{\varepsilon} (B\rho_0(\varepsilon) + \varepsilon C) \int_{t_0}^t \exp\left(-\frac{\gamma}{\varepsilon}(t-s)\right) [|y_s - \psi(x_s, s, \varepsilon)|] ds, \quad (20)$$

ввівши позначення $\lambda = -\gamma(t-t_0)/\varepsilon$. Нерівність (20) справедлива для $s \geq t_0$, отже, є справедливою також у точці $t=t_0$. Тому під знаком інтеграла замінимо s на t_0 :

$$|y_t - \psi(x_t, t, \varepsilon)| \leq K \exp(\lambda) |y_0 - \psi(x_0, t_0, \varepsilon)| + \frac{K}{\varepsilon} (B\rho_0(\varepsilon) + \varepsilon C) \int_{t_0}^t \exp(\lambda) [|y_s - \psi(x_s, s, \varepsilon)|] ds.$$

Позначимо $\eta(t) = [y_t - \psi(x_t, t, \varepsilon)]K$ і перепишемо нерівність

$$\eta(t) \leq K \exp(\lambda) |y_0 - \psi(x_0, t_0, \varepsilon)| + \frac{K}{\varepsilon} (B\rho_0(\varepsilon) + \varepsilon C) \int_{t_0}^t \exp(\lambda) \eta(s) ds.$$

Врахувавши, що $\eta(t_0) = K|y_0 - \psi(x_0, t_0, \varepsilon)|$, одержимо

$$\eta(t) \leq \exp(\lambda) \eta(t_0) + \frac{K}{\varepsilon} (B\rho_0(\varepsilon) + \varepsilon C) \int_{t_0}^t \exp(\lambda) \eta(s) ds;$$

$$\exp\left(\frac{\gamma}{\varepsilon} t\right) \eta(t) \leq \exp\left(-\frac{\gamma}{\varepsilon} t_0\right) \eta(t_0) + \frac{K}{\varepsilon} (B\rho_0(\varepsilon) + \varepsilon C) \int_{t_0}^t \exp\left(-\frac{\gamma}{\varepsilon} t_0\right) \eta(s) ds.$$

Внісши під інтеграл вираз $\exp(\gamma/\varepsilon) \exp(-\gamma/\varepsilon) = 1$, отримаємо

$$\exp\left(\frac{\gamma}{\varepsilon} t\right) \eta(t) \leq \exp\left(-\frac{\gamma}{\varepsilon} t_0\right) \eta(t_0) + \frac{K}{\varepsilon} \int_{t_0}^t (B\rho_0(\varepsilon) + \varepsilon C) \exp\left(-\frac{\gamma}{\varepsilon} t_0\right) \exp\left(\frac{\gamma}{\varepsilon} t\right) \exp\left(-\frac{\gamma}{\varepsilon} t\right) \eta(s) ds.$$

Позначивши $v(t) = \exp(\gamma/\varepsilon) \eta(t)$, перепишемо цю нерівність у вигляді

$$v(t) \leq v(t_0) + \frac{K}{\varepsilon} \int_{t_0}^t (B\rho_0(\varepsilon) + \varepsilon C) \exp(\lambda) v(s) ds. \quad (21)$$

Застосувавши лему Гронуола-Белмана [4] для нерівності (21), можемо записати оцінку

$$v(t) \leq v(t_0) \exp\left[\int_{t_0}^t \frac{K}{\varepsilon} (B\rho_0(\varepsilon) + \varepsilon C) \exp\left(-\frac{\gamma}{\varepsilon}(s-t_0)\right) ds\right] = v(t_0) \exp\left(\frac{K}{\varepsilon} (B\rho_0(\varepsilon) + \varepsilon C)\right) \left(-\frac{\varepsilon}{\gamma}\right) [\exp(\lambda) - 1].$$

Повернувшись до $\eta(t)$, запишемо

$$\begin{aligned} \exp\left(\frac{\gamma}{\varepsilon}t\right)\eta(t) &\leq \exp\left(\frac{\gamma}{\varepsilon}t_0\right)\eta(t_0)\exp\left(-\frac{K}{\gamma}(B\rho_0(\varepsilon)+\varepsilon C)\right)[\exp(\lambda)-1] \Rightarrow \\ &\Rightarrow \eta(t) \leq \eta(t_0)\exp\left(\lambda - \frac{K}{\gamma}(B\rho_0(\varepsilon)+\varepsilon C)\right)[\exp(\lambda)-1]. \end{aligned}$$

Розклавши функцію $\exp(-\gamma/\varepsilon(t-t_0))$ у ступеневий ряд, запишемо попередню нерівність

$$\eta(t) \leq \eta(t_0)\exp\left(\lambda - \frac{K}{\gamma}(B\rho_0(\varepsilon)+\varepsilon C)\right)\left[1 - (\lambda) + \frac{1}{2!}(\lambda)^2 + \dots - 1\right].$$

Знехтувавши членами ряду вищих порядків, починаючи з 2, можемо записати

$$\eta(t) \leq \eta(t_0)\exp\left(\lambda + \frac{K}{\varepsilon}(B\rho_0(\varepsilon)+\varepsilon C)(t-t_0)\right) = \eta(t_0)\exp\left[\left(-\frac{\gamma}{\varepsilon} + \frac{K}{\varepsilon}(B\rho_0(\varepsilon)+\varepsilon C)\right)(t-t_0)\right].$$

Вибираючи таке $\varepsilon_2 > 0$, що $K(B\rho_0 + \varepsilon C) = \gamma/2$, отримуємо

$$\eta(t) \leq \eta(t_0)\exp\left[\left(-\frac{\gamma}{\varepsilon} + \frac{\gamma}{2\varepsilon}\right)(t-t_0)\right] = \eta(t_0)\exp[\lambda/2].$$

Повертаючись до виконаної раніше заміни змінних, одержуємо нерівність (лема Гронуола-Белмана)

$$|y_t - \psi(x_t, t, \varepsilon)| \leq K|y_0 - \psi(x_0, t_0, \varepsilon)|\exp(\lambda/2), \quad (22)$$

яка доводить теорему.

Оскільки $z_t = \varphi(x_t, t) + y_t$, $z_0 = \varphi(x_0, t_0) + y_0$, а

$$z(x_t, t, \varepsilon) = \varphi(x_t, t, \varepsilon) + \psi(x_t, t, \varepsilon), z(x_0, t_0, \varepsilon) = \varphi(x_0, t_0, \varepsilon) + \psi(x_0, t_0, \varepsilon),$$

одержимо

$$\begin{aligned} z_t - z(x_t, t, \varepsilon) &= \varphi(x_t, t) + y_t - \varphi(x_t, t) - \psi(x_t, t, \varepsilon) = y_t - \psi(x_t, t, \varepsilon), \\ z_0 - z(x_0, t_0, \varepsilon) &= \varphi(x_0, t_0) + y_0 - \varphi(x_0, t_0) - \psi(x_0, t_0, \varepsilon) = y_0 - \psi(x_0, t_0, \varepsilon). \end{aligned}$$

Після цього нерівність (22) можна переписати:

$$|z_t - z(x_t, t, \varepsilon)| \leq K|z_0 - z(x_0, t_0, \varepsilon)|\exp(\lambda/2).$$

Якщо покласти z_0 достатньо малим, таким, що при $t \rightarrow +\infty$ $|z_t - z(x_t, t, \varepsilon)| \rightarrow 0$, тобто $|z_t - (\varphi(x_t, t) + \psi(x_t, t, \varepsilon))| \rightarrow 0$ при $t \rightarrow +\infty$, матимемо $z_t \rightarrow \varphi(x_t, t) + \psi(x_t, t, \varepsilon)$, а саме z_t асимптотично прямує до інтегрального многовиду системи (7).

Питання стійкості многовиду під час рішення задач електротехніки можна окремо не розглядати лише у випадку відсутності в системі некерованого джерела енергії, тобто якщо система відповідає умовам теореми 12 „Local asymptotic stability criteria” [17].

Загальні методи пошуку многовиду в аналітичному вигляді, на жаль, невідомі, проте для системи (6) можна одержати його наближене значення [14] з потрібним ступенем точності у вигляді ряду за ступенями ε , який збігається. Для спрощення алгебраїчних перетворень введемо нові безрозмірні змінні:

$$x_1 = I_1 R_{f1} U_{dm}^{-1}; x_2 = U_1 U_{dm}^{-1}; x_3 = U_2 E_{2m}^{-1}; x_4 = I_g R_g E_{2m}^{-1}; y_1 = i_1 R_1 U_{dm}^{-1}; y_2 = i_2 R_2 E_{2m}^{-1}; u = U_{FC} U_{dm}^{-1}. \quad (23)$$

Якщо зважити на те, що опори R_1, R_2 відомі, а максимальну величину амплітуди напруги мережі можна оцінити, то виберемо масштабуючий параметр U_{dm} таким, щоб виконувалась рівність $U_{dm}/R_1 = E_{2m}/R_2$. Тоді СДР (6) матиме вигляд

$$\begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + Bu; \frac{dx_2}{dt} = a_{21}x_1 + a_{22}y_1; v(y) = V_m (\alpha_1 + y_{12}^2)(\alpha_2 + \rho y_{12}^2)^{-1}; \\ \frac{dx_3}{dt} &= a_{31}y_2 + a_{32}x_4; \frac{dx_4}{dt} = a_{41}x_4 + a_{42}x_3 + a_{44}E_2(t); \\ \varepsilon \frac{dy_1}{dt} &= v(y)(a_{51}y_1 + a_{52}y_2 + a_{53}x_2 + a_{54}x_3); \varepsilon \frac{dy_2}{dt} = v(y)(a_{61}y_1 + a_{62}y_2 + a_{63}x_2 + a_{64}x_3), \end{aligned} \quad (24)$$

де

$$\begin{aligned}
a_{11} &= -R_{f_1} L_{f_1}^{-1}, \quad a_{12} = a_{11}, \quad a_{21} = R_{f_1}^{-1} C_{f_1}^{-1}, \quad a_{22} = -R_1^{-1} C_{f_1}^{-1}, \quad a_{31} = -C_{f_2}^{-1} R_2^{-1}, \quad a_{32} = -a_{31}, \\
a_{41} &= -R_g (L_{f_3} + L_g)^{-1}, \quad a_{42} = a_{41}, \quad a_{44} = -R_g E_{2m}^{-1}, \quad a_{51} = -R_1 L_{20} M_0^{-1}, \quad a_{52} = R_2, \quad a_{53} = -a_{51}, \\
a_{54} &= -R_2, \quad a_{61} = R_1, \quad a_{62} = -R_2 L_{10} M_0^{-1}, \quad a_{63} = -R_1, \quad a_{64} = -a_{62}, \quad \alpha_0 = \alpha^2 H_{am}^2, \quad B_{mp} = B_m + \rho, \\
\alpha_1 &= R_1^2 (\alpha_0 U_{dm}^2)^{-1}, \quad \alpha_2 = B_{mp} R_2^2 (\alpha_0 E_{dm}^2)^{-1}, \quad B = R_{f_1} L_{f_1}^{-1}, \quad y_{12} = y_1 + y_2.
\end{aligned}$$

Щоб упевнитись, що для ДР (24) виконуються умови теореми існування [13], приведемо (24) до спеціального вигляду. Для цього перепишемо рівняння з малим параметром ε (24) так:

$$\varepsilon \frac{dy_1}{dt} = A_1(x, y) + v(y_1, y_2) A_1(x, y); \quad \varepsilon \frac{dy_2}{dt} = A_2(x, y) + v(y_1, y_2) A_2(x, y);$$

$$v(y_1, y_2) = (\alpha_1 - \alpha_2 + (1 - \rho) y_{12}^2) (\alpha_2 + \rho y_{12}^2)^{-1};$$

$$A_1(x, y) = V_m (a_{51} y_1 + a_{52} y_2 + a_{53} x_2 + a_{54} x_3); \quad A_2(x, y) = V_m (a_{61} y_1 + a_{62} y_2 + a_{63} x_2 + a_{64} x_3),$$

що дасть можливість застосувати перетворення дробово-раціональної функції нелінійності $v(y)$ в деякій обмеженій області $D_{x,y}$ у степеневий ряд. Врахувавши, що $\alpha_1/\alpha_2 = 1/(B_m + \rho)$, та відкинувши члени ряду порядків 4 і вище, матимемо

$$\varepsilon \frac{dy_1}{dt} = A_1(x, y) + \alpha_2^{-1} (1 - \rho B_{mp}^{-1}) y_{12}^2 A_1(x, y); \quad \varepsilon \frac{dy_2}{dt} = A_2(x, y) + \alpha_2^{-1} (1 - \rho B_{mp}^{-1}) y_{12}^2 A_2(x, y). \quad (25)$$

Прирівнявши ε до нуля та розв'язавши рівняння (25) відносно змінних y , можна отримати нульове наближення інтегрального многовиду: $\varphi_0 = |y_1, y_2|^T = |x_2, x_3|^T$. За його допомогою перше наближення $\varphi_1(y_1, y_2)$ можна визначити за допомогою методу, викладеного в [14]:

$$\varphi_1(y_1, y_2) = -B^{-1}(x, t) G(x, t), \quad (26)$$

де $G(x, t) = Li_\varphi(f(x, t))$ – похідна Лі від вектор-функції $f(x, t)$ за компонентами φ_0 ;

$$f(x, t) = \frac{d}{dt} |x_1, x_2, x_3, x_4|^T, \quad B(x, t) \Big|_{\varphi_0} = \left| \frac{\partial g_i}{\partial y_k} \right|_{i,k=1,2},$$

$$g_i(x, y) = V_m \alpha_2^{-1} (1 - \rho B_{mp}^{-1}) (y_1 + y_2)^2 \begin{vmatrix} A_1(x, y) \\ A_2(x, y) \end{vmatrix}$$

Оскільки ε є достатньо малою величиною у порівнянні з іншими коефіцієнтами СДР (25), можна знехтувати степенями 2 і вище многовиду, який є рядом, що збігається, за степенями ε , та, обмежившись першим наближенням (26), записати

$$\varphi(y_1, y_2) = \varphi_0(y_1, y_2) + \varepsilon \varphi_1(y_1, y_2) = \varphi_0 - \beta_0 \left(2 - \frac{1 + \beta(x_2 + x_3)^2}{\beta} \right) \left| \sum_{i=1}^4 b_{1i} x_i, \sum_{j=1}^4 b_{2j} x_j \right|^T, \quad (27)$$

де $b_{11} = a_{21} a_{62}; b_{12} = a_{22} a_{62}; b_{13} = -a_{31} a_{61}; b_{14} = -a_{32} a_{61}; b_{21} = -a_{21} a_{52};$

$$b_{22} = -a_{22} a_{52}; b_{23} = a_{31} a_{51}; b_{24} = a_{32} a_{51}; \beta = \alpha_2^{-1} (1 - \rho B_{mp}^{-1}); \beta_0 = M_0 (V_m \beta R_1 R_2)^{-1}.$$

Після чого, підставивши (27) у (24), маємо формальне право відкинути два рівняння з малим параметром при похідних, у результаті чого отримуємо нелінійну афінну систему ДР зниженого порядку:

$$\frac{dx_1}{dt} = a_{11} x_1 + a_{12} x_2 + B u; \quad \frac{dx_2}{dt} = \sum_{k=1}^4 d_{2k} x_k + a_{22} \varsigma_1(x_1, \dots, x_4); \quad (28)$$

$$\frac{dx_3}{dt} = \sum_{k=1}^4 d_{3k} x_k + a_{31} \varsigma_2(x_1, \dots, x_4); \quad \frac{dx_4}{dt} = a_{41} x_4 + a_{42} x_3 + a_{44} E_2(t),$$

де $a_0 = \beta_0 (2 - \beta^{-1})^2; d_{21} = a_{21} - a_0 b_{11}; d_{22} = a_{22} - a_0 b_{12}; d_{23} = -a_0 b_{13}; d_{24} = -a_0 b_{14};$

$$d_{31} = -a_0 b_{21}; d_{32} = -a_0 b_{22}; d_{33} = a_{31} - a_0 b_{23}; d_{34} = a_{32} - a_0 b_{24};$$

$$\left| \zeta_1(x_1, \dots, x_4), \zeta_2(x_1, \dots, x_4) \right|^T = -\beta_0(x_2 + x_3)^2 \left| \sum_{i=1}^4 b_{1i} x_i, \sum_{j=1}^4 b_{2j} x_j \right|^T.$$

Системи ДР, подібні до (6) та (28), не є дифеоморфними, проте можуть бути локально еквівалентними та ізоморфними за керуванням [18]. Еквівалентність систем (6) та (28) в області D_x дає змогу проводити синтез керування u не для повновимірної системи (6), а для редукованої (28). За умови рівномірності розкладення нелінійності в степеневий ряд у деякій обмеженій області D_x можливо перейти до синтезу керування за допомогою методу функцій Ляпунова [19]. Згідно з методом градієнта [20] виберемо таку вектор-функцію $g(x)$, $x: \{x_1, \dots, x_4\}$, яка є градієнтом скалярної функції $V(x)$, таким чином, щоб якобіан $[\partial g(x)/\partial x]$ був симетричним, а її $(g(x))$ елементи залишались лінійними комбінаціями змінних x з

невідомими коефіцієнтами c_{ij} : $g(x) = \left| \sum_{j=1}^4 c_{1j} x_j, \sum_{j=1}^4 c_{2j} x_j, \sum_{j=1}^4 c_{3j} x_j, \sum_{j=1}^4 c_{4j} x_j \right|^T$. У такому випадку,

якщо вдасться підібрати коефіцієнти c_{ij} вектор-функції $g(x)$ та модулюючу функцію u так, що

$$\dot{V}(x) = g(x)h(x, u, t) < 0, x \in D_x, x \neq 0, \quad (29)$$

а вектор-функцію $h(x, u, t)$ записати на підставі системи (28), додатньо-визначену скалярну функцію $V(x)$ можна знайти за допомогою інтегрування за параметром [20].

Виберемо модулюючу функцію u у формі лінійної комбінації змінних з (28), з урахуванням чого вираз (29) перепишемо у вигляді

$$\dot{V}(x, t) = \sum_{i,j=1}^4 c_{ij} x_i x_j + Bu \sum_{k=1}^4 c_{1k} x_k + a_{22} \zeta_1(x) \sum_{k=1}^4 c_{2k} x_k + a_{31} \zeta_2(x) \sum_{k=1}^4 c_{3k} x_k < 0. \quad (30)$$

Виходячи з симетричності якобіану, зменшимо кількість невідомих коефіцієнтів:

$$c_{12} = c_{21} = M_2; c_{13} = c_{31} = M_3; c_{14} = c_{41} = M_4; c_{23} = c_{32} = M_5; c_{24} = c_{42} = M_6; c_{34} = c_{43} = M_7.$$

Для визначення невідомих K_1, \dots, K_4 потрібно розв'язати відносно них нелінійну систему алгебраїчних рівнянь шостого порядку, яка утворюється шляхом прирівнювання до нуля коефіцієнтів у (30) за всіх добутоків виду $x_j x_k, j \neq k$ та за умови, що при $x_j x_k, j=k$, коефіцієнти є від'ємними (або меншими наперед заданої константи $\tau < 0$, якщо ввести умову обмеження на поверхні рівня виду $\max_{V=V_0} (dV/dt \cdot V^{-1}) = 2\tau$).

Функція двох змінних $v(x_2, x_3) > 0$ є обмеженою для будь-яких значень x_2, x_3 в області D_x , тому набуває в цій області свого найменшого та найбільшого значень, які позначимо $v_{min}(x)$ та $v_{max}(x)$. Обмеженість добутоків $a_{22} \zeta_1(x)$ та $a_{31} \zeta_2(x)$ в (30) дає можливість замінити $v(x_2, x_3)$ на $v_{max}(x)$, як було запропоновано в [21], та від нелінійної системи алгебраїчних рівнянь перейти до лінійної. Оскільки розмірність вектора невідомих $K = |K_1, K_2, K_3, K_4|^T$ є меншою за розмірність алгебраїчної системи, утвореної з (30), доповнимо його штучно двома змінними так, щоб $rank |K| = 6$. Виходячи зі структури (30), як додаткові невідомі доцільно використати такі коефіцієнти M функції $V(x)$, які дадуть можливість уникнути появи добутоків виду $K_i M_j$. Ними можуть бути, наприклад, M_6 та M_7 . Ізоморфність за керуванням дає змогу повернутись до СДР (6), отримавши для неї модуляційну функцію u в просторі станів, виконавши зворотню підстановку (23).

Для цифрового моделювання використовувались такі параметри неавтономної системи живлення:

- напруга U_d сонячної батареї на вході однофазного інвертора стандартна 600 В;
- напруга $E_2 = 220$ В (RMS) з частотою $f_2 = 50$ Гц;
- перший фільтр з дроселем індуктивністю $L_f = 1,2$ мГн, активним опором $R_f = 0,08$ Ом та ємністю $C_{f1} = 48,0$ мкФ, другий з $L_{f2} = 0$, $L_{f3} = 47,5$ мкГн, $C_{f2} = 96$ мкФ;
- однофазний трансформатор (осердя – сталь 3408, $\alpha = 0,05704$, $B_m = 1,2317$ Тл, $\rho = 9,014e-5$) типу ОСВМ 4,0-0,05 з $L_k \approx 67,5$ мкГн, $R_{l,2} \approx 0,132$ Ом;
- параметри номінального RC-навантаження – $R^* = 14,16$ Ом, $C^* = 0,24$ мкФ;
- параметри мережі $\cos \phi_g = 0,92$, $I_{к.з.} = 390$ А.

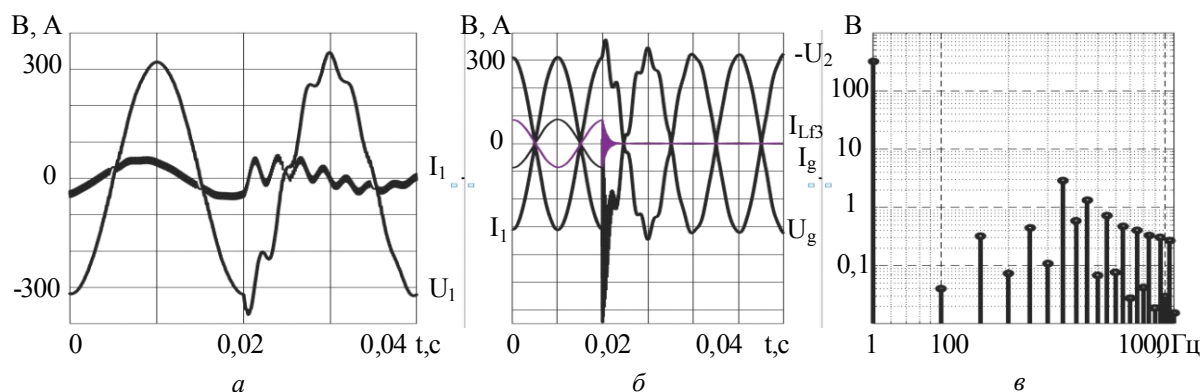


Рис. 2

На рис. 2 наведено результати, отримані завдяки цифровому експерименту зі стабілізації вихідної напруги для випадку зміни навантаження від номінальної величини до мінімального його значення. На діаграмах рис. 2 *а*, *б* перший відрізок часу відповідає роботі системи у разі номінального, а другий – у разі мінімального струму навантаження (позначення часу 0,02 с, стрибок навантаження $R_{\text{ном}} \rightarrow R_{\text{мін}}$ за 1,9 мкс). Модуляційну функцію ПЧ реалізовано шляхом ШІМ методом інтегральної оцінки похибки вихідної напруги з мінімізацією кількості комутацій. Середня за період частота комутацій відповідала ефективному робочому діапазону транзисторів IGBT Trench4 та становила 18,8 кГц.

Моделювання показало, що хоча відхилення напруги U_2 (рис. 2 *б*) на виході системи у разі стрибка навантаження і має місце, проте максимальна амплітуда цього відхилення не перевищує +15 % (у точці підключення навантаження напруга U_g вдвічі більша). У режимі мінімальної дисипації відбувається незначне погіршення спектрального складу вихідної напруги (рис. 2 *в*) у порівнянні з режимом номінального навантаження за рахунок збільшення амплітуд канонічних гармонік, яке проте не перевищує допустимих значень [8]. Моделювання показало, що близькі показники з точки зору якості керування вихідною напругою можуть бути забезпечені різними наборами коефіцієнтів c_{ii} та M_{i+1} , $i=1,4$. Тому перевагу слід надавати таким наборам коефіцієнтів, які забезпечать стійкість за девіації електричних параметрів системи, насамперед, коливання величин ємностей фільтрів, оскільки для більшості фільтрових конденсаторів допустимим є відхилення $\pm 10\%$ від номіналу.

Висновки. Показано можливість формування вихідної напруги спеціального джерела живлення з нелінійним вихідним трансформатором згідно з вимогами НКРЕП [8] шляхом побудови модулюючої функції для системи пониженого порядку на основі розробленої математичної моделі афінної сингулярно-збуреної нелінійної системи повного порядку. Визначено умови стійкості інтегрального многовиду нелінійної сингулярно-збуреної СДР у загальному вигляді, який дає змогу коректно провести зниження її порядку. Запропоновано модулюючу функцію у вигляді лінійної комбінації змінних системи зниженого порядку та встановлено однозначну відповідність її коефіцієнтів коефіцієнтам функції Ляпунова, отриманої за допомогою градієнтного методу для цієї СДР. За допомогою цифрового моделювання продемонстровано можливість забезпечення зменшення впливу стрибків навантаження на форму вихідної напруги з урахуванням загальноприйнятих обмежень, характерних для реальних навантажень.

1. Häberlin Heinrich. Photovoltaics System Design And Practice. John Wiley & Sons Ltd, 2012. 732 p.
2. Nayar C. V., Islam S. M., Dehbonei H., Tan K., Sharma H. Power Electronics for Renewable Energy Sources. Power Electronics Handbook Devices, Circuits, And Applications. Third Edition. Butterworth-Heinemann is an imprint of Elsevier, 2011. Pp. 723–764.
3. Teodorescu R., Liserre M., Rodriguez P. Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons Ltd, 2011. 407 p.
4. Sundaram Sivasankari, Sheeba K. N., Jakka Sarat Chandra Babu. Grid Connected Photovoltaic Systems: Challenges and Control Solutions. A Potential Review. International Journal of *Electronics and Electrical Engineering*. Vol. 4, No. 6, December 2016. Pp. 463–473. DOI: 10.18178/ijeee.4.6.
5. Bourguiba Ines, Houari Azeddine, Belloumi Hamed, Kourda Ferid. Control of Single-Phase Grid Connected Photovoltaic Inverter. Proceedings of 2016 4th International Conference on *Control Engineering & Information*

- Technology* (CEIT-2016) Tunisia, Hammamet. December 16-18, 2016. Pp. 1–6.
6. Jianwei Zhang, David G. Dorrell Li Li, Ahmadreza Argha. A Novel Sliding Mode Controller for DC-DC Boost Converters under Input/Load Variations. *Proc. of IECON2015*, Yokohama, November 9-12, 2015. Pp. 1698–1703.
 7. Михальський В.М. Засоби підвищення якості електроенергії на вході та виході перетворювачів частоти та напруги з широтно-імпульсною модуляцією. Київ, Інститут електродинаміки НАН України, 2013. 340 с.
 8. Якість електричної енергії. НКРЕКП, Офіційний веб-сайт URL: <http://www.nerc.gov.ua/?id=19529>.
 9. Yang Y., Blaabjerg F. Overview of Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Systems. *Electric Power Components and Systems*. 2015. Pp.1–10. DOI: 10.1080/15325008.2015.1031296.
 10. Ганус О.І., Старков К.О. Дослідження моделі нелінійної індуктивності трансформатора напруги як чинника, що впливає на виникнення ферорезонансних процесів. *Вісник ХНТУСГ Технічні науки*. 2014. Вип. 153. С. 11–14.
 11. Пономарев К.К. Составление и решение дифференциальных уравнений инженерно-технических задач. Москва: Учпедгиз, 1962. 184 с.
 12. Матюк В.Ф., Осипов А.А. Математические модели кривой намагничивания и петель магнитного гистерезиса. Часть I. Анализ моделей. *Неразрушающий контроль и диагностика*. 2011. № 2. С. 1–33.
 13. Мисак Т.В. Побудова контуру модуляції вихідної напруги джерела живлення з нелінійним вихідним трансформатором за допомогою математичної моделі пониженого порядку. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2017. № 47. С. 57–67.
 14. Shchepakina E., Sobolev V., Michael P. Mortell. Singular Perturbations. Introduction to System Order Reduction. Methods with Appl. *Springer International Publishing Switzerland*. 2014. 211 p. DOI: 10.1007/978-3-319-09570-7.
 15. Алексеев В.М. Теорема об интегральном неравенстве и некоторые ее приложения. 1965. Т. 68(110). № 2. С. 251–273.
 16. Денисов А.М., Разгулин А.В. Обыкновенные дифференциальные уравнения. Часть 1. Москва: МГУ, 2009. 122 с.
 17. Leon O. Chua, Dynamic Nonlinear Networks: State-of-the-Art. *IEEE Transactions On Circuits And Systems*. Vol. Cas-27, No. 11, November 1980. Pp. 1059–1087.
 18. Ёлкин В.И. Редукция нелинейных управляемых систем. Дифференциально-геометрический подход. Москва: Наука, 1997. 317 с.
 19. Мисак Т.В. Синтез контуру керування вихідною напругою нелінійного твердотільного трансформатора. *Електроніка та зв'язок*. Том 22, № 3 (2017). С. 27–33. DOI: <https://doi.org/10.20535/2312-1807.2017.22.3.102267> URL <http://elc.kpi.ua/old/article/view/102267>
 20. Wassim M. Haddad, VijaySekhar Chellaboina. Nonlinear Dynamical Systems and Control. A Lyapunov-Based Approach. Princeton University Press, 2008. 974 p.
 21. Rafikov M., José M. Balthazar, Angelo M. Tusset. An Optimal Linear Control Design for Nonlinear Systems . J. Braz. Soc. Mech. Sci. & Eng. 2008. Vol. 30, n.4. Pp. 279–284. <http://dx.doi.org/10.1590/S1678-58782008000400002>

УДК 621.314.58

Т.В. Мысак, канд. техн. наук

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

УСТОЙЧИВОСТЬ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ПРИ ФОРМИРОВАНИИ СИНУСОИДАЛЬНОГО ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ АЛЬТЕРНАТИВНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ С НЕЛИНЕЙНЫМ ТРАНСФОРМАТОРОМ

Объектом исследования является источник синусоидального напряжения, который имеет в своем составе солнечную батарею, преобразователь частоты с ШИМ и выходным LC-фильтром, и нелинейный однофазный выходной трансформатор с дополнительным фильтром на выходе, который подключен к однофазной неавтономной сети потребителя. Получено математическое описание этого источника как аффинной нелинейной сингулярно-возмущенной системы дифференциальных уравнений и выполнено понижение порядка. Получены условия устойчивости интегрального многообразия в системе с неизвестным заранее управлением в обобщенном виде. Нелинейная редуцированная система приведена к виду, который позволил применить стратегию управления с линейной обратной связью. Использование градиентного метода позволило получить функцию Ляпунова в виде квадратичной формы, коэффициенты которой являются решениями линейной системы уравнений. Выписано условие, при котором использование этих коэффициентов гарантирует локальную асимптотическую устойчивость системы. Приводятся результаты моделирования, проведенного с учетом ограничений, влияющих на техническую возможность реализации полученной стратегии управления. Библ. 21, рис. 2.

Ключевые слова: преобразователь частоты, нелинейность типа насыщение, интегральное многообразие, сингулярно-возмущенная система, устойчивость, функция Ляпунова.

T.V. Mysak

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

STABILITY OF CONVERTER CONTROL AT FORMATION OF SINUSOID OUTPUT VOLTAGE OF AN ALTERNATIVE POWER SOURCE WITH NONLINEAR TRANSFORMER

The object of the study is a source of sinusoidal voltage, which has a solar cell, a PWM frequency converter and an output LC filter, and a nonlinear, single phase output transformer with an additional LC-filter on the output, which is connected to a single-phase non-autonomous consumer network. A mathematical description of this source, as an affine nonlinear singularly perturbed system of differential equations, is obtained, and a decreasing order is made. Conditions for the stability of an integral variety in a system with an unknown forward control in generalized form are obtained. The nonlinear reduced system is brought to a kind that allows us to apply a linear feedback control strategy. The use of the gradient method allowed us to obtain the Lyapunov function in the form of a quadratic form, whose coefficients are solutions of the linear system of algebraic equations. A condition in which the use of these coefficients guarantees the local asymptotic stability of the system is given. The results of the simulation, conducted taking into account the constraints affecting the technical feasibility of implementing the strategy of control, are presented. The spectral composition of the output voltage has been estimated for nominal and minimum load cases. References 21, figures 2.

Key words: frequency converter, saturation nonlinearity, integral manifold, singularly-perturbed system, stability, Lyapunov function.

1. Häberlin Heinrich. Photovoltaics System Design And Practice. John Wiley & Sons Ltd, 2012. 732 p.
2. Nayar C. V., Islam S. M., Dehbonei H., Tan K., Sharma H. Power Electronics for Renewable Energy Sources. Power Electronics Handbook Devices, Circuits, And Applications. Third Edition. Butterworth-Heinemann is an imprint of Elsevier, 2011. Pp.723–764.
3. Teodorescu R., Liserre M., Rodriguez P. Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons Ltd, 2011. 407 p.
4. Sundaram Sivasankari, Sheeba K. N., Jakka Sarat Chandra Babu. Grid Connected Photovoltaic Systems: Challenges and Control Solutions. A Potential Review. International Journal of *Electronics and Electrical Engineering*. Vol. 4, No 6, December 2016. Pp. 463–473. DOI: 10.18178/ijeee.4.6.
5. Bourguiba Ines, Houari Azeddine, Belloumi Hamed, Kourda Ferid. Control of Single-Phase Grid Connected Photovoltaic Inverter. Proceedings of 2016 4th International Conference on *Control Engineering & Information Technology* (CEIT-2016) Tunisia, Hammamet. December 16-18, 2016. Pp. 1–6.
6. Jianwei Zhang, David G. Dorrell Li Li, Ahmadreza Argha. A Novel Sliding Mode Controller for DC-DC Boost Converters under Input/Load Variations. *Proc. of IECON2015*, Yokohama, November 9-12, 2015. Pp. 1698–1703.
7. Mykhalskyi V.M. Means for improving the quality of electricity at inputs and outputs of frequency and voltage transformers with. Kyiv: Інститут електродинаміки НАН України, 2013. 340 с. (Ukr)
8. Quality of electric energy. NKREKP. Oficial web-site. URL: <http://www.nerc.gov.ua/?id=19529>. (Ukr)
9. Yang Y., Blaabjerg F. Overview of Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Systems. *Electric Power Components and Systems*. 2015. Pp. 1–10. DOI: 10.1080/15325008.2015.1031296.
10. Ganus O.I., Starkov K.O. Investigation of the model of nonlinear inductance of the voltage transformer as a factor affecting the appearance of ferro-resonance processes. *Visnyk KHNTUS-H Tekhnichni nauky*. 2014. No 153. P. 11–14. (Ukr)
11. Ponomariov K.K. Compiling and solving differential equations of engineering problems. Moskva: Uchpedgiz, 1962. 184 p. (Rus)
12. Matyuk V.F., Osipov A.A. Mathematical models of the magnetization curve and magnetic hysteresis loops. Part I. 2011. Analysis of models. *Nerazruchayushchiy kontrol' i diagnostika*. 2011. No 2. Pp. 1–33. (Rus)
13. Mysak T.V. Construction of the circuit of modulation of the output voltage of the power source with a nonlinear output transformer using a mathematical model of reduced order. *Pratsy Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2017. No 47. Pp. 57–67. (Ukr)
14. Shchepakina E., Sobolev V., Michael P. Mortell. Singular Perturbations. Introduction to System Order Reduction. Methods with Appl. *Springer International Publishing Switzerland*. 2014. 211 p. DOI: 10.1007/978-3-319-09570-7.
15. Alekseev V.M. The theorem on integral inequality and some of its applications. 1965. Vol. 68 (110), No 2. P. 251–273. (Rus)
16. Denisov A.M., Razgulin A.V. Ordinary differential equations. Part 1. Moskva: Izd-vo MGU. 2009. 122 p. (Rus)
17. Leon O. Chua. Dynamic Nonlinear Networks: State-of-the-Art. *IEEE Transactions On Circuits And Systems*. Vol. Cas-27, No 11, November 1980. Pp. 1059–1087.
18. Yolkin V.I. Reduction of nonlinear control systems: Differential-geometric approach. Moskva: Nauka, 1997. 317 p. (Rus)
19. Mysak T.V. Synthesis of the output voltage control loop of a nonlinear Solid State Transformer. *Electronics and communication*, Vol. 22, No 3 (2017). Pp. 27–33. DOI: <https://doi.org/10.20535/2312-1807.2017.22.3.102267> URL <http://elc.kpi.ua/old/article/view/102267> (Ukr)
20. Wassim M. Haddad, Vijay Sekhar Chellaboina. Nonlinear Dynamical Systems and Control. A Lyapunov-Based Approach. Princeton University Press, 2008. 974 p.
21. Rafikov M., José M. Balthazar, Angelo M. Tusset. An Optimal Linear Control Design for Nonlinear Systems. *J. Braz. Soc. Mech. Sci. & Eng.* 2008, Vol. 30, No 4. Pp. 279–284. <http://dx.doi.org/10.1590/S1678-58782008000400002>

УДК 621.3

ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ МАГНІТНОГО ПОЛЯ ПРОМИСЛОВОЇ ЧАСТОТИ НА СТАБІЛЬНІСТЬ ФУНКЦІОНУВАННЯ МІКРОКОНТРОЛЕРА STM32F051K8T6

Є.О. Зайцев, канд. техн. наук, А.С. Левицький, докт. техн. наук., Б.А. Кромплас, канд. техн. наук, М.В. Панчик, асп.
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03680, Україна.
e-mail: ZaitsevIO@nas.gov.ua

Наведено результати експериментального дослідження впливу магнітного поля промислової частоти на стабільність функціонування мікроконтролера. Останній призначений для розробки нових типів комп'ютеризованих вимірювачів параметрів механічних дефектів потужних генераторів із оптико-електронними елементами, що можуть працювати в умовах сильних магнітних полів промислової частоти. Розроблено та використано для експериментальних досліджень спеціальний стенд та відповідні алгоритми тестування. Отримано експериментальні результати для розрахунку залежності параметрів значення індукції в повітряному зазорі тестового осердя стенду від змінної напруги, що подається на неї. Встановлено, що внесення мікроконтролера серії Cortex-M0 в магнітне поле з величиною магнітної індукції від 0,1 до 0,6 Т не впливає на стабільність його функціонування. Бібл. 14, рис. 6, табл. 3.

Ключові слова: генератор, вимірювання, експериментальні дослідження, магнітне поле, промислова частота, тангенціальна складова.

Постановка проблеми. Важливим завданням реконструкції вже існуючих потужних генераторів, а також розробки нових є підвищення надійності їх функціонування. Одним з головних шляхів підвищення надійності є використання гами спеціалізованих вимірювачів для реєстрації контрольно-діагностичних параметрів. У цьому разі значну кількість дефектів, що виникають в потужних генераторах, може бути виявлено у разі контролю механічних параметрів, відхилення яких від норми супроводжується зміною фізичних процесів у вузлах генератора і є характеристикою його технічного стану.

Засоби вимірювання параметрів механічних дефектів, що використовуються на цей час або морально застарілі, або не повною мірою задовольняють сучасним вимогам, або для їх використання необхідна значна адаптація до технічних характеристик генератора.

Перераховані проблеми значною мірою визначають необхідність розробки нових типів комп'ютеризованих вимірювачів параметрів механічних дефектів потужних генераторів із оптико-електронними елементами.

У свою чергу у разі розробки комп'ютеризованих вимірювачів необхідно враховувати, що генератори є потужними джерелами магнітних випромінювань промислової частоти [1], які буквально пронизують весь внутрішній об'єм генератора, присутні в окремих точках машинного залу і навіть у прилеглих приміщеннях [2]. У той же час для вимірювачів контрольно-діагностичних параметрів потужних генераторів, що працюють на електростанціях, ставляться досить високі вимоги відповідно до ДСТУ ІЕС 61000 «Електромагнітна сумісність» та НП 306.2.141-2008 «Загальні положення безпеки атомних станцій», які мають бути стійкими до впливу магнітного поля промислової частоти з напруженістю 30 А/м з критерієм якості функціонування А [3, 4].

В огляді відомої літератури описано вплив зовнішніх чинників на електронну апаратуру, зокрема, вплив температури [5, 6], радіаційного випромінювання [7, 8], електромагнітного імпульсу у разі спрацювання реле [9–11] та інші. В той же час результати досліджень впливу сильних магнітних випромінювань промислової частоти на мікроконтролери, що є складовою частиною комп'ютеризованих вимірювачів параметрів механічних дефектів потужних генераторів, практично відсутні.

Тому актуальною є задача розробки спеціальних методів і тестових програм, що дають змогу проконтролювати функціонування мікроконтролера і виявити причину виникаючих відмов у разі необхідності.

Метою цієї статті є розробка методів тестування та їх експериментальне використання для дослідження впливу тангенціальної складової поля промислової частоти на стабільність функціонування мікроконтролера STM32F051K8T6 для визначення можливості його застосування в комп'ютеризованих вимірювачах параметрів механічних дефектів потужних генераторів із оптико-електронними елементами.

Матеріали і результати досліджень. Для оцінки впливу магнітного поля промислової частоти застосовано спеціальний стенд [12], схема якого показана на рис. 1 (фото на рис. 3), та макет 6, на якому розміщений мікроконтролер STM32 серії Cortex-M0, що тестується. Стенд складається з осердя 1, котушки 2, джерела живлення 3 і вимірювача сили струму 4. У разі подачі змінної напруги U від джерела 3 на котушку 2 в повітряному зазорі λ осердя 1 створюється змінне магнітне поле з індукцією B_λ . Індукція B_λ викликає в спеціальній вимірювальній котушці 5, також розміщеній в зазорі λ , напругу U_{BK} , функціонально залежну від індукції B_λ .

Результати вимірювань для визначення функціональної залежності $U_{BK} = f(B_\lambda)$ наведено в табл. 1. На рис. 2 наведено графічне відображення отриманої функціональної залежності з розрахованою за методом найменших квадратів функціональною залежністю, яка апроксимує отримані експериментальні дані лінійною залежністю типу $y(x) = ax + b$.

У разі проведення випробувань мікроконтролера STM32F051K8T6 проводилося зовнішнє тестування, що складалося з тестування типових арифметичних операцій в ядрі мікроконтролера, роботи оперативного запам'ятовуючого пристрою, який входить до складу мікроконтролера, та операцій з передачі даних за стандартним протоколом UART) [13, 14].

Випробувальний макет 6 містить мікроконтролер STM32F051K8T6, що розроблений на основі 32-розрядного процесора на ядрі ARM. Мікроконтролер STM32F051K8T6 має такі характеристики: об'єм вбудованої пам'яті становить 64 кБ Flash-пам'яті і 8Кб ОЗУ; мікросхема мікроконтролера виконана в 32-вивідному корпусі LQFP для поверхневого монтажу; всі лінії портів мікроконтролера виведені на роз'єми, розташовані за периметром плати (рис. 3) та є доступними з обох сторін; для живлення мікроконтролера використана напруга 3,3 В.

Випробовуваний макет із мікроконтролером 6 (STM32F051K8T6) розміщувався в зазорі поруч з вимірювальною котушкою 5. Контроль за виконанням зовнішнього тестування проводився за допомогою інформаційно-вимірювальної системи (ІВС) 3 та компаратора кодів (КК) 7 (рис. 3).

Блок-схема взаємодії макета та інформаційно-вимірювальної системи складається з таких основних частин (рис. 3): мікроконтролер (МК) 1 типу "STM32F051K8T6", мікросхема 2 перетворювач інтерфейсів "USB to UART" типу "HC340G" та інформаційно-вимірювальна система (ІВС), в якості якої використано персональний комп'ютер 3 з відповідним програмно-математичним забезпеченням або ком-

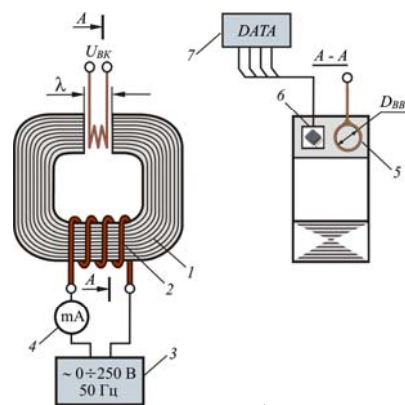


Рис. 1

Таблиця 1

U , В	I , А	U_{BK} , В	B_λ , Т
31	0,2	2,45	0,09
61	0,45	5,05	0,19
86	0,65	7,15	0,27
120	0,95	9,65	0,36
149	1,2	11,90	0,45
185	1,4	14,75	0,55
210	1,6	17,00	0,64
224	1,8	17,95	0,67

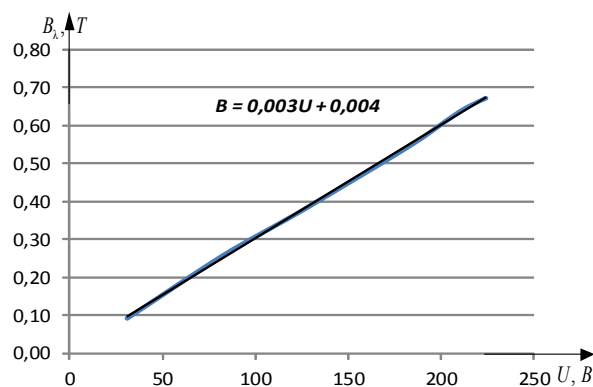


Рис. 2

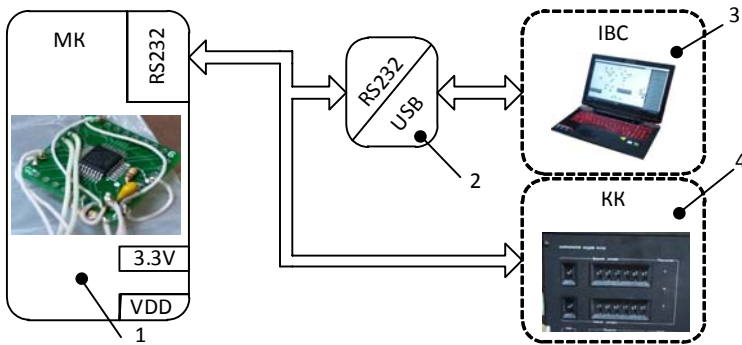


Рис. 3

творювач інтерфейсів "USB to UART" типу "HC340G"; 2 – "print" – пошук та виведення списку послідовних портів UART активних в IBC; 3 – формування послідовності даних, що передаються на обробку в МК; 4 – отримана послідовність даних з МК; append – блок запису результатів тестування в кінець файла; clear – очищення файла від попередніх результатів тестування; close – закриття послідовного порту UART; counter – лічильник імпульсів; loadband – ініціалізація початкових параметрів програмного забезпечення; open – відкриття текстового редактора; print – виведення отриманої послідовності тестових даних в консоль; print.diff – виведення в консоль повідомлення про помилку; qmetro – генератор тактових імпульсів, синхронізований з частотою процесора IBC; serial – блок роботи з послідовним портом UART; text – блок роботи з текстовим файлом; wclose – закриття текстового редактора; zl.group – блок групування вхідних даних у масив; zl.unique – блок порівняння даних переданої та прийнятої послідовності, формування контрольної суми.

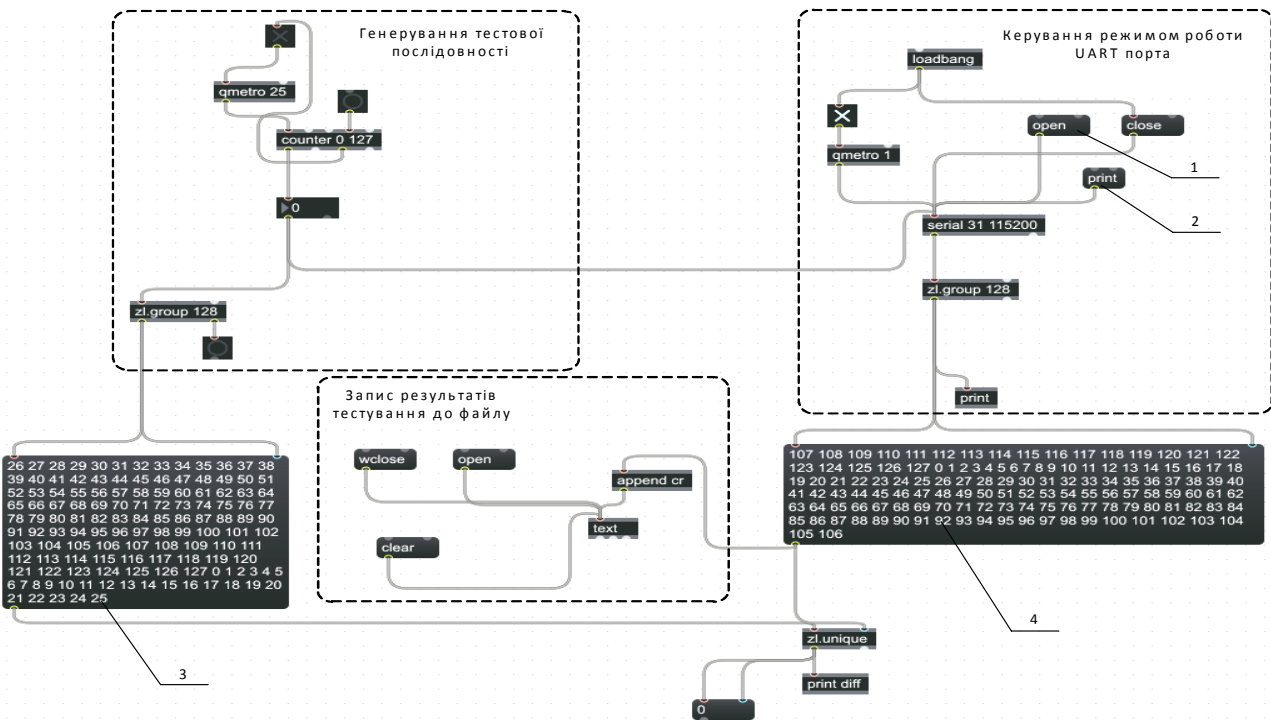


Рис. 4

Схему алгоритму програмного забезпечення представлено на рис. 5. Відповідно до розробленого алгоритму сформовані дані в IBC (блок 3 на рис. 4) у вигляді кодів подаються на перетворювач інтерфейсу 2 (рис. 3), де перетворюються в послідовний код типу NRZ. Далі з виходу перетворювача інтерфейсу 2 (рис. 3) коди подаються в МК 1 (рис. 3), що розміщений на стенді (рис. 2). МК 1 після отримання повного масиву даних P_TX, формує масив даних, що подається на вхід перетворювача інтерфейсу 2 (рис. 3). Далі з виходу інтерфейсу масив даних передається до IBC (блок 4, рис. 4), де заноситься в масив P_RX. Далі в IBC проводиться послідовне посимвольне порівняння кожного елемента масиву P_TX з відповід-

паратор кодів Ф2102 (КК) 4.

У разі використання IBC для тестування використано спеціально розроблене програмне забезпечення мовою візуального програмування. Блок-діаграма розробленого програмного забезпечення наведена на рис. 4, на якому для блоків прийнято такі позначення: 1 – "open" – ініціалізація послідовних портів UART, до якого підключено пере-

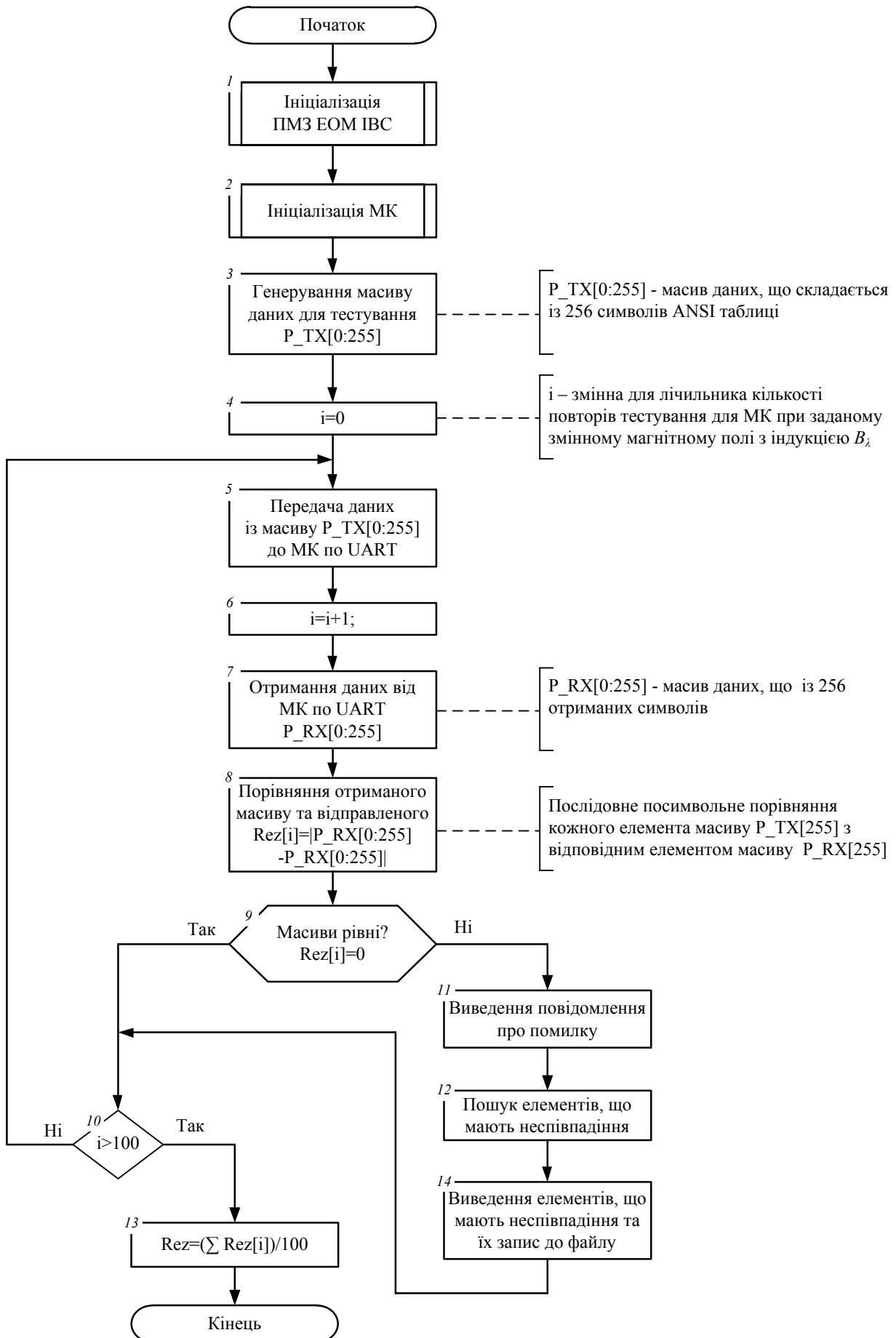


Рис. 5

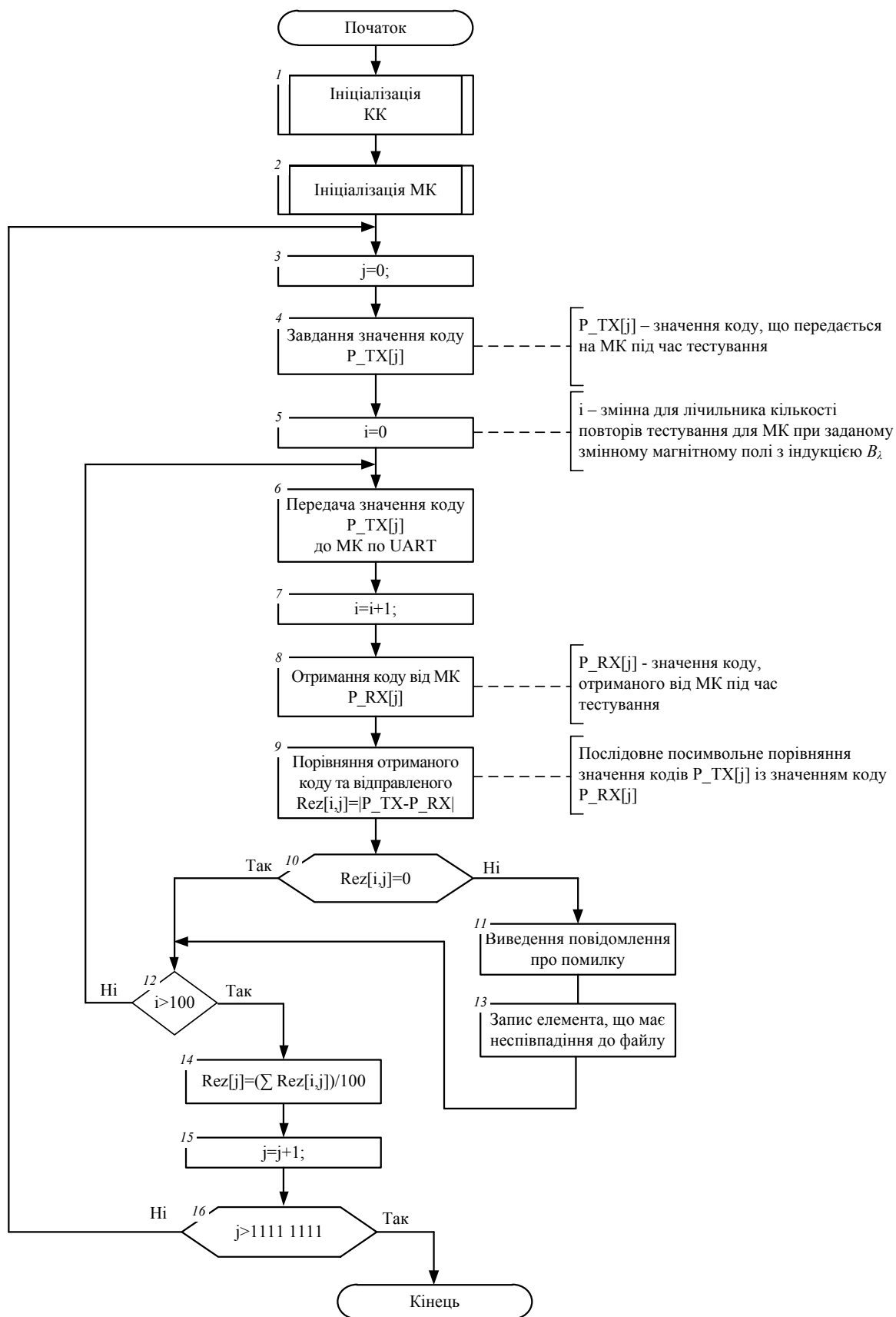


Рис. 6

З табл. 2 та 3 видно, що магнітне поле з величиною магнітної індукції від 0,1 до 0,61Т не впливає на стабільність функціонування 32-розрядного мікроконтролера STM32F051K8T6 серії Cortex-M0, що дає змогу використати його у разі створення комп'ютеризованих вимірювачів параметрів механічних дефектів потужних генераторів.

Висновки. 1. Отримані результати підтверджують можливість застосування 32-розрядного мікроконтролера STM32F051K8T6 серії Cortex-M0 у структурі комп'ютеризованих вимірювачів параметрів механічних дефектів потужних генераторів із оптико-електронними елементами у разі дії на них магнітного поля промислової частоти від 0,1 до 0,61 Т.

2. Отримані результати продемонстрували, що у разі внесення мікроконтролера STM32F051K8T6 серії Cortex-M0 в магнітне поле з величиною магнітної індукції від 0,1 до 0,61 Т його функціонування відповідає критерію А.

3. Отримані результати дають змогу встановлювати гранично-допустимі рівні заводостійкості до магнітного поля промислової частоти, за яких забезпечується стабільність функціонування комп'ютеризованих вимірювачів контрольно-діагностичних параметрів електрообладнання безпосередньо на електрогенеруючих об'єктах за критерієм А, у тому числі і АЕС.

1. ДСТУ 2465-94 Сумісність технічних засобів електромагнітна. Стійкість до магнітних полів частоти мережі. Технічні вимоги і методи випробувань (IEC 61000-4-8:1993) [Чинний від 1995-01-01]. Київ, 1995. 31с.
2. Воциньський К.В., Левицький А.С., Сорокіна Н.Л. Вплив електромагнітної обстановки ГЕС на контрольно-вимірювальну апаратуру. *Гідроенергетика України*. 2015. № 1-2. С. 33–36.
3. СТД ІЕС 61000 «Електромагнітна сумісність».
4. НП 306.2.141-2008 «Загальні положення безпеки атомних станцій».
5. Zaitsev I.O., Levytskyi A.S., Kromplyas B.A. Characteristic of capacitive sensor for the air gap control system in the hydrogenerator. *2017 IEEE First Ukraine Conference On Electrical And Computer Engineering (UKRCON) May 29 – June 2, 2017 Kyiv, Ukraine*. 2017. Pp. 390–394.
6. Liang Z.H., Zhou C.L., Zhao S.G. et al. Analysis of Temperature Effect on Electromagnetic Susceptibility of Microcontroller, *Proc. of 2015 Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics (CEEM2015)*, Nov 4–7, 2015. Hangzhou, China. Pp. 312–315.
7. Лебедев А. В. Методы и аппаратно-программные средства функционального тестирования СБИС микроконтроллеров при проведении радиационных испытаний на дозовые воздействия: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.13.05. Москва, 2009. 32 с.
8. Кенсіцький О.Г., Кромпляс Б.А., Левицький А.С., Федоренко Г.М. Методи та засоби підвищення надійності виконавчих механізмів регулювально-запірної арматури трубопроводів АЕС: Київ: НАН України, Ін-т проблем безпеки АЕС. Чорнобиль (Київ. обл.), 2016. 136 с.
9. Гуревич В.И. Проблема электромагнитных воздействий на микропроцессорные устройства релейной защиты. Часть 1. *Компоненты и технологии*. 2010. № 2. С. 60–64.
10. Гуревич В.И. Проблема электромагнитных воздействий на микропроцессорные устройства релейной защиты. Часть 2. *Компоненты и технологии*, 2010. № 3. С. 91–96.
11. Гуревич В.И. Проблема электромагнитных воздействий на микропроцессорные устройства релейной защиты. Часть 3. *Компоненты и технологии*, 2010. № 4. С. 46–51.
12. Комаров Е.В., Покровский А.Д., Сергеев В.Г. Испытание магнитных материалов и систем. Москва: Энергоатомиздат, 1984. 376 с.
13. ДСТУ 2793-94. Сумісність технічних засобів електромагнітна. Стійкість до потужних електромагнітних завод. Загальні положення [Чинний від 1995-07-01]. Київ: Держстандарт України, 1994. 15 с.
14. ДСТУ 2862-94. Надійність техніки. Методи розрахунку показників надійності. Загальні вимоги. [Чинний від 01.01.1996]. Київ: Держстандарт України, 1995. 86 с.

УДК 621.3

Е.А. Зайцев, канд. техн. наук, **А.С. Левицький**, докт. техн. наук, **Б.А. Кромпляс**, канд. техн. наук, **М.В. Панчик**, асп.

Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ПРОМЫШЛЕННОЙ ЧАСТОТЫ НА УСТОЙЧИВОСТЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ МИКРОКОНТРОЛЛЕРА STM32F051K8T6

Приведены результаты экспериментальных исследований влияния магнитного поля промышленной частоты на стабильность функционирования микроконтроллера. Последний предназначен для разработки новых типов компьютеризированных измерителей параметров механических дефектов мощных генераторов с оптико-электронными элементами, которые могут работать в условиях сильных магнитных полей промышленной частоты. Разработаны и использованы для экспериментальных исследований специальный стенд и соответствующие алгоритмы тестирования. Получены экспериментальные результаты для расчета зависимости параметров значения индукции в воздушном зазоре тестового сердечника стенда от переменного напряжения, подаваемого на нее. Установлено, что внесение микроконтроллера серии Cortex-M0 в магнитное поле с величиной магнитной индукции от 0,1 до 0,6 Т не влияет на стабильность его функционирования. Библиограф. 14, рис. 6, табл. 3.

Ключевые слова: генератор, измерение, экспериментальные исследования, магнитное поле, промышленная частота, тангенциальная составляющая.

I.O. Zaitsev, A.S. Levytskyi, B.A. Kromplyas, M.V. Panchyk

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

STUDY INDUSTRIAL FREQUENCY MAGNETIC FIELD INFLUENCE ON STM32F051K8T6 MICROCONTROLLER FUNCTIONING STABILITY

In this paper shown that the means of measuring the parameters of mechanical defects that are currently used or obsolete, or not fully meet modern requirements, or to use them requires significant adaptation to the characteristics of the generator. These problems largely determine the need for new types of computerized parameters meter mechanical defects powerful generators of opto-electronic elements. It is shown computerized measuring instruments is necessary to consider that generators are powerful sources of industrial frequency magnetic radiation, which literally penetrate the entire internal volume of the generator, present in separate points of the engine room and even the surrounding areas. Measuring parameters of mechanical defects, work on power requirements are quite high and they should be resistant to the effects of industrial frequency magnetic field strength of 30 A / m functioning quality criterion A. The results of experimental studies of the influence of the magnetic field of an industrial frequency on the stability of the functioning of a microcontroller are presented. The latter is intended for the development of new types of computerized meters for the parameters of mechanical defects of powerful generators with optoelectronic elements that can operate under strong magnetic fields of industrial frequency. The special stand and corresponding testing algorithms have been developed and used for experimental research. The experimental results obtained for calculating the dependence of the parameters of the induction value in the air gap of the test core of the stand from the alternating voltage applied to it. It is established that the introduction of Cortex-M0 microcontroller in a magnetic field with magnitude of magnetic induction from 0.1 to 0.6 T does not affect the stability of its functioning by functioning quality criterion A. Refences 14, figures 6, tables 3.

Key words: generator, measurement, experimental research, magnetic field, industrial frequency, tangential component.

1. DSTU 2465-94 Compatibility of technical means of electromagnetic. Resistance to magnetic field frequencies of the network. Technical requirements and test methods (IEC 61000-4-8: 1993) [Effective from 1 January 1995]. Kiev, 1995. 31 p.
2. Voshchynskyi K.V., Levytskyi A.C., Sorokina N.L. Influence of the electromagnetic environment of the HPS on the control-measuring equipment. *Gidroenergetika Ukrainy*. 2015. No 1-2. Pp. 33–36. (Ukr)
3. STU IES 61000 Electromagnetic compatibility.
4. NP 306.2.141-2008 General Safety Regulations for Nuclear Power Plants.
5. Zaitsev I.O., Levytskyi A.S., Kromplyas B.A. Characteristic of capacitive sensor for the air gap control system in the hydrogenerator. *2017 IEEE First Ukraine Conference On Electrical And Computer Engineering (UKRCOEN)* May 29 – June 2, 2017 Kyiv, Ukraine. 2017. Pp. 390–394.
6. Liang Z.H., Zhou C.L., Zhao S.G. et al. Analysis of Temperature Effect on Electromagnetic Susceptibility of Microcontroller, *Proc. of 2015 Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics (CEEM2015)*, Nov 4–7, 2015. Hangzhou, China. Pp. 312–315.
7. Lebedev, AV, Methods and Hardware-Software Means for Functional Testing of VLSI Microcontrollers During Radiation Tests for Dose Exposures: Author. dis. ... Cand. tech. Sciences: 05.13.05. Moscow, 2009. 32 p. (Rus)
8. Kentsitskyi O.G., Kromplyas B.A., Levytskyi A.C., Fedorenko G.M. Methods and means of increasing the reliability of actuators of regulating and closing fittings of NPP pipelines: monograph. Kyiv: NAS of Ukraine, Institute of Safety Problems of the NPP. Chernobyl (Kyiv region). 2016. 136 p. (Ukr)
9. Gurevich V.I. The problem of electromagnetic effects on microprocessor-based relay protection devices. Part 1. *Komponenty i tekhnologii*. 2010. No 2. Pp. 60–64. (Rus)
10. Gurevich V.I. The problem of electromagnetic effects on microprocessor-based relay protection devices. Part 2. *Komponenty i tekhnologii*. 2010. No 3. Pp. 91–96. (Rus)
11. Gurevich V.I. The problem of electromagnetic effects on microprocessor-based relay protection devices. Part 3. *Komponenty i tekhnologii*. 2010. No 4. Pp. 46–51. (Rus)
12. Komarov E.V., Pokrovskyi A.D., Sergeev V.G. Test of magnetic materials and systems. Moskva: Energoatomizdat, 1984. 376 p. (Rus)
13. DSTU 2793-94. Compatibility of technical means of an electromagnet. Resistance to strong electromagnetic interference. General Provisions [Effective from 1995-07-01]. Kyiv: Derzhstandard of Ukraine, 1994. 15 p.
14. DSTU 2862-94. Reliability of technology. Methods of calculation of reliability indicators. General requirements. [Effective as of 01.01.1996]. Kyiv: Derzhstandard of Ukraine, 1995. 86 p.

УДК 621.314

КОНЦЕПТУАЛЬНІ АСПЕКТИ СИНТЕЗУ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ АВТОМАТИЗОВАНИХ АВТОНОМНИХ ОБ'ЄКТІВ

Т.Г. Баган¹, канд. техн. наук, **В.С. Смирнов**^{1*}, докт. техн. наук, **О.В. Самков**², докт. техн. наук, **Д.В. Вайц**¹, асп.

¹ – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського», пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна

² – Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

e-mail: samkov@ied.org.ua

Удосконалення систем електрозабезпечення автономних об'єктів на сьогодні є важливою науково-технічною проблемою, причому не тільки з точки зору покращення масоенергетичних показників, але й забезпечення заданих характеристик функціонування в умовах впливу координатно-параметричних збурень, а саме покращення багатофункціональності, інваріантності, адаптивності та робастності. Розглянуто методологічний підхід щодо синтезу систем керування об'єктами із запізненням, який поєднує керування об'єктом за допомогою традиційних регулюючих органів та активного впливу на параметри об'єкта з метою керування математичним оператором самого об'єкта. Розроблено процедуру системного проектування систем керування із запізненням на основі H_∞ -теорії керування. Аналогічно формулюється квазі H_∞ -предиктор Сміта, який реалізується в контурі зворотного зв'язку та може бути значно спрощений. Бібл. 11, рис. 3.

Ключові слова: інваріантні перетворювачі, адаптивні системи керування, предиктор Сміта.

Вступ. Створення ефективних систем електрозабезпечення (СЕЗ) автономних об'єктів (АО) на сьогодні є важливою науково-технічною проблемою. Це обумовлено прогресом, досягнутим у розробці АО щодо реалізації необхідних виробничих та інформаційних процесів. Потреба у високоефективних СЕЗ пов'язана, перш за все, з розробкою та створенням автоматизованих АО: систем відтворення та підсилення інформації, телекерованих автономних аерокосмічних та глибоководних комплексів, а саме безпілотних та космічних апаратів, автоматизованих зондів, робототехнічних комплексів, автоматизованих систем телекомунікацій, радіонавігації та гідроакустики. На сучасному рівні розвитку СЕЗ особливого значення набувають не тільки завдання покращення їх масоенергетичних показників, але й забезпечення заданих характеристик функціонування в умовах впливу координатно-параметричних збурень [1, 2], а саме покращення багатофункціональності, інваріантності, адаптивності та робастності [3, 4]. Це стосується і перетворювальних систем (ПС), які поєднують функції формування високоякісної вихідної напруги та широкодіапазонного регулювання (стабілізації) її параметрів, що забезпечує високі енергетичні та динамічні показники [4].

В основі проектування багатьох систем керування перетворювальними комплексами є лінеаризована математична модель руху об'єкта керування (ОК) відносно завданої траєкторії. Це означає, що нелінійні характеристики такого об'єкта можливо лінеаризувати відносно деяких бажаних рухів; нестационарність об'єкта, тобто зміна його динамічних властивостей за часом незначна та нею можливо знехтувати. Проте лінеаризація системи не завжди можлива, пов'язана з обмеженнями, які накладаються на рух системи, що ускладнює можливість виявляти та використовувати надто ефективний засіб керування об'єктом – цілеспрямована зміна параметрів об'єкту в процесі його роботи. Мова йде про поєднання керування об'єктом за допомогою традиційних регулюючих органів та активного впливу на параметри об'єкта з метою керування математичним оператором самого об'єкта як ланки системи керування. Таке поєднання обумовлює принцип координатно-параметричного керування [1].

Багато ОК описується істотно нестационарними диференціальними рівняннями, але для таких об'єктів методи аналізу та синтезу стаціонарних систем непридатні. Проблема ще більш ускладнюється, коли закони зміни коефіцієнтів нестационарних систем за часом заздалегідь невідомі. Одним з методів рішення такої задачі є застосування адаптивного керування [1, 3].

Нестационарні системи в основному мають суттєві діапазони та швидкості зміни своїх динамічних характеристик.

Метою роботи є вирішення проблеми забезпечення працездатності перетворювальних систем з адаптивним координатно-параметричним керуванням та еталонною моделлю, а також вибір алгоритмів роботи перетворювачів в умовах збереження заданих вимог.

Найбільш перспективним напрямком у разі вирішення цієї проблеми є пошук більш досконалих нелінійних і нестационарних алгоритмів керування адаптивними системами.

У цьому випадку адаптивні системи з релейними складовими алгоритмів керування мають властивість координатної інваріантності за будь-яких допустимих вхідних впливів і будь-яких швидкостей зміни параметричних збурень, обмежених за діапазоном зміни.

Релейні складові алгоритмів керування адаптивних систем і алгоритмів керування в системах зі змінною структурою за своєю організацією мають багато спільного.

Системи зі змінною структурою (СЗС) здатні вирішувати різні завдання керування, зокрема, і завдання керування нестационарними об'єктами. У теорії і практиці побудови СЗС розвинута ідея організації виродженого руху, тобто ковзний режим. Кілька структур регулятора системи перемикаються з однієї на іншу так, щоб отримати особливий рух, не притаманний системі за жодної з наявних структур регулятора. Природно, що цей особливий рух має задовольняти певним бажаним вимогам. Наприклад, ковзний режим цікавий тим, що з моменту його початку рух системи визначається тільки рівнянням перемикавання з одного режиму на інший і не залежить від рівняння об'єкта, в тому числі й нестационарного. Отже, якщо змусити систему рухатися в ковзному режимі, то її динамічні властивості не залежатимуть від змінних коефіцієнтів об'єкта, внаслідок чого система матиме адаптивні властивості [2, 4].

Високі швидкодія і точність стабілізації вихідного сигналу – необхідні умови працездатності цифрової автоматичної системи (ЦАС), проте вони не вичерпують всіх тих вимог, які ставить практика використання ЦАС. До достатніх умов працездатності ЦАС слід віднести її стійкість, причому в усьому діапазоні регулювання.

Цифрові системи керування мають квантування за часом, що відносить їх до класу імпульсних систем, і квантування за рівнем, що робить їх нелінійними. Основним методом дослідження цифрових систем керування є їх моделювання. Проте таке моделювання не може проводитись без паралельного аналітичного дослідження, призначеного для обґрунтування структури системи, визначення основних її параметрів і якості показників, вибору елементів. Це ставить до можливих аналітичних методів вимоги високої ефективності й наочності отриманих результатів.

На сьогодні існує багато методів синтезу ПД-регулятора. У цьому разі отримані ПД-контролери забезпечують певну якість регулювання. Однак для контролю об'єктів з великим запізненням існує проблема в можливості підвищити якість не погіршуючи стійкості системи [5, 6]. Власне, поліпшена якість можлива завдяки модифікації структури керування, наприклад, за допомогою методів компенсації часу запізнення.

Один з перших компенсаторів – предиктор Сміта. Тривалий час ця технологія не мала переваги перед технікою ПД-регулювання за відсутності ефективних методів проектування та налаштування. Адже більшість розроблених методів було розроблено для простих об'єктів. Вони не могли бути безпосередньо використані для інерційних об'єктів зі значним запізненням.

У цій роботі розроблено процедуру систематичного проектування на основі H_∞ -теорії керування. За суворої обробки запізнення аналітично виводиться квазі H_∞ -предиктор Сміта, який можна точно реалізувати в контурі зворотного зв'язку, за умови, що регулятор контура зворотного зв'язку може бути ірраціональним. Коли об'єкт не має часу затримки, цей регулятор зворотного зв'язку зводиться до раціонального.

Квазі H_∞ -предиктор Сміта. Зазвичай існує декілька способів вирішення проблеми [7]. У [8, 9] було розроблено регулятор за допомогою мінімізації зваженої функції чутливості. Контролер також може бути аналітично спроектований заданням бажаного перехідного процесу [10].

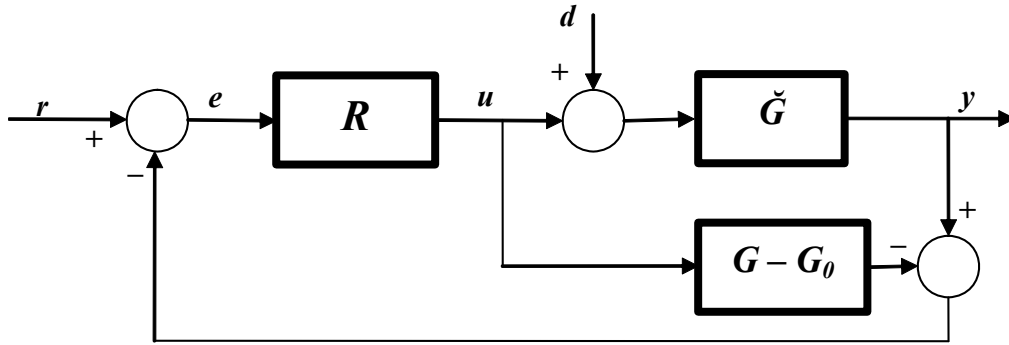


Рис. 1

Як відправну точку синтезу розглянемо структуру предиктора Сміта, показану на рис. 1, де $R(s)$ – регулятор; $\tilde{G}(s)$ – об’єкт; $G(s)$ – модель, а $G_0(s)$ – частина моделі $G(s)$ без запізнення.

Якщо передавальна функція замкнутої системи $T(s)$ відома, то структура предиктора Сміта визначається як

$$R(s) = \frac{T(s)}{G(s) - T(s)G_0(s)}. \quad (1)$$

Розглянемо такий стійкий раціональний об’єкт:

$$G(s) = \frac{KN_-(s)}{M_-(s)}, \quad (2)$$

де K – коефіцієнт підсилення; $N_-(s)$ та $M_-(s)$ – поліноми з коренями у відкритій лівій напівплощині (ЛНП); $N_-(0) = M_-(0) = 1$, а $\deg\{N_-\} \leq \deg\{M_-\}$.

За критерій оптимальності візьмемо $\min \|V(s)S(s)\|_\infty$, де вагова функція $V(s)$ визначається як $V(s) = 1/s$, що характерно для стрибкоподібного збурення. В результаті попередніх досліджень [8] відомо $\min \|V(s)S(s)\|_\infty = \|V(s)[1 - G(s)Q(s)]\|_\infty \geq 0$.

Отже, оптимальним буде регулятор такої структури:

$$Q_{opt}(s) = \frac{M_-(s)}{KN_-(s)}. \quad (3)$$

Введемо фільтр

$$F(s) = \frac{1}{(\lambda s + 1)^j}, \quad (4)$$

де λ – міра якості, а j обраний таким чином, щоб

$$j = \begin{cases} \deg\{M_-\} - \deg\{N_-\}, & \text{якщо } \deg\{M_-\} > \deg\{N_-\} \\ 1, & \text{якщо } \deg\{M_-\} = \deg\{N_-\} \end{cases}. \quad (5)$$

Тоді отримаємо субоптимальний регулятор

$$Q(s) = \frac{M_-(s)}{KN_-(s)(\lambda s + 1)^j}. \quad (6)$$

Функція передачі замкнутої системи в цьому випадку виглядає як

$$T(s) = \frac{1}{(\lambda s + 1)^j}. \quad (7)$$

Розглянемо більш складний випадок. Припустимо, що об’єкт має нуль у правій напівплощині (ПНП):

$$G(s) = \frac{KN_-(s)(-z_r^{-1}s + 1)}{M_-(s)}, \quad (8)$$

де $z_r > 0$, $N(0) = M(0) = 1$, і $\deg\{N_-\} + 1 \leq \deg\{M_-\}$.

Розв'яжемо задачу зваженої чутливості:

$$\min \|V(s)S(s)\|_{\infty} = \|V(s)[1 - G(s)Q(s)]\|_{\infty} \geq |V(z_r)|.$$

Оптимальний регулятор отримаємо у вигляді структури (3). Введемо фільтр у вигляді (4), де $j = \deg\{M_-\} - \deg\{N_-\}$.

Субоптимальний регулятор виглядатиме як (4), а передавальна функція замкнутої системи може бути записана у вигляді

$$T(s) = \frac{-z_r^{-1}s + 1}{(\lambda s + 1)^j}. \quad (9)$$

Розглянемо загальний стійкий раціональний об'єкт, що описується як

$$G(s) = \frac{KN_+(s)N_-(s)}{M_-(s)}, \quad (10)$$

де $N_-(s)$ та $M_-(s)$ – поліноми з коренями у відкритій ЛНП; $N_+(s)$ – поліноми з коренями в закритій ПНП; $N_+(0) = N_-(0) = M_-(0) = 1$, а $\deg\{N_+\} + \deg\{N_-\} \leq \deg\{M_-\}$. Як бажану функцію передачі замкнутої системи оберемо таку:

$$T(s) = N_+(s)F(s), \quad (11)$$

де $F(s)$ – це фільтр вигляду (4), а j обраний згідно з (5).

Особливості передавальної функції замкнутої системи полягають в тому, що вона має ті ж самі ПНП-нулі, що й об'єкт. Як тільки визначається бажана $T(s)$, структура предиктора Сміта може бути аналітично виведена через

$$R(s) = \frac{T(s)}{G(s) - T(s)G_0(s)} = \frac{1}{K} \frac{M_-(s)}{N_-(s)[(\lambda s + 1)^j - N_+(s)]}.$$

Для раціональних об'єктів $G_0(s) = G(s)$, а регулятор має порядок, що дорівнює порядку об'єкта. Отже,

$$Q(s) = \frac{T(s)}{G(s)} = \frac{M_-(s)}{N_-(s)}. \quad (12)$$

Коли у об'єкті з'являється запізнення, основна ідея використання предиктора Сміта полягає у переміщенні часу затримки зі зворотного зв'язку так, щоб синтезувати регулятор для раціональної частини об'єкта. Нехай об'єкт з запізненням має вигляд

$$G(s) = \frac{KN_+(s)N_-(s)}{M_-(s)} e^{-\tau s}, \quad (13)$$

де τ – час запізнення.

Потрібна функція передачі замкнутої системи вибрана як

$$T(s) = N_+(s)F(s)e^{-\tau s}, \quad (14)$$

де $F(s)$ ідентичний попередньому.

$R(s)$ та $Q(s)$, що відповідають цій бажаній функції передачі замкнутої системи, є такими самими, як і в (12), але $C(s)$ містить часову затримку:

$$C(s) = \frac{Q(s)}{1 - G(s)Q(s)} = \frac{1}{K} \frac{M_-(s)}{N_-(s)[(\lambda s + 1)^j - N_+(s)e^{-\tau s}]}. \quad (15)$$

Така структура регулятора є ірраціональною. Метод синтезу тут, по суті, є покращеним способом розміщення полюсів. Оскільки метод розроблений на основі спеціальних рішень H_{∞} , то він називається квазі H_{∞} -регулятором. Часто виникає ситуація, коли об'єкт є мінімально фазовим або має лише один нуль у ПНП. Потім точний H_{∞} -регулятор можна отримати за методом [7]. Якщо на об'єкті є більш ніж один нуль в ПНП або об'єкт містить час запізнення, то результати отриманих H_{∞} та квазі H_{∞} регуляторів різні. Квазі H_{∞} -регулятор є компромісом: рішення може бути не точним H_{∞} -регулятором, але структура значно спрощена.

Що стосується об'єкта (13), то можна також спроектувати квазі H_∞ -регулятор за допомогою таких кроків:

1. Якщо об'єкт містить затримку часу, беремо раціональну частину об'єкта як номінальний об'єкт.
2. Якщо номінальний об'єкт не має нулів у ПНП, беремо його обернену передавальну функцію як $Q_{opt}(s)$ і переходимо до п. 4.
3. Якщо номінальний об'єкт має нулі в ПНП, видаляємо коефіцієнт, який містить ці нулі, і зробивши інверсію решти, отримуємо $Q_{opt}(s)$.
4. Вводимо фільтр до $Q_{opt}(s)$, і в результаті маємо регулятор у вигляді

$$R(s) = \frac{Q(s)}{1 - G_0(s)Q(s)} \text{ і } C(s) = \frac{Q(s)}{1 - G(s)Q(s)}.$$

За необхідності можна використати квазі H_∞ -метод проектування, вибравши більш складні $T(s)$ як потрібну функцію передачі замкнутої системи.

Еквіваленти оптимального регулятора. Змінимо структуру предиктора Сміта. Отриманий еквівалент насправді є структурою ІМС (рис. 2). Припустимо, що раціональна частина стійкого об'єкта $G(s)$, а саме $G_0(s)$ є мінімально фазова. Мета синтезу такої системи керування полягає в тому, щоб знайти регулятор $R(s)$ або $C(s)$ таким чином, щоб замкнута система була стійкою, а вихід $y(s)$ якомога більше наближався до $r(s)$. Припустимо, що модель точна (тобто $\tilde{G}(s) = G(s)$), і не існує завад. Тоді сигнал зворотного зв'язку дорівнює нулю. Природною ідеєю є прийняття

$$Q(s) = G(s)^{-1} \quad (16)$$

як регулятора. Тоді функцією передачі замкнутої системи є

$$T(s) = Q(s)G(s) = 1. \quad (17)$$

Це означає, що вихідний сигнал може відслідковувати завдання миттєво без будь-якої помилки. Ситуація, яка називається ідеальним керуванням, неможлива в реальній системі, оскільки зворотний час затримки не є реальним. До того ж часто подібна передавальна функція фізично не реалізується. Альтернативою є прийняття

$$Q(s) = G_0(s)^{-1} \quad (18)$$

в якості регулятора. Функція передачі замкнутої системи стає

$$T(s) = Q(s)G(s) = e^{-\tau s}. \quad (19)$$

Це означає, що вихід може чудово відслідковувати завдання після затримки часу τ .

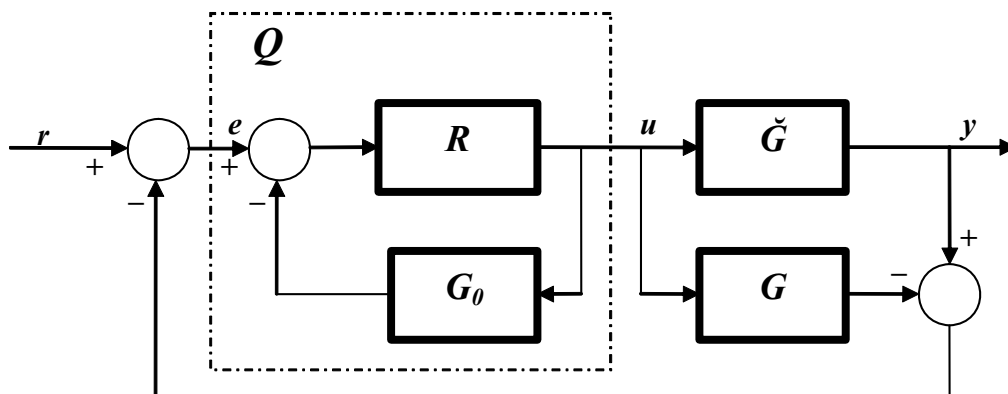


Рис. 2

Пряме керування та ІМС (Internal Model Control). У деяких ситуаціях неможливо виміряти певні параметри через відсутність надійних та економічних вимірювальних пристроїв. Розглянемо схему прямого керування на рис. 3.

У правій частині пунктирною лінією подається об'єкт з одним не вимірюваним виходом $\tilde{y}(s)$ та одним вимірюваним допоміжним виходом $y(s)$. Керуюча змінна $u(s)$ та збурення $d(s)$ впливають на обидва виходи. Збурення вважається невимірюваним. $Q(s)$ є регулятором, а $G(s)$ – моделлю стійкого об'єкта. Оскільки

$$y(s) = G(s)u(s) + A(s)d(s), \quad (20)$$

збурення можна записати як $d(s) = y(s)A(s) - G(s)A(s)u(s)$.

Визначимо оцінку

$$E(s) := B(s)A(s). \quad (21)$$

Оціночна вартість невизначеного виходу

$$\tilde{y}(s) = \tilde{G}(s)u(s) + B(s)d(s) = \tilde{G}(s)u(s) + E(s)[y(s) - G(s)u(s)]. \quad (22)$$

Функція $E(s)$ передбачає вплив невизначених перешкод.

Припустимо, що вихід $\tilde{y}(s)$ може бути вимірюваним. Якщо модель точна, тобто $\tilde{G}(s) = G(s)$, $\tilde{y}(s) = y(s)$, $A(s) = B(s)$, то $E(s) = 1$. Структура системи зменшується до структури ІМС. Сигналом, який надходить в оцінювач, є $d(s)A(s)$. Щоб відхилити його вплив на виробничі потужності, регулятор має здійснити керування в протилежному напрямку, тобто $u(s) = -d(s)A(s)Q(s)$.

З виразу (20) видно, що керування буде ідеальним, коли $Q(s) = 1/G(s)$. Для загального об'єкта $G(s) = \frac{KN_+(s)N_-(s)}{M_-(s)}$, регулятор визначається як $Q(s) = \frac{M_-(s)}{KN_+(s)N_-(s)}$. Він містить

елемент, який фізично неможливо реалізувати. Цю проблему можна вирішити, ввівши до нього фільтр.

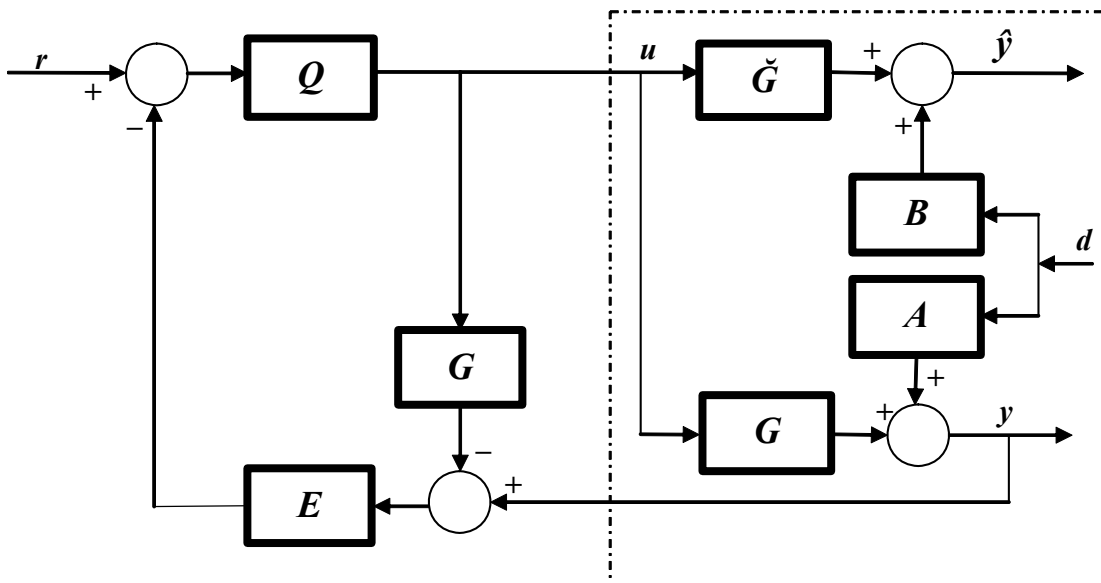


Рис. 3

Отже, квазі H_∞ -регулювання, прямий контроль з вимірюваним виходом та ІМС еквівалентні для об'єктів, раціональна частина яких є стійкою.

Модельне прогнозує регулювання. Прогностичне регулювання за моделлю – це загальне визначення різноманітних алгоритмів керування, розроблених для систем керування комп'ютером, а не єдиним алгоритмом керування. Найбільш широко використовуваними методами прогностичного регулювання є ті, що базуються на оптимізації квадратичних цільових функцій. Основні методи синтезу в цій категорії включають динамічний контроль матриці DMC (Dinamic Matric Control) та модельний алгоритмічний контроль MAC (Model Algorithmic Control) [6, 7, 11].

Розглянемо конструктивну ідею модельного прогноуючого регулювання. Припустимо, що об'єкт раціональний і стійкий, а T_s означає час відбору проб. Значення одиначної амплітудної відповіді у моментах вибірки $t = T_s, 2T_s, \dots, nT_s$ задаються значеннями a_1, a_2, \dots, a_n . Для прогнозування випуску продукції на основі цієї моделі були розроблені різні методи. Метою керування є те, що прогнозована вихідна величина $y_p(k)$ на розглянутому горизонті L слідкує за бажаною вихідною траєкторією $y_r(k)$. Відповідну вихідну траєкторію щодо референції $r(k)$ зазвичай задають

$$y_r(k+1) = \alpha y(k) + (1-\alpha) r(k). \quad (23)$$

Тут $\alpha = e^{-T_s/\lambda}$, де λ – константа часу потрібної вихідної траєкторії, а $y(s)$ – реальний вихід об'єкта. Цільова функція системи керування має такий вигляд:

$$\min \sum_{i=1}^L [y_p(k+i) - y_r(k+i)]^2. \quad (24)$$

Р змінних керування, $u(k)$ s, можна розрахувати шляхом мінімізації цільової функції.

Якщо існує затримка часу на об'єкті, то контрольна послідовність $u(k)$, яка використовується для об'єкта з затримкою часу, така ж, як і для безперервної установки.

Порівняємо прогнозовану модель з моделлю крокової відповіді у вигляді функції передачі бажаної вихідної траєкторії з потрібною функцією передачі замкнутої системи та об'єктивної функції з оптимальним критерієм якості. Ідея модельного прогностичного регулювання дуже подібна до прогнозування квазі H_∞ -регулятора.

Безумовно, регулювання з прогностичною моделлю включає багато алгоритмів. Кожен алгоритм прогнозування має свою специфічну форму. Не кожен алгоритм прогнозування точно еквівалентний квазі H_∞ -регулятору. Якщо розглянути об'єкт першого порядку, то $N = 1$ вистачить для вираження динамічної характеристики об'єкта.

Розглянемо один ступінь МАС, тобто $P = L = 1$. Нехай вихідна модель буде $y_m(k)$. Прогнозованим виходом об'єкта $y_p(k)$ є

$$y_p(k+1) = y_m(k+1) + [y(k) - y_m(k)]. \quad (25)$$

Коли система є оптимальною, у нас є $y_p(k+1) = y_r(k+1)$ і $y(k) = y_r(k)$. Поєднання (23) з (25) дає $\alpha y_r(k) + (1-\alpha) r(k) = y_r(k) + y_m(k+1) - y_m(k)$.

Беручи Z -перетворення, отримуємо $(1 - \alpha) r(z) - (1 - \alpha) y_r(z) = (z - 1) y_m(z)$.

Це рівняння разом з Z -перетвореннями виходу моделі та бажаної вихідної траєкторії $y_m(z) = u(z) G(z)$, $y_r(z) = (1 - \alpha)r(z) / (z - \alpha)$ показує, що

$$\frac{u(z)}{r(z)} = \frac{1 - \alpha}{(z - \alpha) G(z)}. \quad (26)$$

Перевішивши версію цього регулятора в область Лапласа, можна виявити, що вона ідентична квазі H_∞ -регулятору.

Висновок. Розглянуто методики оптимізації синтезу регуляторів для загальних стійких об'єктів із затримкою часу. У разі точної обробки запізнення аналітично отримують квазі H_∞ -регулятор. Він має такий же порядок, як і раціональна частина об'єкта.

Показано, що методи оптимального керування H_∞ , оптимального предиктора Сміта, алгоритму Далліна, ІМС, прямого контролю та прогнозованого керування еквівалентні один одному за певних припущень. Цей висновок дає можливість розробки систем керування з ПІД-регулятором з покращеною якістю функціонування.

1. Антонов В.Н., Пришвин А.М., Терехов В.А., Янчевский А.Э. Адаптивные системы автоматического управления. Ленинград: Изд. Ленинградского университета, 1984. 204 с.
2. Интеллектуальные системы автоматического управления. Москва: Физматлит, 2001. 576 с.
3. Александров С.С., Козлов Е.П., Кузнецов Б.И. Автоматичне керування рухомими об'єктами і технологічними процесами. Т.1: Теорія автоматичного керування. Харків: НТУ «ХПІ», 2002. 490 с.
4. Смирнов В.С., Самков А.В., Булгач Т.В. Организация инвариантных усилительно-преобразовательных систем с прогнозированием для аппаратных средств телекоммуникационного оборудования. *Зв'язок*. 2009. Вип. 4. С. 47–51.

5. Методы робастного, нейронечеткого и адаптивного управления. Москва: Изд. МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2001. 744 с.
6. Mosca E. H_∞ Control Theory. London: British Library Cataloguing, 1991. 325 с.
7. Vilanova R. IMC based robust PID design: Tuning guidelines and automatic tuning *Journal of Process Control*. 2008. № 18(1). С. 61-70.
8. Ковриго Ю.М., Баган Т.Г. Методика налаштування H_∞ -ПІД регулятора для об'єктів із запізнюванням. *Наукові вісті НТУУ "КПІ"*. 2013. № 1. С. 27-33.
9. Ковриго Ю.М., Баган Т.Г., Бунке О.С. Методи забезпечення стійкості систем регулювання на базі ПІ- та ПІД-регуляторів. *Східно-Європейський журнал передових технологій*. 2013. Том 3. № 3 (63). С. 58-63.
10. Баган Т.Г. Синтез робастного регулятора з внутрішньою моделлю для об'єктів без самовирівнювання. *Східно-Європейський журнал передових технологій*. 2017. Том 4. № 2 (8). С. 27-32.
11. Brosilow C., Joseph B. *Techniques of model-based control USA*: PrenticeHall, 2002. 704 p.

УДК 621.314

Т.Г. Баган¹, канд. техн. наук, **В.С. Смирнов¹**, докт. техн. наук, **А.В. Самков²**, докт. техн. наук, **Д.В. Вейц¹**, асп.

¹ – Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт им. Игоря Сикорского», пр. Победы, 37, Киев, 03056, Украина

² – Институт электродинамики НАН Украины, пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина

КОНЦЕПТУАЛЬНЫЕ АСПЕКТЫ СИНТЕЗА СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ АВТОНОМНЫХ ОБЪЕКТОВ

Усовершенствование систем электрообеспечения автономных объектов на сегодня является важной научно-технической проблемой, причем не только с точки зрения улучшения массоэнергетических показателей, но и обеспечения заданных характеристик функционирования в условиях влияния координатно-параметрических возмущений, а именно улучшения многофункциональности, инвариантности, адаптивности и робастности. Рассмотрен методологический подход к синтезу систем управления объектами с опозданием, который соединяет управление объектом с помощью традиционных регулирующих органов и активного влияния на параметры объекта с целью управления математическим оператором самого объекта. Разработана процедура системного проектирования систем управления с опозданием на основе H_∞ -теории управления. Аналогично сформулирован квази- H_∞ -предиктор Смита, который реализуется в контуре обратной связи и может быть значительно упрощен. Библ. 11, рис. 3.

Ключевые слова: инвариантные преобразователи, адаптивные системы управления, предиктор Смита.

T.G. Bahan¹, **V.S. Smyrnov¹**, **O.V. Samkov²**, **D.V. Vaits¹**,

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

37 Peremohy Ave., Kyiv, 03056, Ukraine,

² – Institute of Electrodynamics of the NAS of Ukraine, 56 Peremohy Ave., Kyiv, 03057, Ukraine

CONCEPTUAL ASPECTS OF SYNTHESIS OF CONTROL SYSTEMS BY CONVERTERS OF AUTOMATED STAND-ALONE OBJECTS

The improvement of electrical power supply systems of stand-alone objects is one of the important scientific and technical problems nowadays not only in terms of improving mass-energy indicators, but also ensuring specified performance characteristics under the influence of coordinate-parametric disturbances, namely, an improvement of multifunctionality invariance, adaptability, and robustness. In this paper, we consider methodological approach to the synthesis of the object control systems with a delay, which combines object management by traditional regulatory bodies and active influence on the object parameters in order to control the object itself by mathematical operator. Additionally, we developed a procedure of the system design of control systems with a delay on the basis of the control theory- H_∞ . The Smith quasi- H_∞ -predictor is formulated similarly. This predictor is implemented in a feedback loop and can be greatly simplified. References 11, figures 3.

Key words: invariant converters, adaptive control systems, Smith predictor.

1. Antonov V.N., Prishvin A.M., Terekhov V.A., Yanchevskiy A.E. Adaptive systems of automatic control. Leningrad: Izd. Leningrad. universiteta, 1984. 204 p. (Rus)
2. Intelligent systems of automatic control. Moskva: Fizmatlit, 2001. 576 p. (Rus)
3. Aleksandrov E.E., Kozlov E.P., Kuznetsov B.I. Automatic control of moving objects and technological processes. V. 1: Theory of automatic control. Kharkiv: NTU KhPI, 2002. 490 p. (Ukr)
4. Smirnov V.S., Samkov A.V., Bulgach T.V. Organization of invariant amplification and conversion systems with the prediction ability for hardware of telecommunication equipment. *Zvyazok*. 2009. No 4. P. 47-51. (Rus)

5. Methods for robust, neuro-fuzzy and adaptive control. Moskva: Izd. MSTU named after N.E. Bauman, 2001. 744 p.
6. Mosca E., Pandolfi L. $H-\infty$ Control Theory. London: British Library Cataloguing, 1991. 325 p.
7. Vilanova R. IMC based robust PID design: Tuning guidelines and automatic tuning. *Journal of Process Control*. 2008. No 18(1). P. 61–70.
8. Kovrygo Yu.M., Bahan T.G. Method of design $H-\infty$ -PID-controller for objects with delay. *Naukovi visti NTUU KPI*. 2013. No 1. P. 27–33. (Ukr)
9. Kovrygo Yu.M., Bahan T.G., Bunke O.S. Methods to ensure stability of control systems based on PI and PID controllers. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2013. V 3. No 3 (63). P. 58–63. (Ukr)
10. Bahan T.G. Synthesis of robust controller with an internal model for objects without self-alignment. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2017. V.4. No 2 (8). P. 27–32. (Ukr)
11. Brosilow C., Joseph B. Techniques of model-based control. USA: PrenticeHall, 2002. 704 p.

Надійшла 05.03.2019

Received 05.03.2019