Запорізький національний технічний університет

# ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА

НАУКОВИЙ ЖУРНАЛ



(грудень)

Виходить два рази на рік (грудень, червень)

Видається з 1999 року.

Зареєстрований 29 січня 2003 року Державним комітетом інформаційної політики, телебачення та радіомовлення України, Свідоцтво – серія КВ № 6905.

Засновник та видавник: Запорізький національний технічний університет

Запоріжжя, ЗНТУ 2006

### ISSN 1607-6761

Науковий журнал друкує наукові праці, теоретичні розробки, довідкові матеріали про розробки підприємств, вищих навчальних закладів, НДІ у галузі електротехніки, електроенергетики у відповідності з рубриками:

- 1. Електротехніка.
- 2. Електроенергетика.

### РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ

Головний редактор	д.т.н., Волков О.В.
Заст. гол. редактора	к.т.н., Флора В.Д.

### Члени редколегії:

Андрієнко П.Д.	Д.Т.Н.	Ніжнік Л.П.	д.ф-м.н.
Биковський О.Г.	Д.Т.Н.	Півняк Г.Г.	д.т.н.,академік НАНУ
Гостєв В.І.	Д.Т.Н.	Піза Д.М.	Д.Т.Н.
Кириленко О.В.	д.т.н., академік НАНУ	Потапенко Є.М.	Д.Т.Н.
Клєпіков В.Б.	Д.Т.Н.	Пуйло Г.В.	Д.Т.Н.
Кравченко А.М.	Д.Т.Н.	Розанов Ю.К. (МЕІ, Росія	я) д.т.н.
Лущик В.Д.	Д.Т.Н.	Труфанов I.Д.	Д.Т.Н.
Метельський В.П.	К.Т.Н.	Яримбаш С.Т.	К.Т.Н.

Рекомендовано до видання Вченою радою Запорізького національного технічного університету, протокол № 2 від 30.10.2006 року.

Рукописи проходять незалежне рецензування із залученням провідних фахівців, за результатами якого редакційна колегія приймає рішення про опублікування. У разі невідповідності матеріали не повертаються авторові.

Адреса редакції: 69063, м. Запоріжжя, вул. Жуковського, 64. Тел.: (061) 7-698-296, факс: (0612) 64-22-74. E-mail: rvv@zntu.edu.ua

# **3MICT**

### I. ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

О. Н. Синчук, П. И. Полищук, О. В. Пасько СХЕМЫ ЗАЩИТЫ ОТ ИМПУЛЬСНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ СИСТЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В ПРОМЫШЛЕННЫХ ЭЛЕКТРОВОЗАХ	5
А. В. Переверзев, В. В. Семенов, Г. Н. Стрункин РАСЧЕТ РАБОЧИХ РЕЖИМОВ СИЛОВЫХ ПРИБОРОВ В ПОЛУМОСТОВОЙ СХЕМЕ ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ С ОДНОПОЛЯРНОЙ ШИМ	.8
В. П. Метельский, А. Г. Лохматов ИССЛЕДОВАНИЕ, АНАЛИЗ И ИДЕНТИФИКАЦИЯ НЕПОЛНОФАЗНЫХ РЕЖИМОВ ИНВЕРТОРА В ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОМ АСИНХРОННОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ1	2
Н. И. Фалалеев ОСОБЕННОСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В 4Q-S ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ ПРИ ПИТАНИИ ОТ ОДНОФАЗНОГО ИСТОЧНИКА1	9
А. В. Волков, Ю. С. Скалько МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОБЩИХ ПОТЕРЬ МОЩНОСТИ В ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОМ АСИНХРОННОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ	2
Л. М. Карпуков, Р. Д. Пулов, В. О. Рыбин КВАЗИДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОПРОВОДНЫХ СВЯЗАННЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ	X 28
В. Г. Денисенко, Л. Н. Малышев, Н. В. Скрыпицин, С. М. Тиховод АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ГАРМОНИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В КАБЕЛЯХ С ПОМОЩЬЮ СИСТЕМЫ ANSYS	3
В. Д. Лущик, В. В. Дяченко ПОКРАЩЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ІНДУКТОРНИХ ГЕНЕРАТОРІВ ЗА ДОПОМОГОЮ КОНДЕНСАТОРІВ В ОБМОТЦІ ЗБУДЖЕННЯ	57
В. П. Метельський, Ю. Е. Пачколін ЕЛЕКТРОДИНАМІЧНІ СИЛИ В ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИХ КОМПЛЕКСАХ З ІНДУКЦІЙНО-ДУГОВИМ ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ4	1
В. А. Волков АНАЛИЗ СТАЦИОНАРНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В АКТИВНОМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ ТОКА С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ4	7
В. В. Зиновкин, О. Г. Волкова, В. В. Карпенко ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОТЕРМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В КОНТАКТАХ ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИХ УСТРОЙСТВ ПРИ РЕЗКОПЕРЕМЕННОЙ НАГРУЗКЕ5	2
Д. С. Ярымбаш, А. В. Тютюнник, О. Л. Загрунный ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ УПРАВЛЕНИЯ РЕЖИМАМИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ОБОГРЕВА ПРИ ПРЕССОВАНИИ ЗАГОТОВОК ПОДОВЫХ БЛОКОВ5	7
А. А. Колб РАСЧЕТ ЕМКОСТИ НАКОПИТЕЛЬНОГО КОНДЕНСАТОРА ДЛЯ СИСТЕМЫ ГРУППОВОГО ПИТАНИЯ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫХ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ, СНАБЖЕННОЙ АКТИВНЫМ, ФИЛЬТРОМ	1
	•

### **II. ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА**

И. Г. Ширнин, В. А. Палкин АТОМНАЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА В МИРЕ И УКРАИНЕ	.64
О. Д. Демов, О. П. Паламарчук РОЗРАХУНОК ПРОЦЕСУ ВПРОВАДЖЕННЯ КОНДЕНСАТОРНИХ УСТАНОВОК В РОЗПОДІЛЬЧІ МЕРЕЖІ ЕНЕРГОСИСТЕМИ	68
Е. С. Литвинов, А. П. Заболотный ОПЕРАТИВНЫЙ АНАЛИЗ ПОТРЕБЛЕНИЯ ЭНЕРГОРЕСУРСОВ МЕТАЛЛУРГИЧЕСКИМ ПРЕДПРИЯТИЕМ	71
Ю. Н. Бровкин, С. В. Плаксин, А. Ю. Подчасов, Л. М. Погорелая, Ю. В. Шкиль ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАБОТЫ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЭНЕРГОУСТАНОВОК	74
А. В. Волков О. Г. Мирошниченко, Т. А. Волкова АНАЛИЗ И ПУТИ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ТАРИФА НА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИЮ В УКРАИНЕ	77

## Ι.ΕЛΕΚΤΡΟΤΕΧΗΙΚΑ

УДК 621.314

### О. Н. Синчук, П. И. Полищук, О. В. Пасько

### Схемы защиты от импульсных напряжений системы преобразования переменного тока в промышленных электровозах

Для схемы преобразования напряжения промышленного электровоза рассмотрены электромагнитные процессы в предложенных авторами устройствах защиты от импульсных перенапряжений.

До 80 % от всей производимой в Украине электроэнергии потребляют электрические приводы (ЭП), значимую долю которых составляют электроприводы переменного тока [1]. Данный тип промышленного электропривода в основном представляет собой нерегулируемые системы, которым присущи сверхтоки в процессе пуска асинхронных двигателей (АД), что пагубно влияет как на питающую сеть, на электродвигатель и приводимый им механизм (что, в свою очередь, вынуждает загрублять уставки токовой защиты, применять коммутационную аппаратуру на порядок более требуемой по номиналу и т. д.).

Появление на электротехническом рынке IGB-транзисторов (IGBT), увеличение их мощности и снижение стоимости привели к созданию ЭП с частотно-регулируемыми АД, которые позволяют надежно и экономично обеспечить:

 плавный разгон механизма с заданным ускорением при токе не более заданного значения;

 – длительную работу на любой частоте (скорости)
 в диапазоне от нулевой до номинальной (или выше от номинальной);

- тезатта сататела постоянного тока между ними, к которому подключены тормозные резисторы и *IGBT*-чоппер.

Электромагнитные помехи и искажения токов и напряжений, генерируемые преобразователем в питающую сеть и нагрузку, должны быть ограничены в соответствии с действующими стандартами. То есть – должна быть обеспечена электромагнитная совместимость системы преобразования (СП) с питающей сетью и нагрузкой. Эта функция возложена на упомянутые фильтры. Входной фильтр обычно выполняется по П-образной схеме, а промежуточный – по Г-образной схеме, выходной фильтр может отсутствовать или состоять из одних фазных дросселей, в крайнем случае – собран по

© О. Н. Синчук, П. И. Полищук, О. В. Пасько 2006 р.

Г-образной схеме (в зависимости от удаленности АД и принятого принципа защиты АД от перенапряжений).

В настоящее время ЭП переменного тока переходят на новую ступень своего развития:

 обеспечивают рекуперацию в питающую сеть электроэнергии, генерируемой АД в процессе его торможения;

 – обеспечивают коэффициент мощности питающей сети на входе СП, близкий к единице (причем, с практически синусоидальной формой потребляемого тока);

 – формируют выходное напряжение СП синусоидальной формы;

- тайлтанная о ал птоер полттор такашттого о.а. А паусе п уонт опотштураону полт в тоата о астанов. у. А отанти, асатат такуро такае узатта (астантат) астауто влечет за собой дополнительное ужесточение требований по электромагнитной совместимости СП с питающей сетью. Используемые в настоящее время схемные решения фильтров и устройств защиты не способны удовлетворять возросшим требованиям, предъявляемым к ним.

**Целью статьи** является анализ электромагнитных процессов в схеме защиты от импульсных перенапряжений для промышленных электровозов, получающих питание от сети переменного тока.

### Материалы и результаты исследований

Природа возникновения импульсов перенапряжений в питающей сети переменного тока весьма разнообразна, но, в основном, она вызвана коммутациями нагрузок различными аппаратами (например, изза отключений контакторами нагрузок под током). Проблема еще более усугубляется, если отключаются аварийные токи. При этом параметры возникающего импульса перенапряжения зависят от величины отключаемого нормального (или аварийного) тока, от индуктивности сети в месте отключения нагрузки, от индуктивности сети в месте подключения защищаемой СП, от времени срабатывания коммутационного аппарата и т.д. В итоге параметры импульсов перенапряжения не имеют однозначного определения. Входной фильтр снижает интенсивность воздействия перенапряжения в сети на СП. Для оценки эффективности фильтра примем следующие исходные положения. Во-первых, длительность  $t_e$  импульса перенапряжения  $e_G$  варьируется от единиц микросекунд до 10 миллисекунд [2]. Рассмотрим при этом наиболее характерные случаи: 1-ый случай, когда на систему воздействует «короткий» импульс  $e_G$  в самый неблагоприятный момент его возникновения – на вершине синусоиды одного из фазных напряжений  $U_G$  (рис. 1); 2-ой случай, когда на систему воздействует «длинный» импульс  $e_G$ , возникающий в момент прохождения фазного напряжения  $U_G$  через нуль (рис. 2).



Рис. 1. Диаграммы напряжений в системе при воздействии на нее «короткого» импульса перенапряжения  $e_G$ 



Рис. 2. Диаграммы напряжений в системе при воздействии на нее «длинного» импульса

Во-вторых, форма импульса перенапряжения принята прямоугольной (с амплитудой  $E_{GM}$ ), хотя реальная форма импульса несколько отличается. В-третьих, амплитуда внешнего импульса перенапряжения оговаривается для каждого конкретного случая отдельно.

Для простоты изложения рассмотрим электромагнитный процесс в Г-образном *LC* фильтре. В первом случае (при «коротком» импульсе  $t_e$ ) к моменту его окончания рассчитаем перенапряжение на выходе фильтра:

$$e_{Ze} = E_{Gm} \cdot (1 - \cos \omega_m t_e),$$

$$U_{Ge} = U_{Gm} \cdot \sin \omega_1 \left(\frac{T_1}{4} + t_e\right),$$

$$U_{Ze} = U_{Ge} + e_{Ze}.$$
(1)

Во втором случае (при «длинном» импульсе) перенапряжения рассчитываются в виде:

$$E_{Zm} \approx 2E_{Gm},$$

$$U_{Zm} \approx 2E_{Gm} + U_{Gm} \cdot \sin \omega_1 \frac{T_M}{2}.$$
(2)

В обоих случаях величины  $U_{Ze}$  и  $U_{Zm}$  могут превысить допустимое значение:

$$U_Z(\text{доп}) \approx (1,15-1,20) U_{Gm}$$
. (3)

Ограничение уровня напряжения на конденсаторе фильтра (менее допустимого) за счет увеличения параметров элементов фильтра явно неприемлемо. Решение проблемы возможно путем применения мощных полупроводниковых ограничителей напряжения (например, типа ОНС 233–200) или варисторов *RU*, устанавливаемых параллельно фильтровому конденсатору (показано на рис. 3).



Рис. 3. Схема входного фильтра с варистором RU и датчиком перенапряжений BI

Новым в этой схеме является предложение автора контролировать срабатывание варистора RU, для чего последовательно с ним включен простейший датчик тока *BI* (который при этом будет выдавать сигнал  $i_U$  в систему управления СП). По сигналу  $i_U$  система управления выдает информацию и ведет учет наличия перенапряжений, а в случае превышения

перенапряжения  $e_G$  ( $t_e = макc t_e = 10 мc$ )

параметров варистора по току и длительности его протекания – аварийно отключает СП от сети. Использование варистора позволяет не завышать параметры фильтра, а применение датчика тока (с выдачей сигнала срабатывания варистора) повышает надежность работы СП в целом.

К вопросу защиты электропривода тесно примыкает проблема защиты полупроводниковых приборов преобразователя. Кроме внешних перенапряжений в преобразователе имеют место внутренние перенапряжения (из-за наличия паразитных индуктивностей монтажных цепей, которые генерируют ЭДС самоиндукции при высоких скоростях коммутации *IGBT* и диодов).

Для борьбы с пиками напряжения на паразитных индуктивностях полупроводниковые приборы шунтируют снабберными демпфирующими цепочками. Примеры схем снабберов приведены на рис.4-рис.6. Рекомендации по применению и параметрам снаббе-

ров приведены в табл. 1.

Схема снаббера, номер рисунка	Тип IGB- транзист орного модуля	Ток коллектора IGB-транзистора, мгновенное значение [A]	Емкость S-конден- сатора [мкФ]
3.4	6 pack	15–75 100–200	0,047-0,22
3.5	2 pack	200 300-400	0,68≤ 1,0−1,5
		500–600 400	2,0–2,4 1,5≤
3.6	1 pack	500–600 800–1000	2,0–2,4 3,3–4,0

Таблица 1. Схемы и параметры цепей снабберов







Рис. 5. Схема подключения *RCD*-снабберов к 2-раск среднеточным *IGBT*-модулям



Рис. 6. Схема подключения *RCD*-снабберов к 1-раск сильноточным *IGBT*-модулям

Однако, применение только снабберов недостаточно для надежной защиты полупроводниковых приборов от перенапряжений. Действительно, при выходе из строя любого элемента снаббера в следующий же момент будет выходить из строя беззащитный *IGBT*-модуль. Авторами предложено дополнить схемы, представленные на рис.4–рис.6, цепочками из ва-

ристора *RU* и датчика тока *BI* (аналогично рис. 3), подключив их непосредственно к модулям. При этом к применению рекомендуются:

1) специальные снабберные конденсаторы типов РМВ, РРА производства фирмы ICEL, Италия;

2) специальные снабберные диоды типов *RM.HG-S* производства Mitsubishi и *BYP* производства Siemens *AG*.

Особенностью такого решения является то, что при первом же срабатывании варистора система управле-

ния по сигналу  $i_U$  датчика тока BI отключает СП. Это объясняется тем, что внутренние перенапряжения поддаются точному учету и ограничению снабберами в нормальных режимах работы электропривода. Если же они превысили уровень срабатывания варистора, то это происходит вследствие либо повреждения снаббера, или вследствие какой-то другой аварии.

Емкость снабберного конденсатора *S.C*, кроме ориентировочного значения, указанного в табл. 1, определяется из соотношения:

$$C_{SC} \ge L_P \frac{i_{\rm K}^2}{\Delta U^2},\tag{4}$$

где  $L_P$  – паразитная индуктивность монтажных це-

пей;  $i_{\rm K}$  – коммутируемый ток;  $\Delta U$  – допустимое внутреннее перенапряжение (превышение напряжения над нормальным значением). Если значение  $\Delta U$  превысило уровень срабатывания варистора, то это возможно в случае уменьшения емкости  $C_{SC}$  или превышения нормального значения коммутационного тока.

### Выводы

1. На основе исследования внешних перенапряжений во входном фильтре предложены способ и устройство контроля защитных цепей системы преобразования напряжения (заключающееся во введении в цепь последовательно с варистором датчика тока), которые позволили повысить надежность системы в целом. 2. Выполнена систематизация устройств контроля состояния снабберов для мощных IGBT-модулей.

#### Перечень ссылок

- Вороновський Г. К., Денисюк С. П., Кириленко О. В., Стогній Б. С., Шидловський А. К. Енергетика світу та України. Цифри та факти. – Київ: Українські енциклопедичні знання, 2005. – 404 с.
- Полищук П. И. К проблеме анализа выходного ШИМ напряжения IGBT-инвертора. // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. Силова електроніка та енергоефективність. – Ч.3 – К.: 2006. – с. 19–23.

Поступила в редакцию 27.10.06 г.

После доработки 30.10.06 г.

Для схеми перетворення напруги промислового електровоза розглянуті електромагнітні процеси в запропонованих авторами пристроях захисту від імпульсних перенапруг.

For the circuit of voltage transformation of industrial electric locomotive the electromagnetic processes are examined in devices that protect from impulse overstresses; these devices are offered by authors.

УДК 621.314.3

### А. В. Переверзев, В. В. Семенов, Г. Н. Стрункин

# Расчет рабочих режимов силовых приборов в полумостовой схеме инвертора напряжения с однополярной ШИМ

Рассмотрены электромагнитные процессы в полумостовой схеме инвертора напряжения с однополярной ШИМ. Получены соотношения для расчета средних и действующих значений токов в силовых полупроводниковых приборах. Представлены оценки статических потерь для инверторов с одно- и двуполярной ШИМ.

При создании автономных систем энергоснабжения, а также источников аварийного и бесперебойного питания, разработчики сталкиваются с необходимостью выбора типа инвертора, обеспечивающего формирование синусоидальной кривой выходного напряжения промышленной частоты. В этом случае, как правило, предпочтение отдается инверторам напряжения с различными видами широтно-импульсной модуляции. Среди известного ряда схемных вариантов определенный интерес представляет полумостовая схема (рис. 1) [1, 2], позволяющая сформировать напряжение методом однополярной широтно-импульсной модуляции (ОШИМ), применение которого, как известно из [2], улучшает гармонический состав кривой выходного напряжения по сравнению с двуполярной ШИМ (ДШИМ). Для выбора силовых полупроводниковых приборов необходимо иметь соотношения для расчета средних и действующих значений токов в элементах схемы. Известны соответствующие формулы для инвертора с ДШИМ [3], однако для рассматриваемой схемы инвертора такие выражения в литературе отсутствуют. В предлагаемой работе авторы попытались восполнить этот пробел.

ISSN 1607-6761

По сравнению с обычной полумостовой схемой инвертора, элементами которой являются два силовых транзистора VT2, VT3 и два обратных диода VD2, VD3, в схеме инвертора с ОШИМ содержится два вспомогательных транзистора VT1, VT4, с соответствующими обратными диодами VD1, VD4 и два шунтирующих диода VD5, VD6.

Для формирования импульса напряжения положительной полярности одновременно включаются транзисторы VT1, VT2, и к нагрузке прикладывается напряжение верхней половины источника питания. При этом электромагнитные процессы в схеме аналогичны процессам в обычной полумостовой схеме инвертора. При выключении транзистора VT1 под воздействием ЭДС самоиндукции индуктивности нагрузки открывается шунтирующий диод VD5, и цепь нагрузки замыкается (практически накоротко) через этот диод и остающийся включенным транзистор VT2. При этом напряжение нагрузки спадает до уровня, определяемого суммой прямого падения напряжения на шунтирующем диоде и остаточного напряжения силового транзистора.

<sup>©</sup> А. В. Переверзев, В. В. Семенов, Г. Н. Стрункин 2006 р.



Рис. 1. Упрощенная электрическая схема АИН с ОШИМ

Если вновь включить транзистор VT1, то диод VD5 закрывается, и на нагрузке опять появляется напряжение верхней половины источника питания. Таким образом, при изменении относительной длительности включенного состояния транзистора VT1 (по отношению к периоду несущей частоты) и при постоянно включенном состоянии транзистора VT2 происходит формирование серии импульсов напряжения положительной полярности на нагрузке. Аналогично формируются импульсы отрицательной полярности при включении транзисторов VT3, VT4. Таким образом, полярность напряжения на нагрузке определяется состоянием транзисторов VT2 и VT3, а широтно-импульсная модуляция осуществляется с помощью транзисторов VT1 и VT4. Будем в дальнейшем называть транзисторы VT1, VT4 модулирующими, а транзисторы VT2, VT3 переключающими.

При активно-индуктивном характере нагрузки ток нагрузки отстает по фазе от первой гармоники выходного напряжения. В этом случае после изменения полярности выходного напряжения, ток нагрузки сохраняет прежнее направление, что приводит к включению обратных диодов. Соответственно форма гладкой составляющей выходного напряжения искажается. Для устранения этих искажений транзисторы VT2, VT3 на непроводящей части периода должны управляться сигналами, находящимися в противофазе с управляющими сигналами транзисторов VT4, VT1.

Для того, чтобы первая гармоника выходного напряжения была максимальной, длительности отдельных импульсов по отношению к периоду несущей частоты (т. е. коэффициент заполнения кривой) должны изменяться по синусоидальному закону. Эта закономерность должна соблюдаться в пределах одной полуволны выходного напряжения. Таким образом, например, для положительной полуволны выходного напряжения (т. е. при  $0 < \mathcal{G} < \pi$ ) должно выполняться соотношение:

$$\gamma = M \sin \omega_2 t , \qquad (1)$$

где  $\gamma$  – коэффициент заполнения;  $\omega_2$  – угловая частота выходного напряжения, рад/с; M – коэффициент модуляции, который представляет собой отношение длительности отдельного импульса к периоду несущей частоты ( $0 \le M \le 1$ ); t – текущее время.

Для выбора силовых полупроводниковых приборов и расчета потерь в них необходимо знать средние и действующие значения токов коллекторов транзисторов и анодных токов диодов. Временные диаграммы токов в элементах схемы инвертора с ОШИМ при активно-индуктивном характере нагрузки показаны на рис. 2. Ток нагрузки имеет синусоидальную форму и описывается уравнением:

$$i_2 = I_m \sin \omega_2 t = I_m \sin \vartheta , \qquad (2)$$

где  $i_2$  – мгновенное значение тока нагрузки;  $I_m$  – амплитуда тока нагрузки; g – тригонометрический аргумент, рад.



Рис. 2. Временные диаграммы токов в АИН с ОШИМ

При достаточно большой кратности (по отношению к основной) несущей частоты справедливо допущение о том, что каждый импульс коллекторного тока имеет прямоугольную форму. Причем, амплитуда импульса определяется по формуле (2), а длительность – по формуле (1) [3]. При этом ток коллектора модулирующего транзистора (VT1 – для положительной полуволны выходного напряжения или VT4 – для отрицательной полуволны) существует только на интерва-

ле  $\varphi < \vartheta < \pi$ , где  $\varphi$  – угол сдвига тока нагрузки по отношению к выходному напряжению. Тогда среднее значение тока коллектора модулирующего транзистора определяется следующим соотношением:

$$I_{\text{klcp}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} I_m \sin(\vartheta - \varphi) \cdot M \cdot \sin \vartheta \cdot d\vartheta =$$
$$= \frac{I_m M}{4\pi} [(\pi - \varphi) \cos \varphi + \sin \varphi]. \tag{3}$$

Ток коллектора переключающего транзистора содержит две составляющие: основную, определяемую током на интервале  $\varphi < \vartheta < \pi$  (где ток коллектора непрерывен) и дополнительную, определяемую током на интервале  $\pi < \vartheta < \pi + \varphi$  (на котором транзистор переключается в противофазе с модулирующим транзистором другого плеча инвертора). Основную составляющую можно вычислить из уравнения:

$$I'_{\kappa 2} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} I_m \sin(\vartheta - \varphi) d\vartheta = \frac{I_m}{2\pi} (1 + \cos\varphi) .$$
(4)

При вычислении дополнительной составляющей следует учесть, что управление переключающим транзистором осуществляется сигналом, формируемым в противофазе с сигналом модулирующего транзистора. Поэтому длительность включенного состояния переключающего транзистора на периоде несущей частоты равна:

$$\lambda_2 = 2\pi - \lambda_1 = 2\pi - 2\pi \cdot M \cdot \sin \omega_2 t , \qquad (5)$$

где  $\lambda_1$ ,  $\lambda_2$  [рад] – углы проводимости модулирующего и переключающего транзисторов соответственно.

При этом коэффициент заполнения равен:

$$\gamma_2 = \frac{\lambda_2}{2\pi} = 1 - M \sin \omega_2 t .$$
 (6)

Кроме того, при однополярной модуляции произведение  $M \sin \mathcal{G}$  должно оставаться положительным также и при  $\mathcal{G} > \pi$ , так как физически коэффициент заполнения не может быть отрицательной величиной. Поэтому при расчете среднего значения дополнительной составляющей (когда  $\mathcal{G} > \pi$ ) в уравнении (6) следует поменять знак перед вторым слагаемым. Тогда получим:

$$I_{\kappa 2}'' = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{\pi + \varphi} I_m \sin(\vartheta - \varphi) \cdot (1 + M \sin \vartheta) d\vartheta =$$

$$=\frac{I_m}{2\pi}\left[1-\cos\varphi+\frac{M}{2}\cdot(\varphi\cos\varphi-\sin\varphi)\right].$$
 (7)

После суммирования правых частей выражений (4) и (7) получим окончательно:

$$I_{\kappa 2 \text{cp}} = \frac{I_m}{2\pi} \left[ 2 + \frac{M}{2} \cdot (\varphi \cos \varphi - \sin \varphi) \right].$$
(8)

При вычислении среднего значения анодного тока шунтирующего диода необходимо принимать во внимание, что длительности включенного состояния диода, как показано на рис. 2, г, находятся в противофазе с интервалами проводимости модулирующего транзистора. Причем, на интервале  $\varphi < \vartheta < \pi$  коэффициент заполнения определяется из формулы (6). Причем, на интервале  $\pi < \vartheta < \pi + \varphi$  в формуле (6) следует изменить знак второго слагаемого на обратный. Таким образом, с учетом последнего получим:

$$\begin{split} I_{a} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} I_{m} \sin(\vartheta - \varphi) \cdot (1 - M \sin \vartheta) d\vartheta + \\ &+ \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{\pi + \varphi} I_{m} \sin(\vartheta - \varphi) \cdot (1 + M \sin \vartheta) d\vartheta = \\ &= \frac{I_{m}}{\pi} \left\{ 1 - \frac{M}{2} \left[ \left( \frac{\pi}{2} - \varphi \right) \cos \varphi + \sin \varphi \right] \right\}. \end{split}$$

(9)

Ток обратного диода, как показано на временных диаграммах на рис. 2, д, существует только тогда, когда одновременно включены модулирующий и переключающий транзисторы, но ток нагрузки при этом имеет обратную полярность. Поэтому среднее значение анодного тока обратного диода определяется соотношением:

$$I_{ao\delta p} = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{\varphi} I_{m} \sin(\vartheta - \varphi) \cdot M \sin \vartheta \cdot d\vartheta =$$
$$= \frac{I_{m}M}{4\pi} (\varphi \cos \varphi - \sin \varphi). \tag{10}$$

Используя приведенные выше соображения, можно найти действующие значения токов силовых полупроводниковых приборов. В частности, действующее значение тока коллектора модулирующего транзистора определяется из соотношения:

$$I_{\kappa 1 \rightarrow \phi} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}} \int_{\varphi}^{\pi} [I_m \sin(\vartheta - \varphi)]^2 M \sin \vartheta d\vartheta =$$

$$=I_m \sqrt{\frac{M}{4\pi} \left(1 + \frac{4}{3}\cos\varphi + \frac{1}{3}\cos 2\varphi\right)}.$$
 (11)

Аналогично находятся действующие значения тока коллектора переключающего транзистора:

$$I_{\kappa 23\phi} = \frac{I_m}{2} \sqrt{1 - \frac{M}{\pi} \left(1 - \frac{4}{3}\cos\varphi + \frac{1}{3}\cos 2\varphi\right)}, \quad (12)$$

анодного тока шунтирующего диода:

$$I_{\rm asp} = \frac{I_m}{2} \sqrt{1 - \frac{2M}{\pi} \left(1 + \frac{1}{3} \cos 2\varphi\right)}, \qquad (13)$$

анодного тока обратного диода:

$$I_{ao\delta p \Rightarrow \phi} = \frac{I_m}{2} \sqrt{\frac{M}{3} \left( 1 - \frac{4}{3} \cos \varphi + \frac{1}{3} \cos 2\varphi \right)}.$$
 (14)

На рис. 3 и рис. 4 представлены зависимости средних и действующих значений токов в силовых приборах от угла  $\varphi$ , рассчитанные из соотношений (3), (8), (9)–(14) при различных коэффициентах модуляции и отнесенные к амплитуде  $I_m$  тока нагрузки.

Статические потери в приборах (диодах и IGBT) можно определить по известной формуле [4]:

$$P_{\rm CT} = U_{\rm O} I_{\rm cp} + I_{\rm sp}^2 R_{\rm g} , \qquad (15)$$

где  $I_{\rm cp}$ ,  $I_{\rm sp}$  – соответственно среднее и действующее значение тока через прибор;  $U_{\rm O}$  – остаточное напряжение;  $R_{\rm д}$  – динамическое сопротивление. Последние два параметра определяются с применением линейной аппроксимации вольтамперной характеристики прибора [4, 5].

Используя выражения для средних и действующих токов силовых ключей АИН с ДШИМ [2], а также полученные выше формулы, рассчитаны от угла  $\varphi$  зависимости статических потерь в схемах инверторов (отнесенные к мощности нагрузки  $P_{\rm H}$ ), приведенные на рис. 5.

Видно, что статические потери в инверторе с ОШИМ больше, чем в инверторе той же мощности с ДШИМ, что объясняется введением дополнительных приборов в контур тока нагрузки. С другой стороны, очевидно, что в описываемой схеме динамические потери должны быть меньше ввиду того, что все приборы пе-



Рис. 3. Зависимости среднего тока модулирующего (а), переключающего (б) транзисторов; блокирующего (в) и обратного (г) диодов от угла *Ф* 





Рис. 4. Зависимость действующего тока модулирующего (а), переключающего (б) транзисторов; блокирующего (в) и обратного (г) диодов от угла  $\varphi_2$ 

реключаются при напряжении  $E_d$  /2, а не  $E_d$ , как это происходит в АИН с ДШИМ. Таким образом, оценка суммарного КПД должна быть выполнена с учетом коммутационных потерь в силовых приборах, расчет которых (особенно с учетом влияния формирователей траектории переключения) представляет собой отдельную задачу, выходящую за рамки данной работы.



Рис. 5. Зависимости статических потерь от угла  $\varphi_2$ 

Таким образом, используя полученные соотношения, можно вычислить средние и действующие значения токов силовых приборов и оценить статические потери в них, что является важной составляющей при тепловом расчете, необходимом для оценки массогабаритных показателей схемы.

### Перелік посилань

- Перетворювальна техніка. Підручник. Ч.2 / Ю. П. Гончаров, О. В. Будьонний, В. Г. Морозов, та ін./ За ред. В. С. Руденка. – Харків: Фоліо, 2000. – 360 с.
- Герман-Галкин С. Г. Силовая электроника. Лабораторные работы на ПК. – СПб.: Учитель и ученик, КОРОНА принт, 2002.– 304 с.
- Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники: Учеб. пособие.– Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004. – 672 с.
- Силовые полупроводниковые приборы: Справочник / О. Г.Чебовский, Л. Г. Моисеев, Р. П. Недошивин. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Энергоатомиздат, 1985. 400 с.
- Воронин П. А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. – М.: Издательский дом Додека-XXI, 2001. – 384 с.

Поступила в редакцию 10.05.06 г.

После доработки 05.10.06 г.

Розглянуто електромагнітні процеси в напівмостовій схемі інвертора з ШІМ. Отримано співвідношення для розрахунку середніх та діючих значень струмів у силових напівпровідникових приладах. Подано оцінки статичних витрат для інверторів з одно- та двополярною ШІМ.

Electromagnetic processes of half-bridge voltage-source inverter with one-pole PWM are given. The ratio for average and operating current value in power semiconductor devices is obtained. Estimation of static losses for inverter with one- and two-pole PWM is presented.

УДК 621.313

### В. П. Метельский, А. Г. Лохматов

### Исследование, анализ и идентификация неполнофазных режимов инвертора в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе

На основе методов обобщенных векторов и эквивалентного источника напряжения разработана имитационная модель асинхронного электропривода с АИН-ШИМ. Посредством указанной модели проведены исследования, выполнен анализ и предложен обобщенный алгоритм идентификации неполнофазных режимов инвертора, вызванных исчезновением управляющих импульсов на одном или нескольких силовых ключах инвертора.

В последние годы наблюдается широкое внедрение частотно-регулируемых асинхронных электроприводов (ЭП) во всех отраслях хозяйства: металлургии, горнодобывающей промышленности, на транспорте, в коммунальном хозяйстве и т.д. Учитывая повышенную сложность и относительную дороговизну указанных ЭП, создаваемых, как правило, на основе трехфазного автономного инвертора напряжения (АИН) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), в этих электроприводах принимаются определенные меры для предотвращения выхода из строя силовых элементов преобразователя частоты (ПЧ) или короткозамкнутого асинхронного двигателя (АД) при возможных аварийных ситуациях в этих электроприводах (например, при внутренних коротких замыканиях в инверторе, токовых перегрузках двигателя или обрыве его фазы, перенапряжениях на входе инвертора при торможении двигателя и др.) [1, 2].

Однако, до настоящего времени остаются не исследованными в зарубежной и отечественной научно-технической литературе неполнофазные режимы инвертора, возникающие в асинхронном ЭП с АИН-ШИМ при исчезновении импульсов управления одним или несколькими силовыми ключами инвертора. Такие режимы нередко возникают на практике из-за неисправностей в драйверах или системе управления инвертором. Сложность исследования таких неполнофазных режимов инвертора обусловлена тем, что для них в качестве инструмента исследования не удается использовать существующие имитационные мо-

<sup>©</sup> В. П. Метельский, А. Г. Лохматов 2006 р.

дели асинхронного ЭП с АИН-ШИМ (например, созданные в комплексах программ MatLab, PSPISE и др.) [3, 4], так как последними ныне не учитывается, в первую очередь, нелинейность кривой намагничивания АД (оказывающая значительное влияние на протекающие электромагнитные процессы в ЭП при неполнофазных режимах инвертора).

Целью статьи является разработка математического описания и имитационной модели, ориентированных на исследование электромагнитных процессов в асинхронном ЭП с АИН-ШИМ при неполнофазных режимах инвертора, проведение указанных исследований, анализ опасностей данных аварийных режимов для электропривода и их идентификация.

При разработке математического описания и имитационной модели будем исходить из следующих отличительных особенностей рассматриваемых аварийных режимов асинхронного ЭП с АИН-ШИМ:

 в аварийных режимах становится невозможным упрощенное представление автономного инвертора напряжения идеальными силовыми ключами (как это зачастую возможно в рабочих режимах [5]), поскольку при закрытых силовых ключах АИН-ШИМ существует цепь для протекания токов через обратные диоды, шунтирующие силовые ключи инвертора;

2) в ряде неполнофазных режимов, приводящих к насыщению магнитной цепи асинхронной машины, невозможно пользоваться общепринятым идеализированным представлением последней [5], которое не учитывает фактически нелинейную форму кривой намагничивания этой машины.

Перечислим допущения, положенные в основу разработанной имитационной модели асинхронного ЭП с АИН-ШИМ:

1) все силовые вентили (диоды, транзисторные или тиристорные ключи) АИН-ШИМ или выпрямителя имеют близкое к нулю значение активного сопротивления (менее 0,001 Ом) в открытом состоянии или очень большое сопротивление (более 100 кОм) – в закрытом состоянии указанных вентилей;

 не учитывается влияние углов коммутации вентилей выпрямителя;

 не учитывается влияние защитных резистивноемкостных цепей, устанавливаемых параллельно силовым ключам инвертора;

4) включение (открытие) и выключение (закрытие) силовых ключей в АИН-ШИМ полагается мгновенным (без временной задержки);

5) трехфазный короткозамкнутый АД полагается идеализированным [5];

6) учет изменения состояния магнитной цепи двигателя (а именно – изменение индуктивности *L* "

главной магнитной цепи) осуществляется в зависимо-

сти от текущего значения модуля *I*<sub>m</sub> тока намагничивания, задаваемой, например, в виде арктангенциальной зависимости) [6].

Электрическая схема асинхронного электропривода с АИН-ШИМ показана на рис. 1, где используются следующие обозначения:  $U_{\varphi\,A}$ ,  $U_{\varphi\,B}$ ,  $U_{\varphi\,C}$  – сетевые



Рис. 1. Электрическая схема асинхронного электропривода с АИН-ШИМ

фазные напряжения (частотой 50 Гц);  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$  – токоограничивающие реакторы; B – выпрямитель (выполненный на диодах  $V_1 - V_6$ );  $L_4$  – сглаживающий реактор; C – конденсатор сглаживающего фильтра; АИН-ШИМ – трехфазный автономный инвертор напряжения с широтно-импульсной модуляцией (выполненный на управляемых силовых ключах +A, -A, +B, -B, +C, -C шунтируемых обратными диодами);  $R_{\rm T}$  – резистор торможения;  $V_{\rm T}$  – ключ торможения; АД – асинхронный двигатель (с клеммами подключения a, b, c статорных обмоток).

Схема на рис. 1 соответствует нерекуперативному исполнению асинхронного электропривода с АИН-ШИМ (т. е. – такому, в котором не происходит возврата энергии привода в питающую сеть). В случае рекуперативного исполнения асинхронного электропривода с АИН-ШИМ (в котором обеспечивается возврат энергии при торможении привода в питающую сеть) из схе-

мы на рис. 1 исключаются резистор *R*<sub>T</sub> и ключ *V*<sub>T</sub> торможения, а неуправляемый диодный выпрямитель *В* заменяется на управляемый реверсивный выпрямитель УВ [7].

Исходя из принципа работы трехфазной мостовой схемы неуправляемого выпрямителя *В* [7] и принятых ранее допущений, текущее значение выходной электродвижущей силы (ЭДС) *E*<sub>d</sub> указанного выпрямителя находится из соотношений:

$$E_{d} = E_{d}^{+} - E_{d}^{-}, E_{d}^{+} = \max \{ U_{\phi A}, U_{\phi B}, U_{\phi C} \}, E_{d}^{-} = \min \{ U_{\phi A}, U_{\phi B}, U_{\phi C} \}$$
(1)

где  $E_d^+$  и  $E_d^-$  – соответственно максимальное и минимальное текущие значения сетевых фазных напряжений  $U_{\phi A}$ ,  $U_{\phi B}$ ,  $U_{\phi C}$ . Заметим, что на практике с учетом фактической работы реверсивного *VB* при углах управления, близких к нулю (для моста «Вперед») или близких к 180<sup>0</sup> эл.град. (для моста «Назад»), приведенные соотношения (1) могут быть приближенно распространены также на рекуперативный асинхронный ЭП. Звено постоянного тока преобразователя частоты с АИН-ШИМ в схеме на рис. 1 описывается следующими математическими зависимостями [5, 7]:

$$E_{d} = R_{d}I_{d} + L_{d}\frac{dI_{d}}{dt} + U_{\kappa},$$

$$I_{d} = I_{\kappa} + I_{H} + I_{T},$$

$$I_{\kappa} = \frac{dU_{\kappa}}{dt},$$

$$I_{T} = \begin{cases} U_{\kappa}/R_{T} & -\text{при открытом ключе} V_{T}, \\ 0 & -\text{при закрытом ключе} V_{T} \end{cases},$$
(2)

В указанных зависимостях используются следующие обозначения:  $I_d$  – выходной ток выпрямителя;  $I_{\rm M}\,$  – входной ток инвертора;  $I_{\rm \kappa}\,$  – ток конденсатора сглаживающего фильтра; I<sub>T</sub> – ток в тормозном резисторе;  $U_{\kappa}$  – входное напряжение инвертора;  $R_d$  и  $L_d$  для цепи постоянного тока преобразователя частоты соответственно эквивалентное активное сопротивление (в состав которого включены активные сопротивления обмоток силового трансформатора, подводяших кабелей, токоограничивающих реакторов, шин постоянного тока преобразователя, открытых вентилей выпрямителя и сглаживающего реактора) и эквивалентная индуктивность (в состав которой включены индуктивности рассеяния силового трансформатора, токоограничивающих реакторов и сглаживающего реактора) [7].

Для математического описания трехфазного короткозамкнутого АД используем систему дифференциальных уравнений идеализированного АД, записанную в неподвижной относительно статора полярной координатной системе через обобщенные векторы статорного напряжения  $\overline{U_s}$  и тока  $\overline{I_s}$ , потокосцеп-

ления ротора  $\overline{\Psi}_r$  двигателя в виде [5]:

$$\overline{U_s} = R_s \,\overline{I}_s + L_\sigma \,\frac{d\,\overline{I}_s}{dt} + k \,\frac{d\,\overline{\Psi}_r}{dt}, \\
L_m \,\overline{I}_s = \overline{\Psi}_r + T \,\frac{d\overline{\Psi}_r}{dt} - j \,z \,\omega \,T \,\overline{\Psi}_r, \\
M = \frac{3}{2} z \,k \,\Psi_r \,I_s \sin\left(\theta_I - \theta_{\Psi r}\right), \\
M - M_c = J \,\frac{d\,\omega}{dt}, \\
I_{sa} = I_s \cos \theta_I, \\
I_{sb} = I_s \cos \left(\theta_I - 2\pi/3\right), \\
I_{sc} = I_s \cos \left(\theta_I + 2\pi/3\right).$$
(3)

В системе (5) используются обозначения: M,  $\omega$  и z – электромагнитный момент, угловая частота вращения (скорость) ротора и число пар полюсов двигателя соответственно; J и  $M_c$  – соответственно момент инерции и момент нагрузки привода, приведенные к валу двигателя;  $I_s$ ,  $\theta_I$  и  $\Psi_r$ ,  $\theta_{\Psi r}$  – соответственно модули и аргументы обобщенных векторов статорного тока  $\overline{I_s}$  и потокосцепления ротора  $\overline{\Psi_r}$  двигателя;  $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$ ,  $I_{sc}$  – фазные статорные токи АД;  $R_s$  – активное сопротивление статора двигателя;  $L_m$  и  $L_\sigma$  – соответственно индуктивность намагничивания и суммарная индуктивность рассеяния АД; T и k – электромагнитная постоянная времени и коэффициент связи ротора двигателя.

Три последних параметра двигателя рассчитываются из следующих соотношений [5]:

$$L_{\sigma} = (L_{\sigma s} + k L_{\sigma r}),$$
  

$$T = (L_{m} + L_{\sigma r}) / R_{r},$$
  

$$k = L_{m} / (L_{m} + L_{\sigma r})$$
(4)

где  $L_{\sigma s}$  и  $L_{\sigma r}$  – индуктивности рассеяния статора и ротора двигателя соответственно;  $R_r$  – активное со-противление ротора АД.

Для учета фактической нелинейности кривой намагничивания АД совместно с упомянутыми системами (3) и (4) следует одновременно решать следующую систему уравнений:

$$\overline{\Psi}_{m} = k \left( \overline{\Psi}_{r} - L_{\sigma r} \overline{I}_{s} \right) = \Psi_{m} e^{j \theta_{\Psi m}},$$

$$\Psi_{m} = A \arctan \left( B I_{m} / I_{mH} \right),$$

$$L_{m} = \Psi_{m} / I_{m}$$

$$(5)$$

с помощью которой определяется текущее (варьируемое) значение индуктивности  $L_m$  намагничивания АД на каждом интервале расчета электромагнитных и электромеханических процессов электропривода (где  $\dot{A} = 0.92$  и  $\dot{A} = 1.91$  для электродвигателей серии 4A) [6]. В системе уравнений (5) применяются следующие обозначения:  $\overline{\Psi}_m$ ,  $\Psi_m$ ,  $\theta_{\Psi m}$  – обобщенный вектор главного потокосцепления (в воздушном зазоре) двигателя, его модуль и аргумент соответственно;  $I_m$  и  $I_{mH}$  – соответственно текущее и номинальное значение намагничивающего тока асинхронного двигателя.

При нормальном (полнофазном) режиме работы трехфазного мостового АИН-ШИМ в нем всегда одновременно открыты только три силовых ключа, комбинация которых условно обозначена номером *m*, изменяющимся от 1 до 8 согласно табл. 1 (где знак «+» обозначает открытое состояние, а знак «-» – закрытое Таблица 1. Состояние силовых ключей инвертора и значения обобщенного вектора выходного напряжения инвертора (для полнофазного режима работы)

m	Co	остоян	ние си. АИН-	Обобщенный вектор напряжения $\overline{U_s}$				
	+A	-A	+B	<i>–B</i>	+C	-C	Модуль $U_s$	аргумент $ heta_U$
1	+			+		+	$2 U_{\rm K} / 3$	0
2	+		+			+	$2 U_{\kappa}/3$	$\pi/3$
3		+	+			+	$2 U_{\kappa}/3$	$2 \pi / 3$
4		+	+		+		$2 U_{\kappa}/3$	π
5		+		+	+		$2 U_{\kappa}/3$	$4 \pi / 3$
6	+			+	+		$2 U_{\kappa} / 3$	$5 \pi / 3$
7	+		+		+		0	0
8		+		+		+	0	0

состояние силовых ключей инвертора) [5]. В этой же таблице показаны соответствующие различным комбинациям открытых и закрытых силовых ключей АИН-ШИМ значения модуля  $U_s$  и аргумента  $\theta_U$  создавае-

мого обобщенного вектора выходного напряжения  $U_s$  инвертора для полнофазного режима работы. Нормальному (полнофазному) режиму работы АИН-ШИМ соответствуют возможные варианты подключения статорных обмоток АД, показанные на рис. 2, а, б.

В отличие от полнофазного, при неполнофазных режимах АИН-ШИМ (возникающих вследствие упомянутого исчезновения управляющих импульсов на одном или нескольких силовых ключах инвертора) существуют интервалы времени, когда открыты только по два или одному силовому ключу. Соответствующие неполнофазным режимам инвертора возможные комбинации открытых и закрытых силовых ключей трехфазного АИН-ШИМ показаны в табл. 2 – табл. 4. Причем, указанные комбинации силовых ключей инвертора соответствуют: в табл. 2 исчезновению импульсов управления на одном ключе (+ À); в табл. 3 – исчезновению импульсов управления на двух ключах ( $+\dot{A}$  и  $-\dot{A}$ ) в одной фазе инвертора; в табл. 4 – исчезновению импульсов управления на двух ключах (+ À  $(u - \hat{A})$  в разных фазах и разных полюсах инвертора. При неполнофазных режимах инвертора появляются (кроме ранее рассмотренных вариантов на рис. 2, а, б) новые возможные варианты подключения статорных обмоток АД в АИН-ШИМ, показанные на рис. 2, в, г и характеризуемые двухфазным подключением двигателя к разноименным или к одному из полюсов инвертора соответственно.

$$+(-) \underbrace{a(b, c)}_{a(b, c)} +(-) \underbrace{a(b, c)}_{a(b, c)} +(-) \underbrace{b(c, a)}_{a(b, c)} +(-) \underbrace{b(c, a)}_$$

Рис. 2. Возможные варианты эквивалентных схем подключения статорных обмоток АД для неполнофазных режимов инвертора: а – с подсоединением трех статорных обмоток АД к разным полюсам инвертора; б – с замыканием между собой трех статорных обмоток АД; в – с подключением двух статорных обмоток АД к разным полюсам инвертора и обрывом третьей фазы; г – с замыканием между собой двух статорных обмоток АД и обрывом третьей фазы

т	+A	-A	+ <i>B</i>	- <i>B</i>	+ <i>C</i>	- C	I <sub>sa</sub>	I <sub>sb</sub>	$U_s$	$ heta_U$	$ heta_I$
1	(+)			+		+	< 0		2 U <sub>K</sub> /3	0	
2	(+)		+			+	< 0		$2 U_{\rm K}/3$	$\pi/3$	
3		+	+			+			2 I I / 3	$2\pi/3$	
5		(+)	+			+	> 0		2 O <sub>K</sub> / 5	2 11 / 3	
4		+	+		+				$2 U_{\rm u}/3$	π	
		(+)	+		+		> 0		2 0 K' 5		
5		+		+	+				$2 U_{\rm w}/3$	$4 \pi / 3$	
		(+)		+	+		> 0		- K -		
6	(+)			+	+		< 0		$2 U_{\kappa}/3$	$5 \pi / 3$	
7	(+)		+		+		< 0		0	0	
8		+		+		+			0	0	
0		(+)		+		+	> 0		0	0	
11				+		+	0	$\geq 0$	0	0	$\pi/2$
12				+		+	0	< 0	0	0	3π/2
13			+			+	0	$\geq 0$	$U / \sqrt{2}$	$\pi/2$	$\pi/2$
14			+			+	0	< 0	$U_{\rm K}$ / $\sqrt{3}$	<i>n</i> /2	3π/2
15				+	+		0	$\geq 0$	$\overline{U}$	$3\pi/2$	$\pi/2$
16				+	+		0	< 0	$U_{\rm K}/\sqrt{3}$	5112	$3 \pi / 2$
17			+		+		0	$\geq 0$	0	0	$\pi/2$
18			+		+		0	< 0	0	0	$3 \pi / 2$

Таблица 2. Состояние силовых ключей инвертора и значения обобщенного вектора выходного напряжения инвертора (для неполнофазного режима, вызванного исчезновением импульсов управления силовым ключом + А)

т	+A	-A	+ <i>B</i>	- <i>B</i>	+ <i>C</i>	- C	I <sub>sa</sub>	I <sub>sb</sub>	$U_s$	$ heta_U$	$ heta_I$
1	(+)			+		+	< 0		2 U <sub>к</sub> /3	0	
2	(+)		+			+	< 0		$2 U_{\rm K}/3$	$\pi/3$	
3		(+)	+			+	> 0		$2 U_{\kappa}/3$	$2 \pi / 3$	
4		(+)	+		+		> 0		$2 U_{\kappa}/3$	π	
5		(+)		+	+		> 0		$2 U_{\kappa}/3$	4π/3	
6	(+)			+	+		< 0		$2 U_{\kappa}/3$	5π/3	
7	(+)		+		+		< 0		0	0	
8		(+)		+		+	> 0		0	0	
11				+		+	0	$\geq 0$	0	0	$\pi/2$
12				+		+	0	< 0	0	0	$3 \pi / 2$
13			+			+	0	$\geq 0$	$T = \sqrt{2}$	$\pi/2$	$\pi/2$
14			+			+	0	< 0	$U_{\rm K}$ / $\sqrt{3}$	n / 2	$3 \pi / 2$
15				+	+		0	$\geq 0$	$T = \sqrt{2}$	$3\pi/2$	$\pi/2$
16				+	+		0	< 0	$U_{\rm K}$ / $\sqrt{3}$	5112	$3 \pi / 2$
17			+		+		0	$\geq 0$	0	0	$\pi/2$
18			+		+		0	< 0	0	0	$3 \pi / 2$

Таблица 3. Состояние силовых ключей инвертора и значения обобщенного вектора выходного напряжения инвертора (для неполнофазного режима, вызванного исчезновением управляющих импульсов силовыми ключами + A и – A)

Таблица 4. Состояние силовых ключей инвертора и значения обобщенных векторов выходного напряжения и тока инвертора (для неполнофазного режима, вызванного исчезновением управляющих импульсов силовыми ключами + A, и – B)

т	+A	-A	+ <i>B</i>	-B	+ <i>C</i>	- C	I <sub>sa</sub>	I <sub>sb</sub>	$U_s$	$ heta_U$	$\theta_I$	$I_s$
1	(+)			(+)		+	< 0	> 0	2 U <sub>к</sub> /3	0		
2	(+)		+			+	< 0		211/3	$\pi/3$		
2	(+)		(+)			+	< 0	> 0	2 O <sub>K</sub> / 5	<i>n</i> /5		
3		+	+			+			2 U / 3	$2\pi/3$		
5		+	(+)			+		< 0	20 6 7 5	2 10 3		
4		+	+		+				$2 U_{\rm r} / 3$	π		
		+	(+)	(1)	+			> 0				
5		+		(+)	+		> 0	> 0	$2 U_{\kappa} / 3$	4π/3		
(	(1)	(+)		(+)	+		>0	>0	211/2	5 - 1 2		
0	(+)			(+)	+		< 0	>0	$2 U_{\rm K} / 3$	$5\pi/3$		
/ Q	(+)	+	Ŧ	(+)	Ŧ	+	< 0	> 0	0	0		
13			+	0		+	0	>0	- U	0	$\pi/2$	
14			-			, +	0	≥ 0 < 0	$U_{\kappa}/\sqrt{3}$	$\pi/2$	$\frac{\pi}{2}$	
14			+ +		+	Ŧ	0	>0			$\frac{5\pi/2}{\pi/2}$	
17							0	≥0	0	0	2 - 12	
18		-	+		+		0	< 0			$\frac{3\pi}{2}$	
19		+			+		≥0	0	$U_{\kappa}/\sqrt{3}$	7π/6	7-16	
20		+			+	1	< 0	0	× -		$\pi/6$	
21		+				+	≥0	0	0	0	π/6	
22		+		(1)		+	< 0	0	0	0	$/\pi/6$	
23				(+)		+	0	>0	0	0	$\pi/2$	0
24				(+)		Ŧ	0	$\leq 0$	_			0
25			(+)			+	0	< 0	$U_{\rm k}/\sqrt{3}$	π/3	3π/2	
26			(+)			+	0	$\geq 0$				0
27		(+)				+	> 0	0	0	0	$\pi/6$	
28		(+)				+	$\leq 0$	0				0
29	(+)					+	$\geq 0$	0				0
30	(+)					+	< 0	0	$U_{\rm k}/\sqrt{3}$	$\pi/6$	$7 \pi / 6$	
31				(+)	+		0	> 0	$U_{\rm K}/\sqrt{3}$	3 π/2	π/2	
32				(+)	+		0	$\leq 0$				0
33			(+)		+		0	$\geq 0$				0
34			(+)		+		0	< 0	0	0	$3 \pi / 2$	
35		(+)			+		> 0	0	$U_{\rm K}/\sqrt{3}$	7π/6	π/6	
36		(+)			+		$\leq 0$	0				0
37	(+)				+		$\geq 0$	0				0
38	(+)				+		< 0	0	0	0	$7 \pi / 6$	

В упомянутых табл. 2 – табл. 4 одноразрядные номера  $(1 \le m \le 8)$  комбинаций соответствуют состояниям силовых ключей АИН-ШИМ, присущим полнофазным режимам работы инвертора, а двуразрядные номера  $(11 \le m \le 38)$  – неполнофазным режимам инвертора. В этих же таблицах показанным в скобках знаком «(+)» условно обозначена ситуация проводящего состояния обратного диода, шунтирующего данный силовой ключ инвертора, когда на данном ключе импульсы управления отсутствуют. При этом односторонняя проводимость обратных диодов учитывается в табл. 3 и табл. 4 принудительно задаваемыми (согласно данному состоянию диодов) значениями аргумента  $\theta_I$  и модуля  $I_s$  выходного тока  $\overline{I_s}$  инвертора. В табл. 2 – табл. 4 приведены соответствующие значения модуля  $U_{s}$  и аргумента  $heta_{U}$  обобщенного вектора выходного

напряжения  $\overline{U_s}$  трехфазного АИН-ШИМ, создаваемые при неполнофазных режимах инвертора.

Поскольку все неполнофазные режимы инвертора содержат интервалы времени, при которых одна из статорных обмоток (использующих соединение в «звезду» без нулевого провода) АД обесточена, а две другие соединены последовательно (согласно рис. 2, в, г), то на этих интервалах времени два выходных фазных напряжения инвертора равны между собой по амплитуде (0,5 $U_{\rm K}$  или нулю), а третье выходное фазное напряжение – равно нулю. Соответственно (так же как и упомянутые значения выходных фазных напряжений инвертора) при неполнофазных режимах создается другое (чем в полнофазных) значение модуля  $U_s$  обобщенного вектора выходного напряжения  $\overline{U_s}$  инвертора:

$$U_{s} = \left[\frac{2}{3}\left(U_{sa}^{2} + U_{sb}^{2} + U_{sc}^{2}\right)\right]^{\frac{1}{2}} =$$

$$= \left\{ \left\{ \frac{2}{3} \left[ \frac{U_{\kappa}^{2}}{4} + \frac{U_{\kappa}^{2}}{4} + (0)^{2} \right] \right\}^{\frac{1}{2}} = \frac{U_{\kappa}}{\sqrt{3}} - \text{для схем на рис. 2, в;} \\ \left\{ \frac{2}{3} \left[ (0)^{2} + (0)^{2} + (0)^{2} \right] \right\}^{\frac{1}{2}} = 0 - \text{для схем на рис. 2, г}$$
(6)

а аргумент  $\theta_U$  вектора  $\overline{U_s}$  определяется из зависимости [5]:

$$\theta_U = \operatorname{arctg}\left[ (U_{sb} - U_{sc}) / \sqrt{3} U_{sa} \right] + \pi \left[ 1 - \operatorname{sign} U_{sa} \right] / 2. \tag{7}$$

Расчет входного тока  $I_{\rm H}$  инвертора при полнофазном или неполнофазных режимах осуществляется из зависимостей:

$$I_{\rm H} = \begin{cases} I_{sa}, \text{ при } m = 1,19,21,27,29,35,37; \\ -I_{sc}, \text{ при } m = 2; \\ I_{sb}, \text{ при } m = 3,13,15,17,23,26,31,33; \\ -I_{sa}, \text{ при } m = 4,20,22,28,30,36,38; \\ I_{sc}, \text{ при } m = 5; \\ -I_{sb}, \text{ при } m = 6,14,16,18,24,25,32,34; \\ 0, \text{ при } m = 7,8,11,12. \end{cases}$$
 (8)

Представление трехфазного АИН-ШИМ в составе имитационной модели в виде эквивалентного источника трехфазного напряжения, характеризуемого модулем  $U_s$  и аргументом  $\theta_U$  обобщенного вектора выходного напряжения  $\overline{U_s}$  инвертора из табл. 1 – табл. 4, позволило существенно упростить модель асинхронного ЭП с АИН-ШИМ. А именно, использование упомянутого метода (эквивалентного источника напряжения) позволяет избежать в моделях инвертора и двигателя проведение многочисленных расчетов для всех возможных электромагнитных цепей (которые были в состоянии теоретически проводить ток), задав заведомо определенное значение аргумента

 $\theta_I$  обобщенного вектора статорного тока  $\overline{I_s}$ .

С помощью разработанной имитационной модели асинхронного ЭП с АИН-ШИМ, созданной на основе зависимостей (1)–(8) и значений из табл. 1 – табл. 4 (решаемой в проекциях обобщенных векторов  $\overline{U_s}$ ,  $\overline{I_s}$ ,  $\overline{\Psi_r}$ ,  $\overline{\Psi_m}$  на оси неподвижной ортогональной системы «  $\alpha - \beta$  » [5]) исследованы указанные неполнофазные режимы для преобразователя частоты ЭКТ4-10/380-50

и электродвигателя 4А132S6У3, работающего в стационарном режиме с номинальной нагрузкой. Рассчитан-

ные процессы изменения статорных токов  $I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}$ 

и электромагнитного момента M двигателя, а также

напряжения  $U_{\kappa}$  на конденсаторе фильтра приведены: на рис. 3 – при исчезновении импульсов управления одним ключом (+ *A*); на рис. 4 – при исчезновении импульсов управления двумя ключами (+ *A* и – *A*) в одной фазе инвертора; на рис. 5 – при исчезновении импульсов управления двумя ключами (+ *A* и – *B*) в разных фазах и разных полюсах инвертора.

### Выводы

1. Неполнофазные режимы трехфазного АИН-ШИМ, возникающие при исчезновении управляющих импульсов на одном или нескольких силовых ключах инвертора, приводят к увеличению в 3,5–7 раз амплитуды фазного статорного тока двигателя, в 5–20 раз размаха пульсаций электромагнитного момента двигателя, а также – в 15–40 раз размаха пульсаций напряжения на конденсаторе фильтра. Указанные уве-



Рис. 3. Электромагнитные процессы, соответствующие исчезновению импульса управления на ключе + А



Рис. 4. Электромагнитные процессы, соответствующие исчезновению импульсов управления на ключах +  $\dot{A}$  и –  $\dot{A}$ 

личенные значения параметров режима опасны для электропривода, так как могут вызвать выходы из строя силовых элементов преобразователя частоты (ключей, конденсатора фильтра) или двигателя.

2. В большинстве неполнофазных режимов наблюдается работа асинхронной машины на нелинейном участке ее кривой намагничивания. В частности, на рис. 6 кривой 2 показан годограф изменения обобщенного вектора потокосцепления намагничивания



Рис. 5. Электромагнитные процессы, соответствующие исчезновению импульсов управления на ключах + А и – В



потокосцепления намагничивания  $\overline{\Psi}_m$  при исчезновении импульса управления на ключе + А

 $\overline{\Psi}_m$  для случая исчезновения импульсов управления на ключе + A инвертора (при этом кривой 1 показан годограф изменения вектора  $\overline{\Psi}_m$  в полнофазном режиме работы, за пределами которого начинается нелинейный участок кривой намагничивания). Это обстоятельство требует при анализе неполнофазных режимов в обязательном порядке учитывать нелинейность кривой намагничивания АД.

3. Среди исследованных неполнофазных режимов инвертора наиболее опасным является режим, вызванный исчезновением импульсов управления на двух силовых ключах в разных фазах и разных полюсах инвертора (рис. 5), характеризующийся при этом максимальными значениями амплитуды статорного тока АД, размаха пульсаций электромагнитного момента двигателя и размаха пульсаций напряжения на конденсаторе фильтра.

 Ввиду отмеченных опасностей неполнофазных режимов инвертора, приводящих к неисправности электропривода, необходима идентификация указанных режимов при эксплуатации. В результате анализа изменения статорных токов АД при неполнофазных режимах инвертора установлено, что может быть предложен обобщенный алгоритм идентификации возможных неполнофазных режимов инвертора, заключающийся в том, что наступление данных режимов определяется, если в одной из фаз двигателя отсутствует статорный ток, либо данный ток – однополярен. После этого асинхронный ЭП с АИН-ШИМ принудительно автоматически отключается.

5. По сравнению с полнофазными режимами работы АИН-ШИМ в рассмотренных неполнофазных режимах количество комбинаций, описывающих возможные состояния силовых ключей инвертора и со-

ответствующие им значения обобщенного вектора  $\,U_s\,$  ,

значительно возрастает – с 8 до 36.

6. Разработанное математическое описание и имитационная модель асинхронного ЭП с АИН-ШИМ, основанные на использовании методов обобщенных векторов и эквивалентного источника напряжения, позволяют при заметном упрощении расчетов производить исследование неполнофазных режимов в асинхронных ЭП с АИН-ШИМ. Сравнение расчетных результатов, полученных на имитационной модели, с экспериментальными данными, снятыми на электроприводе с преобразователем частоты ЭКТ4-10/380-50 и электродвигателем 4А132S6УЗ мощностью 5,5 кВт, свидетельствуют об их расхождении между собой не более, чем на 5–8 %, что вполне достаточно для инженерных расчетов.

### Перечень ссылок

- Метельский В. П., Лохматов А. Г. Эффективные алгоритмы управления в аварийных режимах частотно-регулируемыми асинхронными электроприводами с автономными инверторами напряжения // Електротехніка та електроенергетика. – 2005. – №1. – С. 54–58.
- Thomsen J. S., Kallesoe C. S. Stator Fault Modelling of Induction Motors // SPEEDAM 2006 – International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion. – 2006. – S. 9. – P. 6–11.
- Герман-Галкин С. Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MatLab 6.0. – С.-П.: КОРОНА, 2001. – 320 с.
- Разевич В.Д. Применение программ P-CAD и PSPISE для схемотехнического моделирования на ПЭВМ. В 4 выпусках. – М.: Радио и связь, 1992.
- Пивняк Г.Г., Волков А.В. Современные частотнорегулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией. – Днепропетровск: НГУ, 2006. – 470 с.
- Архангельский Б.Н. Аналитическое выражение кривой намагничивания электрических машин // Электричество. – 1950. – №3. – С.30–31.
- Чиженко И. М., Руденко В. С., Сенько В. И. Основы преобразовательной техники. – М.: Высш. школа, 1974. – 430 с.

Поступила в редакцию 3.10.06 г.

На основі методів узагальнених векторів і еквівалентного джерела напруги розроблена імітаційна модель асинхронного електропривода з АІН-ШІМ. За допомогою зазначеної моделі проведені дослідження, виконаний аналіз і запропоновано узагальнений алгоритм ідентифікації неповнофазних режимів інвертора, викликаних зникненням керуючих імпульсів на одному чи кількох силових ключах інвертора.

On the basis of generalized vectors and equivalent voltage source methods the simulation model of asynchronous electric drive with VSI-PWM is developed. The researches are conducted with the help of this model, the analysis is performed and the generalized algorithm for the inverter mode identification, caused by disappearance of control pulses on one or more inverter power switches, is offered.

УДК 621.314

### Н. И. Фалалеев

# Особенности электромагнитных процессов в 4q-s преобразователе при питании от однофазного источника

Исследованы особенности электромагнитных процессов в 4q-s преобразователе при питании от однофазного источника. Выявлены особенности режимов работы фильтров, связанные с ограниченной частотой коммутации полностью управляемых силовых ключей.

В связи с совершенствованием элементной базы силовых полупроводниковых приборов появилась возможность широкого использования активных выпрямителей для коррекции коэффициента мощности. В технической литературе такие выпрямители получили название «4q-s преобразователей» и находят применение в общепромышленных электроприводах, где требуется рекуперация энергии в питающую сеть [1]. В последние годы 4q-s преобразователи стали использоваться в электрической тяге в электропоездах с рекуперацией энергии в сеть [2, 3].

Исследование электромагнитных процессов в та-

ких преобразователях проводится обычно методом основной гармоники с использованием разложения кривой тока (напряжения) в ряд Фурье, а также методами математического (компьютерного) моделирования [1, 2, 4]. Недостаток известных исследований заключается в том, что они посвящены, как правило, рассмотрению только общих энергетических характеристик для входных цепей преобразователей. При этом электромагнитные процессы, протекающие в отдельных элементах электрооборудования, остаются мало исследованными.

Вместе с тем, в процессе проектирования преобразователей разработчиков интересуют исследования, позволяющие определить максимальные значения токов (напряжений) в элементах схемы для правильного выбора их параметров. Особенно остро эта задача стоит в мощных преобразователях, где частота коммутации управляемых ключей находится в пределах  $300 \div 400$  Гц.

Данная статья посвящена рассмотрению особенностей электромагнитных процессов для фильтра второй гармоники в 4q-s преобразователе при питании от однофазной сети.

Исходная расчетная схема представлена на рис. 1 (обозначения, указанные на рис. 1, расшифровываются по тексту).



Рис. 1. Расчетная схема 4q-s преобразователя с входным фильтром

Пренебрегая потерями в цепях накачки конденсатора фильтра СЗ и полагая ток нагрузки *i*<sub>d</sub> непрерывным при отсутствии фильтра на входе выпрямителя, а также исходя из баланса мощностей, максимальную амплитуду пульсаций входного тока выпря-

мителя  $I_{\rm BX~}$  в режиме пуска или глубокого регулирования (когда активная составляющая тока выпрямителя близка к нулю) определим из соотношения:

$$L_{\rm BX} \frac{I_{\rm BX_{\sim}}^2}{2} = C_3 \frac{U_{d\,\rm max}^2 - U_{d\,\rm min}^2}{2} \,, \tag{1}$$

где  $L_{\rm BX\sim} = L_{\rm I} + L_{\rm BX}$  — суммарная индуктивность цепи питания, приведенная ко вторичной обмотке трансформатора.

Принимая 
$$U_{d \max} = U_{dh} + \Delta U_c$$
,  $U_{d \min} = U_{dh} - \Delta U_c$ ,  $\Delta U_c = 0.05U_c$ , и выполнив преобразования из (1), по-

 $\Delta U_c$  = 0,05 $U_{\scriptscriptstyle H}$  и выполнив преобразования из (1), по лучим:

$$I_{\rm BX} = \sqrt{\frac{4C_3 U_n \Delta U_C}{L_{\rm BX.}}} \approx 0.45 \frac{U_n}{\rho}, \qquad (2)$$

где  $\rho = \sqrt{\frac{L_{\text{вх.}}}{C_3}}$  – волновое сопротивление контура  $L_{\text{гл.}} = \tilde{N}_{\text{гл.}}$ 

 $L_{\rm aa.} - \tilde{N_3}.$  Пульсации тока фильтра второй гармоники определим, полагая, что пульсация тока конденсатора фильтра звена постоянного тока приблизительно изменяется по синусоидальному закону с периодом модулирующей частоты  $\omega_{\rm M}$  и амплитудой, равной  $\Delta U_{C3}$ . Конденсатор  $\tilde{N_3}$  полагаем источником напряжения.

Исходное уравнение цепи  $L_2 - C_2$  для определения напряжения пульсаций  $\Delta U_{C3}$  имеет вид:

$$L_2 C_2 \frac{d^2 U_{C2}}{dt^2} + r_2 C_2 \frac{d U_{C2}}{dt} + U_{C2} = \Delta U_{C3} \sin(\omega_{\rm M} t + \psi), \quad (3)$$

где  $r_2$  – активное сопротивление контура, которое включает в себя активное сопротивление реактора  $L_2$ , соединительных проводов и эквивалентное сопротивление конденсаторов  $\tilde{N}_2$  и  $\tilde{N}_3$ ;  $\Psi$  – начальная фаза включения.

В дальнейшем для простоты анализа полагаем значения:  $\psi = 0$  или  $\psi = \frac{\pi}{2}$  (которые определяют граничные значения изменения токов и напряжений). Решая дифференциальное уравнение (3), получим выражение для напряжения на конденсаторе фильтра  $\tilde{N}_2$ :

$$U_{C2} = U_{mC2} \sin(\omega_{M}t + \psi_{C}) - U_{mc2} e^{-\theta t} (\sin \psi_{C} \cos \omega_{o2}t + \frac{\theta}{\omega_{o}} \sin \psi_{C} \sin \omega_{o2}t + \frac{\omega_{M}}{\omega_{o2}} \cos \psi_{C} \sin \omega_{o2}t),$$

$$rge U_{mC2} = \frac{\Delta U_{C3}}{Z\omega_{M}C_{2}\omega_{o2}}.$$
(4)

В этом выражении:

$$Z = \sqrt{\left(\omega_{\rm M}L_2 - \frac{1}{\omega_{\rm M}C_2}\right)^2 + r^2};$$
  

$$\omega_{o2} = \sqrt{\frac{1}{L_2C_2} - s^2}; b = \frac{r_2}{2L_2};$$
  

$$\psi_C = \psi - \varphi - \frac{\pi}{2} (\text{или с учетом})$$
  
принятых ранее допущений:  $\varphi = 0, \frac{\pi}{2});$   

$$\psi_{C1} = -\left(\varphi + \frac{\pi}{2}\right), \psi_{C2} = -\varphi;$$
  

$$\varphi = \arccos \frac{r}{Z}.$$
(5)

Дифференцируя первое уравнение из (4), найдем ток  $i_{c2}$  конденсатора  $\tilde{N}_2$ :

$$i_{C2} = I_{mC2} \sin\left(\omega_M t + \psi_i\right) - I_{mC2} \left[ \left( \frac{\omega_{o2}}{\omega_M} \cos\psi_i - \frac{\omega_{o2}}{\omega_M} \sin\psi_i \right) \sin\omega_{o2} t + \sin\psi_i \cos\omega_{o2} t \right] e^{-\omega t} , \quad (6)$$

где используются обозначения:

$$\begin{split} \psi_i &= \psi - \varphi \text{ или } \psi_{i1} = -\varphi; \\ \varphi_{i2} &= \frac{\pi}{2} - \varphi; \\ I_{mC2} &= \frac{\Delta U_{C2}}{Z\omega_{o2}}. \end{split}$$
 (7)

Анализ (4) и (6) показывает, что слагаемые правых частей указанных уравнений содержат вынужденную составляющую (которая соответствует установившемуся режиму):

$$U_{mC2}\sin(\omega_M t + \psi_C)$$
и  $I_{mC2}\sin(\omega_M t + \psi_i)$  (8)

и свободные составляющие (амплитуда которых зату-

хает по экспоненциальному закону  $e^{-et}$ ), имеющие частоту собственных колебаний контура.

Анализ свободных составляющих напряжений на конденсаторе свидетельствуют о том, что составляющая  $\sin \psi_C \cos \omega_{o2} t$  не может вызвать значительных перенапряжений, так как значение указанного произведения не превышает по абсолютной величине единицы. В связи с малым значением величины зату-

хания контура, составляющая  $\frac{a}{\omega_{o2}}\sin\psi_C\sin\omega_{o2}t$ 

мала и при  $\hat{a} = 0$  превращается в нуль.

Третья составляющая 
$$\frac{\omega_M}{\omega_{o2}} \cos \psi_C \sin \omega_o t$$
 может

достигать больших значений при увеличенном соот-

ношении  $\frac{\omega_{\mathrm{M}}}{\omega_{o2}}$  . В нашем случае при частоте модуля-

ции  $f_{\rm M} = 300-450\,\Gamma$ ц и частоте контура 100 Гц значение этого соотношения может находиться в пределах: 3–4,5. Таким образом, амплитуда переменной составляющей на конденсаторе может увеличиваться в (4–5,5) раз против установившегося значения амплитуды пульсаций.

Проводя аналогичный анализ выражения (6) для тока конденсатора  $\tilde{N}_2$ , можно сделать вывод, что увеличенные токи могут быть вызваны соответствующей

составляющей  $\frac{\omega_{o2}}{\omega_M} \cos \psi_i \sin \omega_{o2} t$  , но при значитель-

но меньшей собственной частоте контура  $\omega_o$  по сравнению с модулирующей частотой  $\omega_{\rm M}$  .

Однако, это соотношение должно проверяться для других контуров, в частности, для контура:  $C_1 - L_1 - L_{\rm BX.} - L_2 - C_2$ , т. к. в нем емкости  $C_1$  и  $C_2$ , индуктивность  $L_1$  и индуктивности  $L_{\rm BX}$  и  $L_2$  соединены последовательно, что может привести к измене-

нию отношения  $\frac{\omega_o}{\omega_{\rm M}}$ . Собственная частота последнего контура (без учета потерь) находится в виде:

$$\omega_{o\Sigma} = \sqrt{\frac{1}{\left(L_1 + L_{BX} + L_2\right)\frac{C_1C_2}{C_1 + C_2}}} = \sqrt{\frac{1}{L_3C_3}} .$$
(9)

Из (9) после сравнения со значением собственной частоты  $\omega_{o2}$  получим, что для исключения повышенных амплитуд токов эквивалентная индуктивность  $L_3$  контура не должна увеличиваться быстрее, чем уменьшается эквивалентная емкость конденсаторов. Это условие, как правило, соблюдается, если:

$$\frac{C_{\mathfrak{s}}}{C_2} \ge \frac{L_{\mathfrak{s}}}{L_{\mathfrak{s}}}.$$
 (10)

Поэтому емкость  $C_1$  должна увеличиваться в большей степени, чем растет эквивалентная индуктивность рассматриваемого контура, что следует учитывать при расчете параметров входных фильтров.

При правильно выбранных параметрах соотношение между емкостью и индуктивностью входного фильтра определяется соотношением:

$$\frac{C}{L} = \frac{\left(K_{\omega}^2 - 1\right)}{K_{\omega}^2},\tag{11}$$

из которого следует, что в зависимости от кратности  $K_{\omega}$  частот фильтра и основной гармоники значение

отношения  $\frac{L}{C}$  находится в пределах:  $\frac{9}{4} \div \infty$ . Мень-

шие значения соответствуют частоте фильтра второй гармоники. Таким образом, установка фильтров высокого порядка не приводит к нарушению условия (10). Проверку соотношения (10) следует производить при наличии конденсатора для компенсации коэффици-

ента сдвига  $(\cos \varphi)$ , так как для первой гармоники соотношение (11) равно нулю.

Полученные соотношения для определения максимального входного тока, амплитуды пульсаций на конденсаторе фильтра, условий для определения возможности появления резонанса следует использовать при выборе параметров фильтрового оборудования и полупроводниковых приборов для 4q-s преобразователя.

Перечень ссылок

- Чехет Э. М., Соболев В. Н., Полищук М. И. Современные тенденции потроения 4-х квадрантных преобразователей частоты. // Proceedings of the 3 rd international scion tides and technical conference on unconventional electromechanical and electrical systems. 19–20 September, 1977. Alyshta, Ukraine, vol.1, p.147–58. Technical university Pres, Szczecin, 1999.
- Литовченко В. В. Определение энергетических показателей электроподвижного состава переменного тока с 4q-S преобразователями // Электротехника. – 1993. – № 3. – с. 23.
- Киселев И. П. Краткий обзор истории европейских высокоскоростных поездов, ч.1 // Железные дороги мира–2005. – № 12. – с. 20–36.
- Андриенко П. Д., Горпинич П. А., Сухарев В. Н. Рекомендации к построению системы регулирования 4q-S преобразователя. // Електричний журнал. 1996. № 1. с. 4–8.

Поступила в редакцию 09.10.06 г.

После доработки 31.10.06 г.

Досліджені особливості електромагнітних процесів 4q-s перетворювача при живленні від однофазного джерела. Виявлено особливості режимів роботи фільтрів, що пов'язані з обмеженою частотою комутації цілком керованих силових ключів.

The features of electromagnetic processes of the 4q-s converter at the feed from a mono-phase source are examined. The peculiarities of filter mode operations related to the limited frequency of commutation of completely controlled power switches are investigated.

УДК 621.313

### А. В. Волков, Ю. С. Скалько

### Математическая модель общих потерь мощности в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе

Разработана математическая модель общих потерь мощности в асинхронном электроприводе с автономным инвертором напряжения с широтно-импульсной модуляцией, предназначенная для решения оптимизационных задач энергосберегающего управления в указанном электроприводе. Посредством данной модели рассчитаны потери мощности для электропривода насоса мощностью 1600 кВт, определены оптимальные значения модуляционной частоты и соотношения между амплитудой и частотой основной гармоники выходного напряжения инвертора.

В связи с происходящим широким внедрением во всех отраслях хозяйства ведущих стран мира (а также Украины) частотно-регулируемых (ч-р) асинхронных электроприводов (ЭП) и вследствие одновременно наблюдающихся в последние годы процессов заметного удорожания электроэнергии и обострения проблемы энергосбережения, становятся чрезвычайно актуальными задачи исследования потерь мощности в современных ч-р асинхронных ЭП, создаваемых на основе автономного инвертора напряжения (АИН) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), а также перехода к энергосберегающему управлению данными электроприводами. Для эффективного решения указанных задач (с применением современных вычислительных средств, существенно снижающих трудоемкость проведения исследований по сравнению с экспериментом, и на основе существующего мощного математического аппарата теории управления) остро востребовано практикой создание необходимого «инструмента» для таких исследований - математической модели общих потерь мощности в ч-р асинхронном ЭП с АИН-ШИМ.

Несмотря на большое внимание, которое уделяется в научно-технической литературе исследованию потерь мощности в ч-р асинхронных ЭП, все известные в этой области работы фактически рассматривают, к сожалению, лишь отдельные составляющие указанных потерь и, как правило, с существенными упрощающими допущениями. А именно: в работах [1-3] исследуются потери только внутри ч-р асинхронного двигателя (причем без учета модуляционной составляющей этих потерь, вызванной влиянием несинусоидальной формы статорных токов и напряжений двигателя); в работах [4, 5] рассматриваются потери мощности только в преобразователе частоты (но при этом потери мощности в элементах преобразователя описываются такими сложными математическими выражениями, которые на практике трудно применимы к последующим оптимизационным задачам управления). В работе [6] рассчитаны потери мощности, вызванные несинусоидальной формой фазных статорных токов в короткозамкнутом асинхронном двигателе (АД), получающем питание от АИН-ШИМ, но при этом оставлены без внимания потери мощности, выделя-

емые в преобразователе частоты. В другой работе [7] предложена математическая модель потерь мощности в системе «автономный инвертор с ШИМ – асинхронный двигатель», которая учитывает потери мощности в инверторе и двигателе, оставляя без внимания выделяемые потери мощности в выпрямителе, токоограничивающих и сглаживающем реакторах преобразователя частоты. Лишь только в работе [8] поставлена задача и предпринята попытка создания математической модели общих (суммарных) потерь мощности в ч-р асинхронном ЭП, выполненном на основе АИН-ШИМ. К сожалению, при этом в данной работе не учитываются динамические потери в инверторе (обусловленные переключением его силовых ключей) [9] и модуляционные электромагнитные потери мощности в двигателе (вызванные несинусоидальной формой его статорных токов) [6], что вносит, в свою очередь, существенную погрешность при определении общих потерь в ч-р асинхронном ЭП.

Статья посвящена разработке уточненной математической модели общих потерь мощности в ч-р асинхронном ЭП с преобразователем частоты на основе АИН-ШИМ (учитывающей, в том числе, динамические потери в инверторе и модуляционные электромагнитные потери в двигателе), а также – исследованию посредством данной модели общих потерь мощности в ч-р асинхронном ЭП мощного насоса.

Суммарные потери мощности  $\Delta P_{\Sigma}$  в ч-р асинхронном ЭП состоят из потерь мощности в выпрямителе  $\Delta P_{\rm B}$ , инверторе  $\Delta P_{\rm H}$  и двигателе  $\Delta P_{\rm g}$ :

$$\Delta P_{\Sigma} = \Delta P_{\rm B} + \Delta P_{\rm \mu} + \Delta P_{\rm \mu} \,. \tag{1}$$

На первом этапе рассмотрим потери мощности  $\Delta P_{\rm A}$  в короткозамкнутом АД, которые равны сумме электромагнитных потерь  $\Delta P_{\rm _{9M}}$  и механических потерь  $\Delta P_{\rm _{Mex}}$  мощности [10]:

$$\Delta P_{\rm H} = \Delta P_{\rm 3M} + \Delta P_{\rm Mex} \, .$$

Причем, последние составляют лишь незначительную часть (примерно 5–10 %) от номинальных потерь мощности АД и зависят (в квадратичной зависимости) только от текущего значения частоты вращения (скорости)  $\omega$  ротора двигателя [10]:

$$\Delta P_{\rm Mex} = \Delta P_{\rm Mex,H} (\omega/\omega_{\rm H})^2, \qquad (2)$$

где  $\Delta P_{\rm MeX,H}$  и  $\omega_{\rm H}$  – номинальные значения соответственно механических потерь и скорости АД.

Электромагнитные потери мощности  $\Delta P_{_{\rm ЭM}}$  содержат добавочные потери  $\Delta P_{_{\rm доб}}$ , а также основную  $\Delta P_{_{\rm ЭМ,1}}$  и модуляционную  $\Delta P_{_{\rm ЭМ,\Pi}}$  составляющие электромагнитных потерь мощности [6, 10]:

$$\Delta P_{\rm 3M} = \Delta P_{\rm gob} + \Delta P_{\rm 3M,1} + \Delta P_{\rm 3M,\Pi} . \tag{3}$$

Причем, принимая во внимание, что добавочные потери мощности  $\Delta P_{\text{доб}}$  зависят в квадратичной зависимости от амплитуды  $I_1$  основной гармоники статорного тока АД и составляют в номинальном режиме примерно 0,5 % от потребляемой двигателем мощности [10], они могут быть рассчитаны из соотношений:

$$\Delta P_{\text{доб}} = \Delta P_{\text{доб,H}} \left( I_1 / I_{1\text{H}} \right)^2, \\ \Delta P_{\text{доб,H}} \approx 0,005 (P_{2\text{H}} / \eta_{\text{H}}) \quad \left\{ \right\},$$
(4)

где  $\Delta P_{\text{доб.н}}$  и  $I_{1\text{H}}$  – номинальные значения соответственно добавочных потерь и амплитуды основной гармоники фазного статорного тока АД;  $P_{2\text{H}}$  и  $\eta_{\text{H}}$  – соответственно номинальные значения выходной (на валу) мощности двигателя и его коэффициента полезного действия (КПД).

Основная  $\Delta P_{_{\rm ЭМ,1}}$  и модуляционная  $\Delta P_{_{\rm ЭМ,\Pi}}$  составляющие электромагнитных потерь мощности  $\Delta P_{_{\rm ЭM}}$  состоят, в свою очередь, из электрических  $\Delta P_{_{\rm 3.1}}$ ,  $\Delta P_{_{\rm 3.1}}$ , и магнитных (в стали)  $\Delta P_{_{\rm M,1}}$ ,  $\Delta P_{_{\rm M,\Pi}}$  потерь:

$$\Delta P_{\mathcal{B}M,1} = \Delta P_{\mathcal{B},1} + \Delta P_{\mathcal{M},1},$$
  
$$\Delta P_{\mathcal{B}M,\Pi} = \Delta P_{\mathcal{B},\Pi} + \Delta P_{\mathcal{M},\Pi}$$
(5)

которые с учетом [6] предлагается рассчитывать из следующих зависимостей:

$$\Delta P_{3.1} = \frac{3}{2} \Big( R_s + k^2 R_r \sin^2 \varphi \Big) I_1^2,$$
  

$$\Delta P_{M.1} = \Delta P_{MH} \Big( L_m^2 \cos^2 \varphi + k^2 L_{\sigma r}^2 \sin^2 \varphi \Big) \alpha_1^{1.3} I_1^2 / \Psi_{mH}^2,$$
  

$$\Delta P_{3.\Pi} = \frac{3}{2} \Big( R_s + k^2 R_r \Big) \alpha_n \Delta I_{\Pi}^2,$$
  

$$\Delta P_{M.\Pi} = \Delta P_{MH} k^2 L_{\sigma r}^2 \alpha_n^{1.3} \Delta I_{\Pi}^2 / \Psi_{mH}^2.$$
(6)

В зависимостях (6) используются следующие обозначения:  $\Delta P_{\rm MH}$  – номинальное значение потерь в стали двигателя;  $R_s$  и  $R_r$  – активные сопротивления статора и ротора двигателя соответственно;  $L_m$  и  $L_{cor}$  – индуктивность намагничивания и индуктивность рассеяния ротора АД соответственно;  $\varphi$  – угол нагрузки (под которым здесь и далее понимается угол между обобщенными векторами статорного тока и потокосцепления ротора АД);  $\alpha_1$  и  $\alpha_{\rm II}$  – относительные значения соответственно основной и модуляционной частоты; k и  $\Delta I_{\rm II}$  – соответственно коэффициент связи ротора и среднеквадратичное отклонение модуля  $I_s$ обобщенного вектора статорного тока от своего среднего значения (равного  $I_1$ );  $\Psi_{m\rm H}$  – номинальное значение амплитуды магнитного потокосцепления в воздушном зазоре АД.

С учетом [6] последние упомянутые параметры режима АД рассчитываются из следующих соотношений:

$$\Psi_{mH} = I_{1H} \left[ L_m^2 \cos^2 \varphi_H + k^2 L_{\sigma r} \sin^2 \varphi_H \right]^{1/2}, \\
\alpha_1 = f_1 / f_H, \\
\alpha_{\Pi} = f_{\Pi} / f_H, \\
k = L_m / (L_m + L_{\sigma r}), \\
\Delta I_{\Pi} = \left[ \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} (I_s - I_1)^2 dt \right]^{1/2}, \quad (7)$$

)

где  $f_{\rm I}$  и  $f_{\rm I}$  – соответственно основная и модуляционная частота статорного напряжения АД;  $f_{\rm I}$  = 50 Åö – номинальное значение частоты;  $T_{\rm I}$  =  $2\pi\!f_{\rm I}$  – период основной гармоники статорного напряжения двигателя;  $\varphi_{\rm H}$  – номинальное значение (соответствующее номинальному режиму работы) угла нагрузки АД.

На втором этапе рассмотрим потери мощности  $\Delta P_{\mu}$  в инверторе, которые состоят из статических  $\Delta P_{\mu S}$  и динамических  $\Delta P_{\mu D}$  потерь мощности [8, 9]:

$$\Delta P_{\mu} = \Delta P_{\mu S} + \Delta P_{\mu D} . \tag{8}$$

Первую из указанных составляющих наиболее удобно рассчитать из соответствующего известного соотношения [8]:

$$\Delta P_{\mu S} = \frac{1}{2\pi} \left( \Delta U_{T} + \Delta U_{A} \right) I_{1} + \frac{3}{4} \left( R_{T} + R_{A} \right) I_{1}^{2} + \left( \frac{\Delta U_{T} - \Delta U_{A}}{U_{\mu}} \right) P_{\mu \Sigma} + \frac{8}{3\pi} \left( \frac{R_{T} - R_{A}}{U_{\mu}} \right) I_{1} P_{\mu \Sigma} , \quad (9)$$

в котором используются следующие обозначения:  $P_{\rm A\Sigma}$  – полная (суммарная) потребляемая двигателем активная мощность;  $\Delta U_{\rm T}$  и  $\Delta U_{\rm A}$  – начальные (граничные) падения напряжений на открытых IGBT-транзисторе и шунтирующем его диоде соответственно;  $R_{\rm o}$  и  $R_{\rm a}$  – дифференциальные сопротивления открытых IGBT-транзистора и шунтирующего его диода соответственно;  $U_{\rm e}$  – входное напряжение инвертора.

Согласно [6, 10] потребляемая двигателем активная мощность  $P_{\rm g\Sigma}$  состоит из механической мощности  $P_{\rm iao}$  двигателя и общих электромагнитных потерь мощности  $\Delta P_{\rm pM}$  в последнем:

$$P_{\rm g\Sigma} = P_{\rm Mex} + \Delta P_{\rm 3M} , \qquad (10)$$

а механическая мощность  $P_{\rm iå\delta}$  АД рассчитывается в виде произведения скорости  $\omega$  на среднее значение (за период  $T_{\rm i}$  основной частоты) электромагнитного момента M двигателя:

$$P_{\rm Mex} = \omega M \ . \tag{11}$$

В установившемся (стационарном) режиме работы электропривода упомянутое среднее значение электромагнитного момента M, как известно, равно моменту сопротивления  $M_{\rm a}$  привода (приведенному к валу двигателя) и с учетом [6] может быть рассчитано из соотношения:

$$M = \frac{3}{2} z k L_m I_1^2 \cos \varphi \cdot \sin \varphi , \qquad (12)$$

где z – число пар полюсов двигателя.

Принимая во внимание работу [9], динамические потери мощности  $\Delta P_{uD}$  инвертора рассчитаем в виде:

$$\Delta P_{\mu D} = \alpha_{\Pi} K_D I_1 \,, \tag{13}$$

где  $K_D$  – коэффициент пропорциональности, связывающий амплитуду  $I_1$  основной гармоники фазного статорного тока с динамическими потерями мощности  $\Delta P_{\rm HD}$  инвертора при частоте  $f_1$  модуляции силовых ключей.

На третьем этапе, исходя из [8, 11], определим потери мощности  $\Delta P_{\rm B}$  выпрямителя, выполненного на основе трехфазной мостовой схемы выпрямления (в составе которых также учтем потери мощности во входных и выходных цепях выпрямителя) в виде:

$$\Delta P_{\rm B} = 2\Delta U_{\rm B} I_d + \left(R_d - R_j\right) I_d^2, \qquad (14)$$

где  $\Delta U_{\rm B}$  – начальное (граничное) падение напряжения на открытом вентиле (диоде или тиристоре) выпрямителя;  $R_d$  – эквивалентное активное сопротивление цепи постоянного тока выпрямителя;  $R_j$  – фиктивное сопротивление, учитывающее снижение выходного напряжения выпрямителя от влияния угла коммутации его вентилей;  $I_d$  – среднее значение выходного (выпрямленного) тока выпрямителя.

С учетом [11] и баланса активных мощностей на входе инвертора, эквивалентное активное сопротивление  $R_d$  и среднее значение выпрямленного тока  $I_d$  рассчитаем из зависимостей:

$$R_{d} = 2(R_{\rm B} + R_{\rm ro}) + R_{\rm c} + R_{\rm out} + R_{j},$$
  

$$I_{d} = (P_{\rm A\Sigma} + \Delta P_{\rm u})/U_{\rm u},$$
(15)

где  $R_{a}$  – дифференциальное сопротивление открытого вентиля выпрямителя;  $R_{oi}$  и  $R_{c}$  – активные сопротивления соответственно токоограничивающих и сглаживающего реакторов;  $R_{io}$  – активное сопротивление ошиновки (в составе которого учитывается суммарное активное сопротивление соединительных шин, кабелей, проводов в цепях переменного и постоянного тока выпрямителя).

В зависимостях (15) входное напряжение инвертора тора  $U_{e}$  может быть задано приближенно неизменной (равной своему номинальному значению) величиной или рассчитываться из следующей уточненной зависимости [11]:

$$U_{\rm H} = 1,35U_{\rm JJI} - 2\Delta U_{\rm B} - R_d I_d , \qquad (16)$$

где U<sub>ea</sub> – сетевое линейное действующее напряжение питания электропривода.

На последнем этапе с помощью разработанной математической модели исследованы общие потери мощности в ч-р асинхронном ЭП мощного насоса, созданном на базе преобразователя частоты типа В– ОППД–200–6,3к–50 (разработанного в ОАО НИИ «Преобразователь», г. Запорожье) и электродвигателя типа 4АРМП (напряжением 6 кВ и мощностью 1600 кВт). Момент нагрузки М<sub>с</sub> насоса изменяется в квадратичной зависимости от скорости:

$$M_{\rm c} = M_{\rm H} (\omega/\omega_{\rm H})^2 \,, \tag{17}$$

где М<sub>"</sub> – номинальный момент двигателя.

Результаты моделирования приведены на рис. 1 – рис. 6. В частности, на рис. 1 представлены зависимости общих потерь мощности  $\Delta P_{\Sigma}$  в ч-р асинхронном ЭП с АИН-ШИМ для закона частотного управления  $U_1/f_1 = \text{const}$  и различных способов ШИМ (1 – для синусоидальной ШИМ с частотой  $f_1 = 500$  Гц; 2 – для ШИМ, предложенной фирмой «Stremberg» и подробно описанной в [12]). На рис. 1 кривыми 3 и 4 дополнительно показаны графики изменения основных электромагнитных потерь мощности  $\Delta P_{_{ЭМ,1}}$  в двигателе соответственно для синусоидальной ШИМ и способа

модуляции, предложенного фирмой «Stremberg». На рис. 2 приведены графики изменения общих

потерь мощности  $\Delta P_{\Sigma}$  в рассматриваемом асинхронном ЭП с синусоидальной ШИМ при варьировании частоты  $f_1$  модуляции силовых ключей инвертора для различных значений частоты  $f_1$  основной гармоники выходного напряжения инвертора (1 – для 50 Гц; 2 – для 40 Гц; 3 – для 30 Гц; 4 – для 20 Гц).



Рис. 1.

На рис. З представлены графики рассчитанных (в функции амплитуды *I*<sub>1</sub> основной гармоники статорного тока двигателя) оптимальных значений: модуляцион-

ной частоты  $f_{\pi}^{o}$ , относительного значения ( $\Psi_r/\Psi_{r_{\rm H}}$ ) потокосцепления ротора АД и соотношения

$$\xi = (U_1/f_1)/(U_{1_{\rm H}}/f_{1_{\rm H}}),$$
 (18)

характеризующего изменение закона частотного управления АД (где  $U_{_{\rm II}}$  и  $\Psi_{r_{\rm H}}$  – номинальные значения амплитуд фазных статорного напряжения и потокосцепления ротора двигателя соответственно). Указанные оптимальные значения параметров режима обеспечивают в ч-р асинхронном ЭП с синусоидальной ШИМ наи-

меньшие общие потери мощности электропривода. На рис. 4 показаны графики изменения общих по-

терь мощности  $\Delta P_{\Sigma}$  в рассматриваемом ч-р асинхронном ЭП (с синусоидальной ШИМ) при варьирова-



нии частоты  $f_1$  основной гармоники выходного напряжения инвертора: 1 – для закона управления  $U_1/f_1 = \text{const}$  при  $f_1 = 500$  Åö; 2 – для закона  $U_1/f_1 = \text{const}$  при оптимальном значении  $f_1^o$  частоты модуляции; 3 – для оптимального соотношения  $\xi$  между напряжением  $U_1$  и частотой  $f_1$  основной гармоники выходного напряжения инвертора и при оптимальном значении  $f_1^o$  частоты модуляции силовых ключей инвертора. На рис. 5 приведены графики рассчитанных (при

оптимальном значении  $f_{\pi}^{o}$  частоты модуляции в функции частоты  $f_{1}$  основной гармоники выходного напряжения инвертора) оптимальных значений: тангенса угла нагрузки  $tg\varphi$ , относительного значения ( $\Psi_r/\Psi_{rH}$ ) потокосцепления ротора АД, соотношения  $\xi$  и оптимальной частоты модуляции  $f_{\pi}^{o}$ , – при которых достигаются наименьшие общие потери мощности в ч-р асинхронном ЭП с синусоидальной ШИМ.

На рис. 6 представлен график изменения  $\Delta \eta$  общего коэффициента полезного действия рассматриваемого ч-р асинхронного ЭП с синусоидальной ШИМ, рассчитанного из зависимости:

$$\Delta \eta = \left(P_{\text{Mex}} - \Delta P_{\text{Mex}}\right) \left[\frac{1}{P_{\Sigma}^{0}} - \frac{1}{P_{\Sigma}}\right],$$
 (19)

где  $P_{\Sigma}^{\rm o}$  и  $P_{\Sigma}$  – общая потребляемая мощность электропривода соответственно для оптимального и неоптимального (при законе  $U_1/f_1 = {\rm const}$  и  $f_{\rm r}$  = 500 Åö) управления.



### Выводы

1. Предложенная математическая модель общих потерь мощности в ч-р асинхронном ЭП с АИН-ШИМ является наиболее точной из всех известных, так как в отличие от них дополнительно учитывает модуля-



ционные потери в инверторе и двигателе. Созданная математическая модель общих потерь мощности в ч-р асинхронном ЭП с АИН-ШИМ позволяет (кроме указанных общих потерь мощности) рассчитывать все отдельные составляющие этих потерь (в двигателе, инверторе, выпрямителе).

2. Исходными данными для модели служат внутренние параметры преобразователя частоты и двигателя, а также – предварительно рассчитанные текущие электромагнитные процессы АД (мгновенные значения модуля  $I_s$  обобщенного вектора статорного тока, угла нагрузки  $\varphi$ , частоты  $f_1$  основной гармоники статорного тока и скорости  $\omega$  двигателя), которые определены для исследуемого режима функционирования ч-р асинхронного ЭП с АИН-ШИМ из цифровой модели [12] указанного электропривода.

3. Посредством разработанной модели проведены расчеты и последующее сравнение между собой общих потерь мощности в ч-р асинхронном ЭП насоса мощностью 1600 кВт для закона частотного управления  $U_1/f_1 = \text{const}$  и разных способов ШИМ силовых ключей инвертора: синусоидального вида и вида, предложенного фирмой «Stremberg». Установлено, что (согласно рис. 1) в подавляющем диапазоне частот ( $f_1 \le 43 \Gamma \mu$ ) выделяются меньшие общие потери

в электроприводе при синусоидальной ШИМ (тогда как модуляция вида «Stremberg» обеспечивает меньшие общие потери в ЭП лишь при частотах  $f_1 > 43$  Гц).

4. Результаты исследований, выполненные с помощью разработанной модели применительно к ч-р асинхронному ЭП (с синусоидальной ШИМ) насоса мощностью 1600 кВт, свидетельствуют также о том, что путем выбора определенных (оптимальных) зна-

чений модуляционной частоты  $f^{\mathrm{o}}_{\mathrm{II}}$  для силовых клю-

чей инвертора и соотношения  $\xi$  между напряжением  $U_1$  и частотой  $f_1$  основной гармоники выходного напряжения инвертора достигается заметное снижение общих потерь электропривода (примерно от 3 % в верхнем диапазоне скоростей до 30 % в нижнем диапазоне скоростей – по отношению к текущим общим потерям ЭП), что приводит к увеличению общего КПД электропривода соответственно на 0,2–6 %.

5. Для ч-р асинхронного ЭП (с синусоидальной

ШИМ) рассматриваемого мощного насоса рассчитаны оптимальные значения модуляционной часто-

ты  $f_{\pi}^{0}$  и следующих соотношений: отношения  $\xi$  (амп-

литуды  $U_1$  основной гармоники выходного напряжения АИН-ШИМ к основной частоте  $f_1$  этого напряжения) – от амплитуды  $I_1$  или частоты  $f_1$  основной гармоники статорного тока двигателя; потокосцепления

ротора  $\Psi_r$  и тангенса угла нагрузки tg  $\varphi$  – от амплитуды  $I_{_1}$ или частоты  $f_{_1}$  основной гармоники статорного тока АД; оптимального значения модуляционной час-

тоты  $f_n^o$  – от амплитуды  $I_1$  или частоты  $f_1$  основной гармоники статорного тока двигателя. Данные соотношения позволяют технически реализовать последующее оптимальное автоматическое управление указанным электроприводом в стационарных режимах работы.

### Перечень ссылок

- 1. Булгаков А. А. Частотное управление асинхронными двигателями. – М.: Наука, 1966. – 298 с.
- Сандлер А. С., Сарбатов Р. С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. – М.: Энергия, 1974. – 328 с.
- Шрейнер Р. Т., Дмитренко Ю. А. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами. – Кишинев: Штиинца, 1982. – 224 с.
- Аранчий Г. В., Жемеров Г. Г., Эпштейн И. И. Тиристорные преобразователи частоты для регулируемых электроприводов. – М.: Энергия, 1968. – 128 с.
- 5. Глазенко Т. А., Гончаренко Р. Б. Полупроводнико-

вые преобразователи частоты в электроприводах. – Л.: Энергия, 1969. – 184 с.

- Пивняк Г. Г., Волков А. В. Современные частотнорегулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией. – Днепропетровск: ГНУ, 2006. – 470 с.
- Волков А. В., Скалько Ю. С. Потери мощности в системе «автономный инвертор напряжения с широтно-импульсной модуляцией – асинхронный двигатель» // Електромашинобудування та електрообладнання: Тематичний випуск. Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика. – Київ: Техніка. – 2006. – Вип. 66. – С. 309– 310.
- Браславский И. Я., Ишматов З. Ш., Поляков В. Н. Энергосберегающий асинхронный электропривод. – М.: Академия, 2004. – 256 с.
- Сорин Н. Л., Колпахчьян П. Г., Янов В. П. Выбор способа моделирования IGBT-транзистора в системе «статический преобразователь – асинхронный двигатель» // Электротехника. – 2004. – № 10. – С. 7–10.
- Радин В. И., Брускин Д. Э., Зорохович А. Е. Электрические машины. Асинхронные машины. – М.: Высш. шк., 1988. – 328 с.
- Чиженко И. М., Руденко В. С., Сенько В. И. Основы преобразовательной техники. М.: Высш. шк., 1974. – 430 с.
- Волков А. В., Скалько Ю. С. Цифровая модель частотно-регулируемого асинхронного электропривода со скалярным управлением // Електротехніка та електроенергетика. – 2005. – № 2. – С. 75–81.

#### Поступила в редакцию 17.10.06 г.

Розроблена математична модель загальних втрат потужності в асинхронному електроприводі з автономним інвертором напруги з широтно-імпульсною модуляцією, призначена для вирішення оптимізаційних задач енергозберігаючого керування у вказаному електроприводі. За допомогою даної моделі розраховані втрати потужності для електроприводу насосу потужністю 1600 кВт, визначені оптимальні значення модуляційної частоти та співвідношення між амплітудою та частотою основної гармоніки вихідної напруги інвертора.

Mathematical model of total power losses in asynchronous electric drive with voltage-source inverter with pulse-width modulation for the solution of optimization problems of energy-saving control in this electric drive is developed. Using this model the power losses for pump electric drive with power 1600 kW are calculated, optimal values for modulation frequency and amplitude-frequency ratio of basic output voltage harmonic of inverter are determined.

### УДК 621.372.2

Л. М. Карпуков, Р. Д. Пулов, В. О. Рыбин

# Квазидинамическое моделирование многопроводных связанных микрополосковых линий

Разработана квазидинамическая модель многопроводной связанной микрополосковой линии с проводниками, расположенными в слоях многослойной диэлектрической подложки. Определены параметры собственных волн в линии, получена матрица рассеяния отрезка линии, предложены процедуры по расчету функций Грина для многослойной диэлектрической среды и аналитическому решению дисперсионных уравнений, составлены соотношения для расчета распределений поверхностных токов на полосках линии, приведены результаты численных расчетов и эксперимента.

### Введение

Разработка электронной аппаратуры на основе интегральных устройств, конструируемых с использованием многопроводных связанных микрополосковых линий (МС МПЛ), обеспечивает улучшение ее функциональных характеристик при существенном снижении габаритов и веса. Сложность устройств на МС МПЛ не позволяет достаточно эффективно применять для задач многовариантного анализа и синтеза электродинамические методы моделирования вследствие значительных вычислительных затрат. Поэтому инженерные методы проектирования устройств на МС МПЛ основываются на моделировании волновых процессов в квазистатическом приближении и теории микроволновых цепей [1–3].

В настоящей работе предложена квазидинамическая модель МС МПЛ, обеспечивающая по сравнению с квазистатическим приближением более высокую точность расчетов при соизмеримом объеме вычислений. На основе квазидинамического моделирования решен комплекс задач по определению матрицы рассеяния отрезка МС МПЛ и параметров собственных волн в связанных линиях, составлению функций Грина и решению дисперсионных уравнений для многослойных полосковых структур, расчету распределений поверхностных токов на полосках линий.

### Собственные параметры и матрица рассеяния отрезка многопроводной связанной линии

В квазистатическом приближении *n*-проводная микрополосковая линия описывается системой телеграфных уравнений, которые при синусоидальном изменении токов и напряжений в линиях, диэлектрической среде без потерь и идеальных проводниках имеют следующий вид [4, 5]:

$$-\frac{d\mathbf{U}}{dx} = j\omega\mathbf{L}\mathbf{I} ,$$
  
$$-\frac{d\mathbf{I}}{dx} = j\omega\mathbf{C}U ,$$
  
$$(1)$$

ISSN 1607-6761

где U, I – n-мерные векторы, составленные из напряже-

© Л. М. Карпуков, Р. Д. Пулов, В. О. Рыбин 2006 р.

ний и токов в линиях;  $L = 1/c^2 C_0^{-1}$ ; *С*, *C*<sub>0</sub> – матрицы взаимных и собственных погонных емкостей соответственно с учетом и без учета диэлектрического заполнения линии; *х* – продольная ось линии;  $\omega$  – частота колебаний; *с* – скорость света в свободном пространстве.

Представим решение системы уравнений (1) в виде

суперпозиции прямых  $U^+$ ;  $I^+$  и обратных  $U^-$ ,  $I^-$  волн напряжения и тока. Волны напряжения и тока выразим через линейную комбинацию собственных волн напряжения в линии [5]:

$$U^{\pm}(x) = M \ \Theta^{\mp}V^{\pm} ,$$
  

$$I^{\pm}(x) = \pm Y U^{\pm} .$$
(2)

Здесь  $\Theta^{\mp} = \operatorname{diag}\left(e^{\mp jk_{x_1}x}, e^{\mp jk_{x_2}x}, \dots, e^{\mp jk_{x_n}x}\right);$ 

 $M = [M_1, M_2, ..., M_n]; Y = c C_0 M N M^{-1}$  – матрица волновых проводимостей линии;

 $N = \operatorname{diag}(\sqrt{\varepsilon_{3\phi_1}}, \sqrt{\varepsilon_{3\phi_2}}, \dots, \sqrt{\varepsilon_{3\phi_n}}); \varepsilon_{3\phi_i} = k_{x_i}^2/k_0^2 - эф$ фективная диэлектрическая проницаемость линиипри*i* $-й собственной волне; <math>k_0$  – волновое число свободного пространства. Матрицы  $\Theta$ , *Ì*, *N* составляются из постоянных распространения  $k_{x_i}$  и собственных векторов  $M_i$  собственных волн. Параметры собственных волн определяются нетривиальными решениями уравнений:

$$\det(\varepsilon_{\partial\phi}E - \gamma^2) = 0, \ \varepsilon_{\partial\phi} = \varepsilon_{\partial\phi_1}, \dots, \varepsilon_{\partial\phi_n},$$

$$(\varepsilon_{\partial\phi_i}E - \gamma^2) M_i = 0,$$
(3)

где  $\varepsilon_{9\Phi} = k_x^2 / k_0^2$ ,  $\gamma^2 = C C_0^{-1} = C_0^{-1} C$ , E – единичная матрица.

Введем на основании (2) матрицу рассеяния отрезка *п*-проводной связанной линии, длиной *d*:

«Електротехніка та електроенергетика» №2, 2006

$$S_d = \begin{bmatrix} 0 & T(d) \\ T(d) & 0 \end{bmatrix},$$
 (4)

где  $T(d) = M \Theta(d) M^{-1}$ ,

$$\Theta^{\mp}(d) = diag\left(e^{\mp jk_{x_1}d}, e^{\mp jk_{x_2}d}, \dots, e^{\mp jk_{x_n}d}\right)$$

Определим матрицу рассеяния перехода с n-проводной связанной линии на систему из *n* одиночных несвязанных линий или нагрузок:

$$S_{p} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & -S_{11} \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} (E+R Y)^{-1} (E-R Y) & 2 (E+R Y)^{-1} R Y \\ 2 (E+R Y)^{-1} & (E+R Y)^{-1} (R Y-E) \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где  $R = \text{diag}(\rho_1, \rho_2, ..., \rho_n)$  матрица волновых сопротивлений одиночных линий или сопротивлений нагрузок.

По (4), (5) составим матрицу рассеяния сочленения отрезка *n*-проводной связанной линии с переходами на одиночные линии или нагрузки. Ориентированный граф сочленения приведен на рис.1.



Рис. 1. Ориентированный граф сочленения отрезка *n*проводной связанной линии с переходами на одиночные линии или нагрузки

Из анализа графа вытекают соотношения для матрицы рассеяния сочленения:

$$\hat{S}_{11} = \hat{S}_{22} = S_{11} - S_{12}D^{-1}T(d)S_{11}T(d)S_{21}, 
\hat{S}_{12} = \hat{S}_{21} = S_{12}D^{-1}T(d)S_{21},$$
(6)

где  $D = E - T(d)S_{22}T(d)S_{22}$ 

### Дисперсионное уравнение многопроводной связанной микрополосковой линии с многослойной подложкой

При составлении в квазидинамическом приближении дисперсионного уравнения для постоянных рас-

пространения  $k_{x_i}$  собственных волн МС МПЛ введем

ряд упрощений, позволяющих получить результаты моделирования в аналитической форме [6]. Пренебрежем поперечными составляющими токов собствен-

ных волн на полосках исследуемых линий. Распределение продольных токов собственных волн в линиях оценим в квазистатическом приближении по соотношениям (3).

С учетом введенных упрощений дисперсионное уравнение для *i*-й собственной волны *n*-проводной связанной микрополосковой линии, записанное от-

носительно поверхности *w<sub>p</sub>* полоскового проводника *p*-й линии, приобретет следующий вид:

$$\int_{w_p} \sum_{k=1}^{n} I_{k_i} \int_{w_k} Z_{xx}(y_p, y_k) dy_p dy_k = 0.$$
 (7)

Здесь  $I_{k_i}$  ток *k*-го полоска при *i*-й собственной волне в линии;  $w_k$  – поверхность *k*-го полоска; *y* – поперечная ось линии;  $Z_{xx}(y_p, y_k)$  – взаимный импеданс *p*-го и *k*-го полосков.

Функция взаимного импеданса определяется соотношением:

$$Z_{xx_{pk}}(y, y_0) = -\frac{j\omega\mu_0}{4}G_{xx_{pk}}(y, y_0) + \frac{k_{x_i}^2}{4\omega\varepsilon_0}G_{\varphi x_{pk}}(y, y_0)_{(8)}$$

где  $G_{xx_{pk}}$  – тангенциальная составляющая тензора Грина для электродинамического потенциала,

 $G_{qx_{pk}}$  – функция Грина скалярного потенциала.

Из соотношений (7), (8) следует дисперсионное уравнение для эффективной диэлектрической проницаемости *i*-й собственной волны:

$$\varepsilon_{\Im\Phi_i} = \frac{k_{x_i}^2}{k_0^2} = \frac{A(k_{x_i})}{B(k_{x_i})},\tag{9}$$

где 
$$A(k_{x_i}) = \sum_{k=1}^{n} I_{k_i} \int_{w_p} dy \int_{w_k} G_{xx_{pk}}(y, y_0) dy_0$$
,

$$B(k_{x_i}) = \sum_{k=1}^{n} I_{k_i} \int_{w_p} dy \int_{w_k} G_{qx_{pk}}(y, y_0) dy_0$$

В квазидинамическом приближении функции

*G<sub>xx pk</sub>*, *G<sub>qx pk</sub>* могут быть найдены по декомпозиционной модели многослойной диэлектрической структуры подложки линии [7]. На рис.2, а представлена структура подложки, состоящая из п слоев диэлектрика, размещенных между полупространствами с относительными диэлектрическими проницаемости

*ε*<sub>1</sub> и *ε*<sub>n+1</sub>. Ориентированный граф декомпозиционной модели структуры приведен на рис. 2, б, где границы раздела между диэлектрическими слоями моделируются матрицей рассеяния



Рис. 2. Структура многослойной подложки МС МПЛ (а) и ее декомпозиционная модель (б)

$$s_i = \begin{bmatrix} \Gamma_i & 1 - \Gamma_i \\ 1 + \Gamma_i & -\Gamma_i \end{bmatrix}.$$
 (10)

При определении функции  $G_{qx}$  коэффициенты отражения от границ диэлектрических слоев в соотношении (10) берутся в виде  $\Gamma_i = (\varepsilon_{i+1} - \varepsilon_i)/(\varepsilon_{i+1} + \varepsilon_i)$ . Если структура размещена между металлическими экранами, то  $\Gamma_1 = -1$ ,  $\Gamma_n = 1$ . Для функции  $G_{xx}$  имеет место  $\Gamma_i = 0$ ,  $\Gamma_1 = 1$ ,  $\Gamma_n = 1$ . Входные воздействия, моделирующие поле от точечных источников тока, вводятся на границах раздела диэлектрических слоев. При расположении в сечении  $z_k$  точечного источника его коэффициент передачи для функции  $G_{qx}$  равен  $T_k = 2/(\varepsilon_{k+1} + \varepsilon_k)$ , а для функции  $G_{xx} - T_k = 1$ .

Анализ графа многослойной структуры при толщине слоев, равной *h*, и расположении источника тока в сечении *z*<sub>*k*</sub> приводит к следующим соотношениям [7]:

$$G_{qx} = T_k \sum_{m=0}^{\infty} (S \cdot I)^m \cdot U(m) - I \cdot (S \cdot I)^m \cdot U(m+1),$$

$$G_{xx} = \sum_{m=0}^{\infty} (S \cdot I)^m \cdot U(m) + I \cdot (S \cdot I)^m \cdot U(m+1).$$
(11)

Здесь  $S = \text{diag}(-\Gamma_1, s_2, \dots, s_{n-1}, \Gamma_n);$   $I = \text{diag}(e_1, e_2, \dots, e_{n-1}), e_i$  — матрицы связей с элементами  $e_{i_{11}} = e_{i_{22}} = 0$ ,  $e_{i_{12}} = e_{i_{21}} = 1;$   $U(m) = [0,...,0,u_k(m),0,...,0]^T$ ;  $G_{xx}$ ,  $G_{qx}$  – векторы, составленные из реакций в граничных сечениях на входное воздействие  $u_k$  от точечного линейного источника тока.

В случае однослойной структуры, состоящей из слоя диэлектрика, лежащего на металлическом экране, соотношения (11) при нахождении точечного источника в сечении *z*<sub>2</sub> приобретают следующий вид:

$$\begin{bmatrix} G_{qx_{12}} \\ G_{qx_{22}} \end{bmatrix} = T_2 \sum_{m=0}^{\infty} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \Gamma_2 & 0 \end{bmatrix}^m \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ u_2(m) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \Gamma_2 & 0 \end{bmatrix}^m \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ u_2(m+1) \end{bmatrix}, \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} G_{xx_{12}} \\ G_{xx_{22}} \end{bmatrix} = \sum_{m=0}^{1} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}^{m} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ u_2(m) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}^{m} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ u_2(m+1) \end{bmatrix}.$$
(13)

Поле точечного линейного источника моделируется функцией Ханкеля второго рода нулевого порядка:

$$u_k(m) = H_0^{(2)}(\gamma r_m),$$
 (14)

где  $r_m = \sqrt{(y-y_0)^2 + (mh)^2}$ ,  $\gamma = \sqrt{k_0^2 \varepsilon_k - k_{x_i}^2}$ .

При решении дисперсионного уравнения (9) воспользуемся известным приближенным выражением для функции Ханкеля:

$$H_0^{(2)}(x) = 1 - j2/\pi \cdot [c_e + \ln(x/2) + x^2/4], \quad (15)$$

где  $\tilde{n}_{_{e}}$  – постоянная Эйлера.

На нулевой частоте решение (9) запишется как

$$\varepsilon_{\mathfrak{s}\phi_i}(0) = \frac{A_0}{B_0}, \qquad (16)$$

где коэффициенты  $A_0$ ,  $B_0$  задаются интегралами в (9) от функций  $G_{xx}$ ,  $G_{qx}$  вычисленных для входного воздействия  $u_k(m)$ , представленного логарифмическим членом в (15).

Соотношение (14) является оценкой квазистатического значения эффективной диэлектрической проницаемости  $\mathcal{E}_{3\phi_i}$ , определяемой решением уравнений (3). Динамическая поправка к квазистатическому значению  $\mathcal{E}_{\mathfrak{IP}_i}$  на основании (9), (15), (16) приобретает следующий вид:

$$\varepsilon_{9\phi_i}(\omega) = \frac{2\varepsilon_{9\phi_i}}{1 - \frac{a}{B_0} - \sqrt{\left(1 - \frac{b}{B_0}\right)^2 + 4\frac{b}{B_0}A_0}}, \quad (17)$$

где коэффициенты  $\dot{a}, b$  задаются интегралами в (9) от функций  $G_{xx}$ ,  $G_{qx}$ , вычисленных для входного воздействия  $u_k(m)$ , представленного квадратичным членом в (15).

### Распределение поверхностных токов собственных волн на полосках многопроводной связанной микрополосковой линии

Зависимости для тока и заряда *p*-й полоски при *i*м типе волны от продольной координаты и времени имеют следующий вид:

$$I_{i_p}(x) = I_{i_p} e^{-jk_0 \sqrt{\varepsilon_{3\phi_i}(\omega)} x + j\omega t},$$
  

$$q_{i_p}(x) = q_{i_p} e^{-jk_0 \sqrt{\varepsilon_{3\phi_i}(\omega)} x + j\omega t}.$$
(18)

Токи и заряды связаны соотношением:

$$I_{i_p} = \frac{\omega}{k_0 \sqrt{\varepsilon_{\Im \Phi_i}(\omega)}} q_{i_p} .$$
 (19)

На частотах, близких к нулю, поперечная составляющая поверхностного тока пренебрежимо мала. Поэтому распределение поверхностного тока на *p*-й полоске определяется продольной составляющей

 $J_{i_{p}}^{x}(x,y)$  тока, которая пропорционально поверхнос-

тному заряду  $\sigma^{i_p}(v)$  в этом сечении:

$$J_{i_{p}}^{x}(x,y) = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{\mathfrak{s}\mathfrak{h}_{i}}(0)}} \,\sigma^{i_{p}}(y) \,e^{-jk_{0}\sqrt{\varepsilon_{\mathfrak{s}\mathfrak{h}_{i}}(\omega)} \,x+j\omega t} \tag{20}$$

Оценив значение  $\mathcal{E}_{9\Phi_i}(0)$  по формуле [8]

$$\varepsilon_{\Im\phi_i}(0) = \frac{\sigma^{i_p}(y)}{\sigma_0^{i_p}(y)},\tag{21}$$

запишем (20) в виде:

$$J_{i_p}^{x}(x,y) = c\sqrt{\varepsilon_{\vartheta\phi_i}(0)} \sigma_0^{i_p}(y) e^{-jk_0\sqrt{\varepsilon_{\vartheta\phi_i}(0)} x + j\omega t},$$
(22)

где  $\sigma_0^{i_p}(y)$  – поверхностный заряд р-й полоски без учета диэлектрического заполнения линии.

На частотах отличных от нуля поверхностные токи и заряды должны удовлетворять уравнению непрерывности:

$$\frac{\partial J_{i_p}^x}{\partial x} + \frac{\partial J_{i_p}^y}{\partial y} = -j\omega \ \sigma^{i_p}(y) e^{-jk_0\sqrt{\varepsilon_{s\phi_1}(\omega)} \ x+j\omega t} .$$
(23)

Отсюда с учетом (22) следует формула для распределения поперечной составляющей поверхностного тока на *p*-й полоске при собственной волне *i*-го типа:

$$J_{i_{p}}^{y}(x,y) = -j\omega \ e^{-jk_{0}\sqrt{\varepsilon_{3\phi_{i}}(\omega)}\ x+j\omega t} \times \\ \times \int_{0}^{y} [\sigma^{i_{p}}(y) - \varepsilon_{3\phi_{i}}(0)\ \sigma^{i_{p}}_{0}(y)] dy \ .$$
(24)

Здесь интегрирование проводится в пределах ширины *w<sub>p</sub> p*-й полоски.

### Численные результаты

На основании представленной методики квазидинамического моделирования в качестве примера рассчитаны характеристики трехпроводной связанной микрополосковой линии на однослойной подложке в виде слоя диэлектрика, лежащего на металлическом экране. Конструкция линии приведена на рис. 3, а. Для ширины полосков  $w_i = 0,635$  мм, величине зазоров между полосками  $s_i = 0,3$  мм, относительной проницаемости диэлектрика подложки  $\varepsilon_2 = 9,8$  и ее толщине h = 0,635 мм получены следующие матрицы емкостных коэффициентов:

$$C = \begin{bmatrix} 0,032696 & -5,88011 \cdot 10^{-3} & -2,02396 \cdot 10^{-4} \\ -5,88011 \cdot 10^{-3} & 0,034106 & -5,88011 \cdot 10^{-3} \\ -2,02396 \cdot 10^{-4} & -5,88011 \cdot 10^{-3} & 0,032696 \end{bmatrix}, \ \mathsf{n}\phi/\mathsf{M};$$

$$C_0 = \begin{bmatrix} 5,25167 \cdot 10^{-3} & -1,45582 \cdot 10^{-3} & -1,84936 \cdot 10^{-4} \\ -1,45582 \cdot 10^{-3} & 5,73153 \cdot 10^{-3} & -1,45582 \cdot 10^{-3} \\ -1,84936 \cdot 10^{-4} & -1,45582 \cdot 10^{-3} & 5,25167 \cdot 10^{-3} \end{bmatrix}, \mathsf{n}\phi/\mathsf{M}.$$

Коэффициенты матриц *C*, *C*<sub>0</sub> вычислялись с помощью интегрального уравнения электростатики

$$\varphi = \int_{W} G(y, y_0) \,\sigma(y_0) \,dy_0$$

связывающего потенциал  $\varphi$  проводников с распределением на них поверхностного заряда  $\sigma(y)$ . Уравнение решалось методом моментов с применением

кусочно-постоянных базисных функций [3]. Для составления уравнения использовались функции Грина *G*, которые рассчитывались по соотношениям (12), (13) при представлении поля точечного источника функ-

цией  $u_2(m) = -\ln \sqrt{(y - y_0)^2 + (mh)^2} / (2\pi\varepsilon_0)$ . Соотношение (12) использовалось для вычисления матрицы  $\tilde{N}$ , а (13) – для матрицы  $\tilde{N}_0$ .

В таблице 1 приведены рассчитанные по матрицам  $\tilde{N}$ ,  $\tilde{N}_0$  и по уравнению (3) нормированные значения напряжения на проводниках и эффективные диэлектрические проницаемости, соответствующие собственным типам волн в линии.

Таблица 1 – Параметры трехпроводной связанной МПЛ

№ волны	$U_1$	$U_2$	$U_3$	$arepsilon_{ m o \phi}(0)$
1	0,55306	0,62310	0,55306	7,5203
2	0,70711	0	-0,70711	6,0328
3	-0,41756	0,80703	-0,41756	5,5527

На рис. 3, б и 3, в для примера изображены нормированные распределения продольного и поперечного поверхностных токов на полосках линии для первой собственной волны, полученные по соотношениям (20), (22).



Рис. 3. Трехпроводная связанная микрополосковая линия: а – конструкция линии; б, в – нормированные распределения на полосках продольного (б) и поперечного (в) поверхностных токов для первой собственной волны в линии

По соотношениям (6), (17) выполнен расчет частотных зависимостей переходного ослабления  $C_{12}$  между проводниками трех разновидностей отрезков МС МПЛ, отличающихся числом полосков. Для указанных выше параметров микрополосковых линий результаты расчетов при области связи d = 7,69 мм и волновых сопротивлений подводящих линий, величиной 50 Ом, представлены на рис. 4.



Рис. 4. Частотные зависимости переходного ослабления  $\tilde{N}_{12}$  между проводниками двухпроводной (1), трехпроводной (2), четырехпроводной (3) связанных линий (точками отмечены экспериментальные данные для трехпроводной связанной линии)

### Выводы

Разработана методика квазидинамического моделирования многопроводных связанных микрополосковых линий, реализуемых на многослойной диэлектрической подложке. На основе концепции собственных волн определена матрица рассеяния многопроводных связанных линий, получены зависимости для расчета распределений поверхностных токов в линиях, составлены универсальные процедуры нахождения функций Грина многослойных структур в приближениях квазистатики и квазидинамики, предложен метод вычисления электродинамической поправки к квазистатическим значениям постоянных распространения собственных волн.

Предложенная методика моделирования может быть использована в САПР при процедурах анализа и синтеза устройств на многопроводных связанных микрополосковых линиях, а также при разработке помехоустойчивых межэлементных соединений печатных плат сверхбыстродействующих вычислительных систем.

#### Перечень ссылок

- Проектирование интегральных устройств СВЧ: Справочник / Ю. Г. Ефремов, В. В. Конин, Б. Д. Солганик и др. – К.: Техніка, 1990. – 159 с.
- Разевиг В. Д., Потапов Ю. В., Курушин А. А. Проектирование СВЧ устройств с помощью Microwave Office. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003. – 495 с.
- Swanson D. J., Hoefer J. R. Microwave Circuit Modeling Using Electromagnetic Field Simulation. – London: Artech House. – 2003. – 469 p.

- Нефедов Е. И, Козловский В. В, Згурский А. В. Микрополосковые излучающие и резонансные устройства. – К.: Техніка, 1990. – 160 с.
- Карпуков Л. М. Анализ элементов и устройств СВЧ на многопроводных связанных микрополосковых линиях // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1982. – Т.25.–№3. – С. 60–63.
- Карпуков Л.М., Пулов Р.Д., Романенко С.Н. Дисперсия основного типа волны в многопроводных связанных микрополосковых линиях // Всеукраинский межведомст. научно-техн. сборник. Радиотехника. 1998.–Вып. 106. С. 159–161.
- Карпуков Л.М., Пулов Р.Д., Рыбин В.О. Квазидинамическое моделирование многослойных металлодиэлектрических структур // Электротехника и энергетика. – 2006.– №1. – С. 42–47.
- Kobayashi M., Momoi H. Longitudinal and transverse current distributions on coupled microstrip lines // IEEE Trans. Microwave Theory Tech.–1988.–Vol. 36.– № 3.– Р. 588–592.

Поступила в редакцию 14.09.06 г.

Розроблена квазідинамічна модель багатопровідної зв'язаної мікросмужкової лінії з провідниками, розташованими у шарах багатошарової діелектричної підкладки. Визначені параметри власних хвиль у лінії, отримана матриця розсіяння відрізка лінії, запропоновані процедури по розрахунку функцій Гріна для багатошарового діелектричного середовища і аналітичним рішенням дисперсійних рівнянь, складені співвідношення для розрахунку розподілів поверхневих струмів на смужках лінії, наведені результати чисельних розрахунків і експерименту.

The quasi-dynamic model of the multi-conductor coupled micro-strip line with conductors placed in multilayer dielectric substrate is developed. The proper line waves parameters are determined, the scattering matrix of a line segment is obtained, the procedures of Green function calculation for multi-layer dielectric media and analytical solution of dispersion equations are proposed, formulas for surface currents distribution calculation are composed, results of numerical calculations and experiment are given.

### УДК 621.315.2: 004.942

### В. Г. Денисенко, Л. Н. Малышев, Н. В. Скрыпицин, С. М. Тиховод

# Анализ электромагнитных гармонических процессов в кабелях с помощью системы ANSYS

В статье изложена методика моделирования электромагнитных процессов в кабелях связи с помощью системы ANSYS/Emag. Предложен расчет первичных параметров кабелей по полученным картинам поля и дан пример программы на языке APDL.

Многие современные кабели связи, как правило, имеют сложные конструкции. Они могут содержать значительный ряд симметричных пар и четверок, скрученных с различными шагами, коаксиальные пары, различные экраны, служебные жилы и т. д. Расчет таких кабелей потребовал разработки специальных компьютерных программ моделирования. Одна из наиболее совершенных методик К.К. Абрамова, реализованная в виде компьютерной программы, описана в [1]. Однако программа К. К. Абрамова позволяет выполнять расчет потребительских параметров сложных кабелей только приближенно. Это обусловлено тем, что данная программа основана на сложных аналитических преобразованиях, которые не в состоянии учесть многообразие всех реальных условий. Как следствие, оптимальные соотношения геометрических размеров для сложных кабелей также находятся со значительными погрешностями. Их уточнение требует больших дорогостоящих экспериментальных работ. Поэтому разработка методик расчета, которые позволяют выполнять расчет первичных и вторичных параметров кабелей по их геометрическим параметрам и выполнять поиск оптимального

соотношения этих параметров в заданном диапазоне частот является актуальной задачей.

При проектировании кабелей связи на практике приходится выполнять ряд требований, которые часто бывают взаимно противоречивыми. Первое требование для кабелей, как и для многих изделий, минимизация массогабаритных показателей и стоимости, а также экономия материалов. Другими важными требованиями для кабелей связи являются согласование волнового сопротивления Z<sub>a</sub> с входным или выходным сопротивлением аппаратуры связи и обеспечение величины коэффициента затухания а, не превышающей предельной в заданном диапазоне частот. Уменьшение коэффициента затухания, как правило, требует увеличения диаметра токопроводящих жил, что приводит к увеличению расхода материалов и увеличению стоимости изделия. Однако, для некоторых конструкций кабелей получены оптимальные соотношения для геометрических параметров [2, 3]. Таким образом, волновое сопротивление и коэффициент затухания (вторичные параметры) являются важными потребительскими параметрами кабелей связи. Вторичные параметры тесно связаны с первичными параметрами, рассчитываемыми на единицу длины: R, L, C, G – активное сопротивление, индуктивность, емкость и проводимость утечки изоляции соответственно. Первичные и вторичные параметры имеют частотную зависимость, которая объясняется тем, что с ростом частоты усиливается поверхностный эффект, а также увеличиваются потери в диэлектрике. Первичные параметры кабелей рассчитываются методами теории электромагнитного поля. Для простых конструкций кабелей получены формулы, пригодные для практического использования [2, 3].

Прогресс вычислительной техники привел к тому, что появились программные комплексы, позволяющие моделировать электромагнитные поля в любых областях, содержащих проводящие и диэлектрические подобласти с заданными граничными условиями. Такие комплексы носят название САЕ (Computer Aided Engineering) – комплексы . В настоящее время они интенсивно развиваются во многих отраслях техники. Одним из самых популярных и развитых САЕ – комплексов является ANSYS [4]. Данная работа посвящена разработке методики расчета основных параметров кабелей связи по их геометрии с помощью САЕ – комплекса ANSYS, которая служит для последующей оптимизации конструкции кабелей.

Поскольку ANSYS представляет собой многофункциональный комплекс, то мы воспользуемся только его электромагнитным модулем – ANSYS/Emag [4]. Задача электромагнитного исследования обычно состоит из следующих этапов:

- создание геометрической модели задачи;

- задание свойств материалов;

- создание конечно-элементной сетки;

 задание диапазона частот для гармонического анализа или начальных условий для динамического анализа;

– задание граничных условий и условий нагружения;

 – решение уравнений Максвелла методом конечных элементов;

 вывод результатов в виде распределений полей и требуемых интегральных величин.

Все этапы можно выполнять либо с помощью встроенного графического интерфейса GUI, либо с помощью языка программирования APDL (нами выбран последний путь, обладающий большими возможностями).

Для демонстрации возможностей ANSYS при электромагнитных исследованиях кабелей рассмотрим одночетверочный кабель ЗКП. Кабель состоит из четверки изолированных медных жил, скрученных с шагом 116 мм. Для улучшения скрутки четверки в ее центр помещен полиэтиленовый кордель. На скрученную четверку нанесены полиэтиленовое заполнение (поясная изоляция) и экран из алюминиевой фольги толщиной 0,1 мм. Поверх экрана выполняется поливка битумной массой и накладывается полиэтиленовый шланг. Вид поперечного сечения кабеля показан на рис. 1. Рабочими являются две пары, расположенные крестом. Ввиду симметрии картины можно рассмотреть картину магнитного поля и плотностей тока только в половине сечения кабеля.

Далее приводится текст разработанной авторами программы электромагнитного исследования на язы-



Рис. 1. Поперечное сечение кабеля ЗКП: 1 – токопроводящие жилы; 2 – поясная изоляция; 3 – экран; 4 – полиэтиленовый шланг; 5 – изоляция жилы

ке APDL. В программе сокращение «мат.» означает «материал».

/COM, ANSYS MEDIA /VERIFY.cable-ZKP /PREP7 SMRT.OFF /TITLE, ZKP-5 ekran, inf C\*\*\* ! PLANE13, AZ DOF, (тип элементов для диэлектрика) ET,1,PLANE13 ! PLANE13, AZ VOLT DOF, (металл) ET,2,PLANE13,6 **! FAR-FIELD** ET,3,110,.,1 EMUNIT, MKS !магнитная проницаемость диэлектрика (мат.1) MP, MURX, 1, 1 !магнитная проницаемость меди (мат.2) MP, MURX, 2,1 !магнитная проницаемость алюминия (мат.3) MP, MURX, 3, 1 ! удельное сопротивление меди RESCu=1.724E-8 ! удельное сопротивление алюминия RESAI=2.91E-8 ! удельное сопротивление жилы MP,RSVZ,2,RESCu ! удельное сопротивление экрана MP,RSVZ,3,RESAI mp,perx,1,1! Диэлектрическая проницаемость mp,perx,2,1 mp,perx,3,1 D=1.2E-3 ! диаметр медной жилы DC=1.3E-3 !диаметр корделя TI=1.05E-3 ! толщина изоляции DZ=11.65E-3 ! диаметр по заполнению TEK=0.1E-3 Ітолщина алюминиевого экрана DCAB=17.2E-3 !диаметр кабеля A=D+2\*TI+DC ! расстояние между центрами жил TFAR=D\*10 !количество делений полуокружности области INF NDIV=60 CYL4, A/2, 0, D/2 ! область 1 проводника CYL4,0,А/2,0,-90,D/2,90 ! область 3 проводника CYL4,0,-А/2,0,-90,D/2,90 ! область 4 проводника CYL4,0,0,0,-90,DZ/2,90 ! область заполнения ! область экрана CYL4,0,0,DZ/2,-90,DZ/2 + TEK,90 ! область шланга поверх экрана

CYL4,0,0,DZ/2+ TEK ,-90,DCAB/2 ,90 ! FAR-область CYL4,0,0,DCAB/2 ,-90, DCAB/2+TFAR,90 ! удалить из области заполнения область провода asba,4,1,,delete,keep asba,8,2,,delete,keep asba,4,3,,delete,keep ASEL,ALL AGLUE,ALL ASEL,S,AREA,,1 Івыбрать область 1 ! атрибуты обл. жилы 1: MAT=2 REAL=1 TYP=2 AATT,2,1,2 ASEL,S,AREA,,2 !выбрать область 2 ! атрибуты обл. жилы 2 МАТ=2 REAL=2 ТҮР=2 AATT,2,2,2 ASEL,S,AREA,,3 !выбрать область 3 ! атрибуты обл. жилы 3 MAT=2 REAL=3 TYP=2 AATT,2,3,2 ASEL,S,AREA,,10 !выбрать область 10 !атрибуты обл. заполнения MAT=1 REAL=10 TYP=1 AATT,1,10,1 выбрать область 5 ASEL,S,AREA,,5 ! атрибуты обл. экрана МАТ=3 REAL=5 TYP=2 AATT.3,5,2 ASEL,S,AREA,,4 Івыбрать область шланга 4 ! атрибуты обл. шланга МАТ=1 REAL=4 ТҮР=1 AATT,1,4,1 ASEL,S,AREA,,9 !выбрать FAR-область ! атрибуты FAR-области MAT=1 REAL=9 TYP=3 AATT,1,9,3 ASEL,ALL MSHK,1 ! квадратная сетка LESIZE,31,,,1!установить разбиения FAR-области LESIZE,22,,,NDIV AMESH,9 ! засетить FAR-область квадратами ESIZE, TEK/2 ! установить длину ребра элемента MSHK,0 ! свободная сетка MSHA,1,2D ! использовать треугольную сетку ASEL,ALL AMESH,4 ! засетить области: шланга, AMESH,5 ! экрана, AMESH,10 ! заполнения, AMESH.1 ! жил. AMESH,2 AMESH,3 I=1.0E-3 ! задать величину тока в жилах ESEL,NONE ESEL,S,REAL,,1 NSLE,S CP.1.VOLT.ALL IN1 – мин. номер узла в области проводника 1 \*GET,N1,NODE,,NUM,MIN F,N1,amps,0,I ! к узлу N1 приложен ток I ESEL,S,REAL,,2 NSLE.S CP,2,VOLT,ALL IN2 – мин. номер узла в области проводника 2 \*GET,N2,NODE,,NUM,MIN F.N2.amps.0 ! приложен - ток 0 ESEL,S,REAL,,3 NSLE,S CP,3,VOLT,ALL

!N3 – мин. номер узла в области проводника 3 \*GET,N3,NODE,,NUM,MIN F,N3,amps,0 ! приложен ток=0 ESEL,S,REAL,,5 NSLE,S CP,5,VOLT,ALL !N5 – мин. номер узла в обл. экрана \*GET,N5,NODE,,NUM,MIN ! приложен ток=0 F,N5,amps,0 NSEL,ALL ESEL,ALL CSYS,1 NSEL,S,LOC,X,DCAB/2+TFAR SF,ALL,INF CSYS,0 ESEL,ALL NSEL,S,LOC,X,0 ! выбор узлов переднего плана D,ALL,AZ,0 **! SET FLUX PARALLEL B.C.** NSEL,ALL FINISH /SOLU ANTYPE, HARMIC! гармонический анализ HARFRQ,250000 ! частота гармоники, Гц ! старт решения SOLVE FINISH

В результате расчета получены картины распределения магнитной индукции, напряженности магнитного поля и плотности тока в рассмотренном пространстве. Поскольку выполняется гармонический анализ, то выводятся отдельно реальная и мнимая составляющие картины поля. Интенсивность поля может демонстрироваться цветовой гаммой. На рис. 2 показано распределение мнимой составляющей плотности тока в жилах и экране, где в черно-белом изображении градации поля показаны слабо, но при этом хорошо заметен поверхностный эффект и эффект близости. Распределение плотности тока наблюдается не только в жилах рабочей пары, но и в нерабочих жилах и экране.

Более наглядно картина поля могла бы быть представлена модулем и аргументом исследуемой величины. Однако ANSYS такой возможности в настоящее время не имеет. Значительно лучшие возможности по обработке и демонстрации результатов расчетов имеет система Matlab [5]. С помощью операции List в цифровой форме получена следующая информация:

- номера узлов всех элементов;
- координаты всех узлов;

- значения действительной и мнимой составляю-



Рис. 2. Распределение мнимой составляющей плотности тока в жилах и экране

щих плотности тока всех элементов;

 – значения действительной и мнимой составляющих магнитной индукции всех узлов.

Вся эта информация сохраняется в файлах типа \*.txt. В системе Matlab составлена программа считывания и обработки полученной информации. На рис. 3 приведен трехмерный график распределения модуля плотности тока в проводящих элементах кабеля. На таком графике наглядно иллюстрируется поверхностный эффект и эффект близости.



Рис. 3. График распределения модуля плотности тока в проводящих элементах кабеля

Поверхностный эффект имеет свои особенности. Рассмотрим распределение модуля и аргумента плотности тока вдоль прямой, проходящей по оси кабеля и оси рабочей жилы, которое представлено на рис. 4. Модуль плотности тока максимален на поверхности жилы, причем, на внутренней поверхности жилы он больше, чем на внешней поверхности. Это представляет собой известное проявление поверхностного эффекта и эффекта близости. Рассмотрим изменение аргумента плотности тока. При расчете аргумент суммарного тока жилы задан равным 90°. На графике видно, что с таким аргументом наибольшая плотность тока наблюдается вблизи поверхности. В толще проводника аргумент тока меняет знак. Это означает, что в толще проводника направление тока меняется на противоположное. Это, в свою очередь приводит к увеличению потерь в проводящих жилах кабеля.

Имея картину распределения напряженности магнитного поля и плотности тока, можно вычислить первичные параметры кабеля *R* и *L*. Согласно теореме Пойтинга комплексная мощность, поступающая в проводники, находится в виде [2]:

$$\Pi = \sum_{k} \oint_{S_{k}} \dot{E}_{z} \overset{*}{H}_{\varphi} dS_{k}, \qquad (1)$$

где *k* – номер проводника;  $\dot{E}_z = J_z / \sigma$  – продольная составляющая комплексной напряженности электрического поля на поверхности проводника, вычисляемая как отношение продольной составляющей плотности тока на поверхности к удельной проводимости



Рис.4. Распределение модуля и аргумента плотности тока вдоль прямой, проходящей по оси кабеля и оси рабочей жилы (по оси Õ расстояние дано в шагах hx; величина шага hx равна одной сотой от половины диаметра кабеля)

проводника;  $H_{\varphi}$  – тангенциальная комплексно-сопря-

женная составляющая напряженности магнитного поля на поверхности проводника.

С другой стороны, эта же мощность равна [1]:

$$\Pi = (R + j\omega L_i)I^2, \qquad (2)$$

где R — эквивалентное активное сопротивление рабо- \* \* \* \* \* \* \* \* \* :  $L_i$  — эквивалентная внутренняя индуктивность рабочей пары.

Полная эквивалентная индуктивность рабочей пары равна сумме внутренней индуктивности  $L_i$  и внешней индуктивности  $L_e$ . Внешняя индуктивность равна отношению магнитного потока, пересекающего диэлектрик между проводниками пары, к току проводящей пары:

$$L_{\rho} = \Phi / I$$
.

Следовательно, исходя из комплексной мощности, найденной по формуле (1), и силы тока в жиле, можно найти первичные параметры кабеля *R* и *L*.

Для нахождения емкости и проводимости утечки кабеля в системе ANSYS составляется аналогичная геометрическая модель и решается электростатическая задача распределения напряженности электрического поля при заданном заряде *q*. Емкость определяется в виде отношения заданного заряда к найденному напряжению между жилами:

$$C = q/U \,. \tag{3}$$

Проводимость утечки диэлектрика имеет две составляющие: *G*<sub>0</sub> и *G*<sub>a</sub>, первая из которых обусловлена проводимостью несовершенного диэлектрика, а вторая обусловлена диэлектрическими потерями на высоких частотах. Проводимость утечки можно рассчитать, используя найденное значение емкости по формуле:

$$G = C \frac{\omega \varepsilon \varepsilon_0 \operatorname{tg} \delta + \sigma}{\varepsilon \varepsilon_0} , \qquad (4)$$

где  $tg\delta$  – тангенс угла диэлектрических потерь диэ-

«Електротехніка та електроенергетика» №2, 2006
лектрика;  $\sigma$  – удельная проводимость несовершенного диэлектрика;  $\varepsilon \varepsilon_0$  – абсолютная диэлектричес-

кая проницаемость изоляции.

Вторичные параметры кабеля определяются, исходя из первичных параметров, согласно [2]:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)};$$

$$Z_{\dot{A}} = \sqrt{(R + j\omega L)/(G + j\omega C)}.$$
(5)

#### Выводы

 Предложена методика расчета с помощью САЕ – комплекса ANSYS/Emag и системы Matlab первичных и вторичных параметров кабелей связи по заданной геометрии и параметрам примененных материалов.

2. Данная методика позволяет проводить исследования электромагнитных процессов в кабелях с весьма сложными конструкциями, что дает ей преимущества перед существующими методиками.

3. Выполненные исследования (с помощью предложенной методики) позволили выявить новые технические эффекты. В частности, установлено, что высокочастотный ток в толще проводника может изменять направление на противоположное по отношению к основному току.

4. С использованием предложенной методики возможна разработка оптимальных конструкций сложных кабелей связи.

### Перечень ссылок

- Абрамов К. К. Моделирование и расчет кабелей связи на ЭВМ. – М.: Связь, 1979. – 80 с.
- Гроднев И. И. Кабели связи. М.: Энергия, 1976. 272 с.
- Кулешов В.Н. Теория кабелей связи. М.: Связьиздат, 1950.– 420 с.
- 4. ANSYS Documentation //www.ansys.com/services/ ss-documentation.asp
- Дьяконов В. МАТЛАБ 6: учебный курс СПб.: Питер, 2001. – 592 с.

Поступила в редакцию 02.10.06 г.

После доработки 16.10.06 г.

У статті викладена методика моделювання електромагнітних процесів в кабелях зв'язку за допомогою системи ANSYS/Emag. Запропоновано розрахунок первинних параметрів кабелів по отриманих картинах поля та даний приклад програми на мові APDL.

The technique of electromagnetic processes modeling in the long-distance cables with the help of ANSYS/ Emag system is considered. The calculation of cables initial parameters according to the obtained field figures is offered and APDL language program is given as the example.

УДК 321.313.12

# В. Д. Лущик, В. В. Дяченко

# Покращення параметрів індукторних генераторів за допомогою конденсаторів в обмотці збудження

Розглянутий індукторний вентильний генератор для автомобілів, у якого на зубцях статора розміщені котушки обмотки якоря і котушки обмотки збудження. Досліджується вплив ємнісних струмів в обмотці збудження на характеристики генераторів.

#### Актуальність проблеми

Автотракторні генератори випускаються щорічно мільйонними серіями. Тому покращення їх масогабаритних показників та підвищення надійності має важливе народногосподарське значення. Найбільш надійними є автотракторні генератори індукторного типу, так як в них відсутня обмотка на роторі, відсутні контактні кільця і щітки, а ротори надзвичайно прості при виготовленні. Однак за масогабаритними показниками та витратами активних матеріалів індукторні генератори значно поступаються синхронним генераторам з обмоткою збудження на роторі.

Мета роботи – покращення масогабаритних та питомих показників індукторних генераторів.

#### Викладення основного матеріалу

Розроблений, виготовлений і досліджений вентильний індукторний генератор радіального збудження,

© В. Д. Лущик, В. В. Дяченко 2006 р.

відмінною особливістю якого є те, що на зубцях статора розміщують окремо зосереджені котушки якірної обмотки і обмотки збудження [1]. Число зубців статора  $z_1=6$ . Кожна пара зубців є окремою фазою. Також кожна пара зубців утворює магнітний потік збудження,  $2\delta_{ca}=6$ . Число зубців ротора  $z_2=8$ . Фази якірної обмотки з'єднані в трикутник, при цьому в фазах якірної обмотки послідовно та узгоджено з іншими фазами увімкнено діоди.

Завдяки діодам у фазах якірної обмотки протікає однопівперіодний випрямлений струм. Магнітний потік реакції якоря має таку ж форму, що і струм, який його створює. Він має постійну складову і в два рази меншу основну гармонічну складову. Тому в два рази в фазах якірної обмотки зменшуються індуктивні опори  $x_{ad}$  та поперечна ЕРС реакції якоря  $\mathring{A}_{ad}$ . Жорсткість зовніш-

ньої характеристики генератора завдяки діодам різко зростає. При цьому магнітний потік реакції якоря, створений однопівперіодним випрямленим струмом, повинен бути направлений узгоджено з магнітним потоком, створеним обмоткою збудження.

Завдяки діодам потужність зростає майже в два рази порівняно з серійним індукторним генератором такої ж ваги і розмірів [2]. Можливості удосконалення цього індукторного генератора тільки завдяки діодам у фазах якірної обмотки не вичерпуються.

В усіх відомих серійної конструкції індукторних генераторах при необхідності застосовують конденсатори, які приєднують або паралельно до якірних виводів генератора, або, в залежності від обставин, вмикають послідовно з навантаженням, що підвищує  $\cos \varphi$  навантаження або робить його навіть випереджуючим. Жорсткість зовнішньої характеристики завдяки конденсаторам зростає і тому зростає потужність генератора.

Однак в автомобільних генераторах приєднання конденсаторів до якірної обмотки є не ефективним. Лінійна напруга, що знімається з якірних виводів (з'єднання фаз трикутником), є занадто малою, всього:

$$U_{\phi} = U_{\pi} = \frac{U_d}{1,35} = \frac{14B}{1,35} = 10,37B$$

Для помітного покращання характеристик генератора необхідні конденсатори надзвичайно великої ємності, а, значить, і габаритів, що для автомобільних генераторів є неприйнятним.

Особливістю цього генератора, на відміну від усіх відомих до теперішнього часу генераторів, є те, що в обмотці збудження, як і в якірній обмотці, наводиться ЕРС, і ця ЕРС такої ж частоти і пропорційна до числа витків обмотки збудження. Тобто, якщо ЕРС якірної обмотки  $\hat{A}_{id}$  (випрямлена) при n=5000 об/хв.  $\hat{A}_{id}=62$  Â, а лінійна ЕРС (вона ж і фазна при з'єднанні фаз трикутником) дорівнює:

$$E_{o\pi} = E_{o\phi} = \frac{E_{od}}{1.35} = \frac{62}{1.35} = 46 \text{ B},$$

то фазна ЕРС обмотки збудження (ЕРС, яка знімається з послідовно увімкнених котушок зубців 1і 4,або 3 і 6, або 3 і 2) рівняється:

$$E_{0\phi36} = E_{0\phi} \frac{W_{36}}{W_2} = 46 \frac{73}{29} = 115,8 \text{ B},$$

де  $W_{\rm ca}$  – число витків котушки обмотки збудження,  $W_{\rm a}$  – число витків котушки обмотки якоря.

Відповідно струм в обмотці збудження при приєднанні до неї трьох конденсаторів (рис. 1) з ємністю кожний  $\tilde{N}=1$  іє́О (ємнісний опір одного конденсатора при частоті f=666 Åö складає  $\tilde{o}_{a}=239$  Îi) буде становити:

$$I_{c_{36}} = \frac{E_{0\phi_{36}}}{x_c} = \frac{115.8}{239} = 0.4845 \text{ A}.$$

Струм в якірній обмотці при приєднанні до її фаз таких же конденсаторів, буде складати всього:



$$I_{\rm ca} = \frac{U_{\rm \phi}}{x_{\rm c}} = \frac{10,37}{239} = 0,0434 {\rm A}$$

тобто буде в 10 разів менший.

На рис. 2 показані характеристики холостого ходу без конденсаторів (крива 1) і з конденсаторами, приєднаними до обмотки збудження (крива 2). Вплив конденсаторів виявився надзвичайно ефективним. ЕРС  $\dot{A}_{io}=62$  Â з'являється не при п'яти амперах збудження, а всього при  $_{ci}^2 = 3,4$  À, тобто ємнісний струм в обмотці збудження величиною  $_{n}^2 = 0,435$  À дає можливість зменшити струм збудження на 1,6 À. При  $_{ci}^2 = 5$  À ємнісний струм в обмотці збудження дозволяє досягти ЕРС  $\dot{A}_{i}=75$  Â (збільшення на 21 %). Потужність генератора при *n*=5000 об/хв. зростає на 20 %.

На рис. З показана векторна діаграма індукторного генератора при потужності генератора  $D_2 = 400$  Åò. Їðè öüîìó ÅĐÑ  $\mathring{A}_{10}$  згідно з результатами випробувань при  $\overset{2}{_{cd}}=5$  À становить:

$$E_{\rm op} = \frac{E_{od}}{1,35} = \frac{62}{1,35} = 46B$$
.

Фазний струм якоря: <sup>2</sup><sub>д</sub>=13,443 Å,

$$I_{ad} = I_a \sin \psi = 12,8 \text{A},$$

$$I_{aq} = I_a \cos \psi = 4,2A$$



Рис. 2. Характеристика хлостого ходу

38

$$\begin{split} E_{aq} &= I_{aq} x_{aq} = 4,2 \cdot 1,66 = 7 \mathrm{B} \;, \\ E_{\sigma} &= I_{a} x_{\sigma} = 13,443 \cdot 1,056 = 14,2 \mathrm{B} \;, \\ E_{a} &= I_{a} R_{a} = 13,443 \cdot 0,166 = 2,23 \mathrm{B} \;, \\ U_{\Phi} &= 10,37 \mathrm{B} \;. \end{split}$$

Так як ємнісний струм виникає завдяки ЕРС  $\dot{A}_{\rm ici,}$  яка по фазі співпадає з  $\dot{A}_{\rm ici}$  і перевищує останню в

 $\frac{W_{36}}{W_{a}} = \frac{73}{29} = 2,52$  рази (на рис. 3  $\mathring{A}_{i_{ca}}$  показана в змен-

шеному масштабі), то ємнісний струм  ${}^2_{hcá}$  випереджує  $\mathring{A}_{icá}$  на 90<sup>1</sup> і співпадає по фазі зі струмом збудження  ${}^2_{cá}$ . На рис. З ці струми показані в реальному співвідношенні.



Рис. 3. Векторна діаграма

В даному індукторному генераторі виникає нове фізичне явище, яке раніше ніколи не розглядалось: співпадання по фазі постійного струму збудження <sup>2</sup><sub>са́</sub> і змінного ємнісного струму <sup>2</sup><sub>ñçá</sub>. Цікаво порівняти індукції в повітряному зазорі магнітних потоків, створюваних струмом збудження <sup>2</sup><sub>ca</sub> і ємнісним струмом <sup>2</sup><sub>ñçá</sub>. При співпаданні зубців статора і ротора індукція

При співпаданні зубців статора і ротора індукція  $B_{\delta \max}$  в повітряному зазорі між зубцями від постійно-го струму збудження дорівнює:

$$B_{\delta \max} = \frac{I_{36} \cdot W_{36, \phi}}{1, 6 \cdot \kappa_{\delta} \cdot \kappa_{M} \cdot \delta \cdot 10^{3}} = \frac{5 \cdot 2 \cdot 73}{1, 6 \cdot 1, 1 \cdot 1, 05 \cdot 0, 35 \cdot 10^{3}} = 1,1286 \,\mathrm{Tr}, \quad (1)$$

де  $k_{\delta}$  – коефіцієнт повітряного зазору, приймаємо  $k_{\delta} = 1,1$ ;  $k_i$  – коефіцієнт, що враховує опір сталевих дільниць магнітопроводу, визначаємо із аналізу кривої холостого ходу,  $k_i$ =1,05;  $\delta$  – повітряний зазор,  $\delta = 0,35$ мм.

Щоб визначити середнє значення індукції  $B_{\delta \min}$ під зубцем статора, коли він знаходиться напроти пазу ротора (рис.4), скористаємось експериментальними даними. Нам відома ЕРС фази якірної обмотки при струмі збудження  $_{ca}^2=5$  Å. Вона дорівнює  $\mathring{A}_{i\delta} = 46$  Å. Відомо також, що:

$$E_{\mathrm{o}\phi} = 2,22 \cdot (1-k) \cdot f \cdot W_{\mathrm{a}\phi} \cdot B_{\delta \max} \cdot b_z \cdot \ell_{\delta} \cdot 10^{-4} , \quad (2)$$

де k – коефіцієнт, що показує, яку частину в долях одиниці

складає  $B_{\delta \min}$  від  $B_{\delta \max}$ ,  $k = \frac{B_{\delta \min}}{B_{\delta \max}}$ ;  $W_{a\phi}$  – число витків фази якірної обмотки  $W_{a\phi} = 2W_a = 2 \cdot 29 = 58$ ;  $b_z$  – ширина зубця статора,  $b_z = 1,54$  пії;  $\ell_{\delta}$  – довжина пакета статора,  $\ell_{\delta} = 4,8$  пі.

Використовуючи (2), знаходимо:

$$1 - k = \frac{E_{o\phi}}{2,22 \cdot f \cdot W_{a\phi} \cdot B_{\delta \max} \cdot b_z \cdot \ell_{\delta}} = \frac{46}{2,22 \cdot 666 \cdot 58 \cdot 1,1286 \cdot 1,54 \cdot 4,8 \cdot 10^{-4}} = 0,642.$$
 (3)

Звідки 
$$k = 1-0,642 = 0,358;$$
  
 $B_{\delta \min} = 0,358 \cdot B_{\delta \max} = 0,358 \cdot 1,1286 = 0,4040$ Тл.

Зазначимо, що реальна зміна величин індукції  $B_{\delta}$  в повітряному зазорі між зубцем статора і ротором при його обертанні показана на рис. 4а жирною лінією.

Максимальне значення індукції від ємнісного струму <sup>2</sup><sub>й са</sub>, коли зубець статора знаходиться проти зубця ротора, визначається за формулою (1). Підставивши замість струму <sup>2</sup><sub>са</sub> максимальне значення

$$I_{\rm cs6\,max} = \sqrt{2} \cdot I_{\rm cs6} = \sqrt{2} \cdot 0,4845 = 0,6852 \; {\rm A}$$
, одержимо:

$$B_{\delta \max c} = 0,1547 \text{ Tr}$$

а сумарне значення максимальної індукції від двох



Рис. 4. Індукція під зубцем статора залежності від кута повроту ротора

магнітних потоків дорівнює:

$$\sum B_{\delta \max} = B_{\delta \max} + B_{\delta \max c} = 1,1286 + 0,1547 = 1,2833 \text{ Tr} (4)$$

З урахуванням опору магнітного кола справжне сумарне значення максимальної індукції буде в  $k_{\rm M}$  разів менше:

$$\sum B'_{\delta \max} = \frac{\sum B_{\delta \max}}{k_{M}} = \frac{1,2833}{1,05} = 1,2222 \text{ Tr.}$$
(5)

Коли в результаті обертання ротора зубець статора займає положення проти пазу ротора, напрям ємнісного струму змінюється на протилежний, індукцію  $B_{\delta \min c}$ , створювану ємнісним струмом, можна визначити, використовуючи той же коефіцієнт k із фор-

мули (3), що і для постійного струму збудження:

$$B_{\delta \min c} = k \cdot B_{\delta \max c} = 0,358 \cdot 0,1547 = 0,0554 \,\mathrm{Tr}$$
. (6)

На рис. 4 б показана індукція  $B_{\partial 3 \delta c}$ , створена ємнісним струмом. Сумарне мінімальне значення індукції тепер визначається як різниця двох індукцій:

$$\sum B_{\delta \min} = B_{\delta \min} - B_{\delta \min c} = 0,4040 - 0,0554 = 0,3486 \text{ Tr}.$$
(7)

Коефіцієнт k (позначимо тепер його як k') буде становити:

$$k' = \frac{\sum B_{\delta \min}}{\sum B_{\delta \max}} = \frac{0.3486}{1.2222} = 0.2852 .$$
 (8)

ЕРС  $E'_{o\phi}$ , що буде наводитись у фазі якірної обмотки, знаходимо, використовуючи формулу (2). В цю формулу замість k підставляємо k' = 0,2852, замість  $B_{\delta \max}$  підставляємо  $\sum B'_{\delta \max} = 1,2222$ , і одержуємо

$$E_{\mathrm{o}\phi} = 2,22 \cdot (1-k') \cdot f \cdot W_{\mathrm{a}\phi} \cdot \sum B_{\delta \max} \cdot b_z \cdot \ell_{\delta} \cdot 10^{-4} =$$

= 2,22·(1-0,2852)·666·58·1,2222·1,54·4,8·10<sup>-4</sup>=55,38 Å, (9)

що на 0,5 % відрізняється від експериментальних даних.

Для створення такого ж за величиною ємнісного струму <sup>2</sup><sub>ла</sub> в якірній обмотці необхідна ємність конденсаторів у 10 разів більша:

$$C = \frac{I_{ca} \cdot 10^{6}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot U_{\phi}} = \frac{0,435 \cdot 10^{6}}{2 \cdot \pi \cdot 666 \cdot 10,37} = 10,03 \text{ MK}\phi \,. \tag{10}$$

Так як магнітний потік створює MPC  $F_c = I_{h\dot{a}} \cdot W_{\dot{a}\dot{o}}$ , то струм  $I'_{ca}$  в якірній обмотці, еквівалентний струму  $^2_{\dot{n}c\dot{a}}$  в обмотці збудження, визначається так:

$$I'_{ca} = I_{ca} \frac{W_a}{W_{35}} = 0,435 \frac{29}{73} = 0,173 A$$
 (11)

Відкладемо його в десятикратному збільшені на векторній діаграмі на рис. 3. Цей струм випереджує напругу  $U_{\delta}$  на 90°. Складова цього струму, перпендикулярна до ЕРС  $A_{10}$ , становить:

$$I'_{cad} = I'_{ca} \cos \Psi = I'_{ca} \frac{I_{aq}}{I_a} = 0,173 \cdot \frac{4,2}{13,443} = 0,054$$
A, (12)

що складає всього 11 % від ємнісного струму <sup>2</sup> <sub>ñ сá</sub>.

Цей ємнісний струм в якірній обмотці, створений конденсаторами з ємністю  $\tilde{N}=10$  ieÔ, на покращення параметрів генератора практично не впливає.

### Висновок

Застосування конденсаторів, що вмикаються в обмотку збудження, відкривають нові багатообіцяючі перспективи у подальшому вдосконаленню розробляємих індукторних генераторів які розробляються із суміщеними обмотками.

#### Перелік посилань

- Лущик В. Д. Індукторний трифазний різнополюсний вентильний генератор. МПК 7 НО2К 19/20. Заявка на винахід № а 200501835, дата подання 28.02.2005.
- Лущик В. Д. Покращення параметрів вентильних індукторних генераторів. // Вісник НТУ «ХПІ». Збірник наукових праць – Харків. – 2005. №48. – С. 77–82.

Поступила в редакцию 15.06.06 г.

После доработки 30.08.06 г.

Рассмотрен индукторный вентильный генератор для автомобилей, у которого на зубцах статора размещены катушки обмотки якоря и катушки обмотки возбуждения. Исследуется влияние емкостных токов в обмотке возбуждения на характеристики генератора.

The inductor valve generator for automobiles is considered; the armature coils and magnetizing coils are located on stator barbs of this generator. The influence of capacitance current in the excitation winding on the generator performances is investigated.

# УДК 621.365.6

# В. П. Метельський, Ю. Е. Пачколін

# Електродинамічні сили в електротехнічних комплексах з індукційно-дуговим перетворення електроенергії

Досліджені електродинамічні сили, діючі у поверхневому шарі на розплав металу для електротехнічного комплекса з індукційно-дуговим перетворенням електроенергії. Здійснено якісний аналіз впливу зазначених сил на прискорення розплавлювання металу під дією електромагнітних полів індуктора й електричних дуг.

### Вступ

Існуючий електрометалургійний комплекс є надзвичайно енергоємним та малоефективним. В останні роки приділяється велика увага вирішенню питань, які пов'язані з розробкою та створенням електротехнічного устаткування з покращеними техніко-економічними показниками роботи. Одним з нових перспективних є напрямок науково-технічних розробок для створення електротехнічного устаткування, що дозволяють заощадити енергоносії, підвищити продуктивність та підняти на якісно новий рівень систему керування технологічними процесами, а також вирішити багато техніко-економічних і екологічних задач, які не мали задовільного розв'язання іншими методами.

Необхідність у модернізації існуючих та створенні нових електроплавильних комплексів обумовлена сучасними вимогами до енергозбереження та якості готової продукції. Напрямок на покращення енергоефективності існуючих технологічних процесів, а також на створення та використання нових більш прогресивних технологій та сучасного електроустаткування дасть змогу значно підвищити конкурентоспроможність вітчизняного металургійного та ливарного виробництва.

Як відомо, вивченням електрофізичних процесів в дугових та індукційних печах займаються як в Україні, так й за її межами. Великий вклад в розробку теорії електросталеплавлення внесли вітчизняні вчені Тельний С.І., Морозенський Л.І., Окороков М. В., Хитрик С. І., Чуйко М. М., Хасін К. М., Єгоров А. В., Швабе В., Капуста А. Б., Шамота В. П., Шидловський А. К, Борисов Б. П., Гориславець -Ю. М., Лозинський О. Ю., Подольцев А. Д., Кучаєв А. А., Марущак А. Ю. та закордонні Ernst R., Mortimer J. H., Lenguel L. L., Speith K., Ende H. та інші.

Вперше спробу удосконалення дугової сталеплавильної печі, вводячи до неї додаткове магнітне поле, здійснив проф. С. І. Тельний. Вплив додаткового магнітного поля на роботу дугової сталеплавильної печі полягав у тому, щоб поле створило електродинамічні сили, які б впливали на струм в дузі та на рідкий метал. Електродинамічні сили, що діють на дугу, здійснює відхилення її в той або інший бік. Ті ж сили, діючи на струм в рідкому металі, викликають його рух, який призводить до перемішування розплаву. Звідси й виникли два напрямки використання додаткового магнітного поля в дуговій печі: а) для впливу на електричні дуги (обертання дуг, зміну напрямку їх видування), яке отримало загальну назву «електромагнітне керування дугами»; б) для руху металу, тобто «електромагнітного (індукційного) перемішування». Додаткове магнітне поле не дозволяє дузі перекинутися на стінку водоохолоджувального кристалізатора й пропалити її, що призвело би до вибуху, при цьому інтенсивне переміщування розплавленого металу поліпшує теплопередачу в металі.

На протязі багатьох років проводилися розробка та вдосконалення електромагнітних індукторів, які створювали обертові магнітні поля. Найбільш поширені це:

1. Навколо ванни рідкого металу в горизонтальній площині за колом кожуха розташовуються три або шість котушок, які живляться трифазним струмом та створюють обертове в горизонтальній площині магнітне поле, яке наводить у ванні індуковані струми. Механічна сила між потоком котушок та індукованими струмами приводить метал до руху в напрямку обертання магнітного потоку котушок. Система подібна асинхронному двигуну: котушки – статор, а рідкий метал – ротор; метал обертається в горизонтальній площині [1].

2. Конічна ванна та циліндричний вільний простір над нею, що закритий склепінням, через яке проходять три електроди: середній – вертикальний, а два крайні – нахилені з можливістю деякої зміни кута нахилу. Пічний трансформатор – двофазний, причому нахилі електроди приєднуються до виводів фаз, а середній вертикальний електрод – до нульової точки трансформатора. Завдяки можливості змінювати нахил крайніх електродів можна мати три незалежні дуги між кожним електродом та ванною або загальну незалежну дугу на бажаній висоті над ванною. Конічна ванна оточена кільцевим магнітопроводом, з трьома магнітни-

ми полюсами, які зсунуті між собою по колу на 120<sup>0</sup> та вопуклими всередину до ванни. На кожному полюсі насаджена плоска котушка, а на кільцевому магнітопроводі між полюсами – кільцеві котушки. Ті й інші живляться трифазним струмом стандартної частоти, й отже, створюють двополюсне магнітне поле, яке обертається в горизонтальній площині [2].

3. Статори, що розташовані під подиною дугової печі, живляться струмом зниженої частоти. Статор – двофазний, причому обмотка крайньої фази розділена на дві котушки, які розташовані на кінцях. Статор створює бігуче поле, яке, наводячи у печі індуковані струми, змушує метал в нижній частині печі рухатися за напрямом бігучого поля, а у верхній частині – в протилежний бік. Метал перемішується в горизонтальному та вертикальному напрямках [3]. В роботах [1, 2, 3] міститься інформація про застосування електромагнітного перемішування в електродугових печах з метою інтенсифікації процесу плавлення. Всі автори відмічають наявність позитивних результатів електромагнітного перемішування. Такі пропозиції використовують на практиці, але вони не дають можливості реалізувати всі наявні резерви підвищення ефективності роботи електропечей. А саме, за допомогою додаткових електромагнітних полів створюються електродинамічні сили в розплаві металу, які викликають його рухи в одній площині, що недостатньо для якісного перемішування та розчинення як самого металу, так й домішок.

Запропонована робота присвячена дослідженню впливу електромагнітного поля та створених ним електродинамічних сил на процес плавлення та надання особливих властивостей якості металу. Особливістю даного дослідження є визначення сумісного електромагнітного поля від електромагнітного індуктора та електричних дуг для якісного аналізу впливу електродинамічних сил на розплав металу в поверхневих шарах, які викликають його рух в тривимірному просторі.

#### Математична модель

На рис. 1. показана конструкція електротехнічного комплексу з індукційно-дуговим перетворення електричної енергії в теплову, яка складається з електродів 1, індуктора 2 та магнітопроводу 3 [4].

У відповідності до конструкції, виконано аналіз процесів енергоперетворення в комплексі. В результат встановлено, що на початковому етапі (до проходження точки Кюрі) доцільно використовувати лише електромагнітний індуктор, так як він має найбільший ККД. Після проходження точки Кюрі доцільно використовувати електричні дуги для прискорення процесу розплавлення шихти. При цьому в порожнині створені відповідні умови для запалення електричної дуги (відсутня необхідність використовувати природний газ для попереднього нагрівання). При виконанні експериментальних досліджень було відмічено значне зменшення кількості аварійних ситуацій, пов'язаних з обвалами шихти, тобто під дією сил шихта відштовхується від футерування, що не дає створюватися глибоким



Рис. 1. Загальний вигляд електротехнічного комплексу з індукційно-дуговим перетворення електроенергії

колодязям. Після повного розчинення розплаву, для придання відповідних властивостей металу, додаються спеціальні домішки, які повинні якісно розчинитися у всьому розплаві металу. Далі наступає процес металургійної обробки (витримки) розплаву при відповідні температурі. Для цього достатньо використовувати лише індуктор.

У відповідності до запропонованого алгоритму роботи електротехнічного комплексу виконується дослідження електромагнітних процесів в поверхневому шарі розплаву металу (рідкий стан). При розробці моделі для розрахунку та аналізу електромагнітних процесів в електротехнічному комплексі використовувалися наступні вихідні припущення та положення.

1. Задача розрахунку електромагнітного поля вирішується у відповідних двовимірних просторах: окремо для індукційної (рис. 2) та дугової (рис. 3) частин. Це припущення справедливо у випадку, коли в місцях сумісного впливу в поверхневому шарі розплаву металу електромагнітні параметри набагато менші за мак-



Рис. 2. Розрахункова область дослідження електромагнітних полів, створених індуктором



Рис. 3. Розрахункова область дослідження електромагнітних полів, створених електричною дугою

ISSN 1607-6761

симальні значення на всьому перерізі, що досліджується та суттєво не впливають на загальний результат.

2. Струми розтікання в розплаві не враховуються, так як точка дотику електричної дуги до розплаву металу знаходиться в нижній точці колодязю, який, як відомо, має місце при дуговому способі плавлення металу. В свою чергу, переріз, в якому будуть проводитися дослідження, знаходиться між точкою дотику електричної дуги до розплаву металу та поверхнею.

 Втрати на вихрові струми та гістерезис в магнітопроводі, а також струми зміщення та об'ємні заряди не враховувалися.

 Розглядається випадок підключення секцій електромагнітного індуктора до однофазного змінного струму, а трьох електродів до симетричної трифазної системи змінного струму.

Розрахункова область для індукційної частини електротехнічного комплексу наведена на рис. 2 і складається з наступних підобластей:  $\Omega_1$  – розплав металу;  $\Omega_2$  – секції індуктора, виконані з водоохолоджувальної мідної труби з прямокутним перерізом;  $\Omega_3$  – шихтований магнітопровід з електротехнічної сталі;  $\Omega_4$  – керамічне не струмопровідне футерування;  $W_5$  – не струмопровідна подина;  $\Omega_6$  – повітря;  $\Omega_7$  – «колодязь», утворений електродинамічними силами. В якості початкових параметрів вибираємо миттєвий струм секції індуктора 1537,5 А при напрузі 920 В. Увімкнено дві нижні секції індуктора.

Розрахункова область для вирішення електромагнітної задачі показана на рис. 3, складається з наступних підобластей:  $\Omega_1$  – розплав металу;  $\Omega_2$  – електрична дуга між електродом та струмопровідною рідиною;  $\Omega_3$  – «колодязь», утворений електродинамічними силами. В якості початкових параметрів вибираємо симетричну мережу живлення з миттєвими струмами в фазах електричних дуг в комплексній формі: фаза À – 3629 À; фаза Â – (–1814,5– 3142*i*) À; фаза Ñ – (–1814,5+3142*i*) À.

Електромагнітні процеси в таких системах описуються системою рівнянь, які складаються з рівнянь

для векторного магнітного потенціалу  $\overline{A}$  [5]

Для зручності проведення досліджень електромагнітного поля здійснено перехід до безрозмірних величин, для чого вводимо характерні масштаби: магнітна індукція  $\hat{A_0}=2$  Òë, розмір  $R_0=440$  її (радіус циліндричної печі), швидкості  $u_0 = \omega_0 R_0$  ( $\omega_0$  – обертова швидкість поля при живленні під промислової мережі живлення), часу  $T_0 = 1/\omega_0$  (відношення характерного розміру до характерної швидкості), густини електричного струму  $J_0 = B_0/(\mu R_0)$ , векторного магнітного потенціалу  $A_0 = B_0 R_0$  та об'ємної електродинамічної сили  $F_0 = J_0 B_0 / \rho$ . Тоді рівняння (1) перетворюється до безрозмірного виду:

$$\Delta \overline{a} = \overline{\omega} \left( \frac{\partial \overline{a}}{\partial t} - \overline{u} \times \operatorname{rot} \overline{a} \right), \tag{2}$$

$$\bar{j} = -\overline{\omega} \left( \frac{\partial \bar{a}}{\partial t} - \bar{u} \times \operatorname{rot} \bar{a} \right), \tag{3}$$

$$\overline{b} = \operatorname{rot} \overline{a}$$
, (4)

$$\bar{f} = \bar{j} \times \bar{b}$$
, (5)

де  $\overline{a}$  – векторний магнітний потенціал у відносних одиницях, який складається з трьох складових: радіальної  $a_r$ , азимутальної  $a_{\varphi}$  та осьової  $a_z$ ;  $\overline{u}$  – безрозмірна швидкість обертання магнітного поля; t – безрозмірний час;  $\overline{j}$  – безрозмірна густина електричного струму;  $\overline{b}$  – безрозмірна магнітна індукція;  $\overline{\omega} = \mu_0 \mu \sigma \times \omega_0 R_0^2 / 1$  – відносна частота, яка має фізичний смисл квадрату відношення радіусу порожнини до глибини проникнення магнітного поля в рідкий провідник;  $\overline{f}$  – електродинамічні сили, що діють на розплав металу в безрозмірному вигляді;  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  – магнітна стала, Гн/м;  $\mu$  – магнітна проникливість рідини;  $\sigma$  – струмопровідність рідини.

Так як при розрахунках індукційної частини електротехнічного комплексу, згідно до рис. 2, використовуємо симетрію відносно осі (вісь Z), то для опису електродинамічних процесів достатньо задати одну *j*-складову векторного магнітного потенціалу  $a_{\varphi}(r,z,t)$ , яка залежить від радіусу *r*, висоти *z* порожнини комплексу та часу *t*, від якого залежить миттєвий струм, що протікає в секціях індуктора. Після проведення моделювання рівняння (2), згідно до рис. 2, за рівняннями (3) та (4) визначаємо:

$$\bar{j}_1 = \left\{ \begin{array}{cc} 0 & j_{\varphi 1} & 0 \end{array} \right\},\tag{6}$$

$$\overline{b}_1 = \left\{ \begin{array}{cc} b_{r1} & 0 & b_{z1} \end{array} \right\}. \tag{7}$$

Так як при розрахунках дугової частини електротехнічного комплексу, згідно з рис. 3, використовуємо нескінченно малий за висотою переріз (  $\Delta z \rightarrow 0$  ), то для опису електродинамічних процесів достатньо задати одну *z*-складову векторного магнітного потенціалу

 $a_z(r, \varphi, t)$ , яка залежить від радіусу *r*, кута  $\varphi$  порожнини комплексу та часу *t*, від якого залежить миттєвий струм, що протікає в секціях індуктора. Після проведення моделювання рівняння (2), згідно з рис. 3, за рівняннями (3) та (4) визначаємо:

$$\bar{j}_2 = \left\{ \begin{array}{ccc} 0 & 0 & j_{z2} \end{array} \right\},\tag{8}$$

$$\overline{b}_2 = \left\{ \begin{array}{cc} b_{r2} & b_{\varphi 2} & 0 \end{array} \right\}. \tag{9}$$

Всі розрахунки (індукційної та дугової частин електротехнічного комплексу) виконувалися за однією математичною моделлю (1)–(3), тому для розрахунку об'ємних електродинамічних сил у поверхневому шарі розплаву металу за рівнянням (4) використовуємо наступну систему рівнянь

$$\overline{b} = \left\{ b_{r1} + b_{r2} \quad b_{\varphi 2} \quad b_{z1} \right\},$$
(10)

$$\bar{j} = \left\{ \begin{array}{ll} 0; & j_{\varphi 1}; & j_{z2} \end{array} \right\}.$$
 (11)

Граничні умови для здійснення розрахунків в даній роботі визначаються конструктивними особливостями електросталеплавильних комплексів зі змінним магнітним полем. Область, в якій знаходиться розподілення електромагнітного поля, являє собою круговий циліндр, заповнений рідким провідником струму (розплавом металу). Ця область обмежена за висотою, однак у нашому випадку скінченністю висоти сосуду можна знехтувати, що значно спрощує частину подальшого аналізу. Електромагнітне поле займає, як правило, значно більшу область простору печі, що складається з сукупності вкладених один в один співвісних кілець та циліндрів з різними фізичними властивостями [6]. При цьому з'являються межі розділу, на який повинні виконуватися наступні умови.

Неперервність нормальної складової вектора маг-

нітної індукції  $B_{n1}|_{\Gamma} = B_{n2}|_{\Gamma}$ ;

Дотична складова напруженості магнітного поля на границі розділу двох середовищ (з різними електромагнітними властивостями) може змінюватися на величину, яка дорівнює лінійній густині поверхневого струму NI. Отже, якщо на деякій поверхні розподілені провідники, по яких пропускається електричний струм, то  $\overline{n} \times (\overline{H}_2 - \overline{H}_1)_{\Gamma} = NI$ , де  $\overline{n}$  – одиничний вектор нормалі до границі розділу, який направлений з першого середовища в друге; N – число витків на одиницю довжини; I – сила струму;  $\overline{H}_1$  та  $\overline{H}_2$  – напруженості магнітного поля першого та другого середовища відповідно. Граничні умови для векторного магнітного потенціалу

поля  $\overline{A}$  утворюються з урахуванням умови, що  $\overline{B} = \mu_0 \mu \overline{H}$ 

та 
$$\overline{B} = \operatorname{rot} \overline{A}$$
, звідки  $\overline{n} \times \left( \frac{\operatorname{rot} \overline{A}_2}{\mu_2} - \frac{\operatorname{rot} \overline{A}_1}{\mu_1} \right)_{\Gamma} = \mu_0 N I$ 

З умов неперервності нормальної складової вектора магнітної індукції випливає неперервність дотичної складової векторного потенціалу магнітного поля

 $\overline{A}$  на границі розділу двох середовищ  $A_{\tau 1}\Big|_{\Gamma} = A_{\tau 2}\Big|_{\Gamma}$ .

Наведені граничні умови записані в розмірному вигляді. Однак з них легко отримати умови для безрозмірних величин. Числовий розрахунок (для конкретних граничних умов, що відповідають рис. 1–рис. 4) рівняння (2), переведений попередньо в комплексну форму, здійснювався методом кінцевих елементів, який був реалізований в програмному пакеті Femlab 2.3 [7].

# Результати розрахунків

У відповідності до результатів чисельного моделювання методом кінцевих елементів з урахування реальних співвідношень розмірів та початкових даних, отриманих за рівнянням (2), на рис. 4 в якості ілюстрації показане розподілення електромагнітного поля у вигляді ізоліній векторного магнітного потенціалу: а – індукційна; б – дугова частини електротехнічного комплексу. Всі розміри на рис. 4, а відповідають рис. 2 та на рис. 4, б відповідають рис. 3.

Для дослідження обираються найбільш характерні перерізи: для індукційної частини, на висоті Z=595 мм, при висоті розплаву металу Z=600 ії (за висоту Z=0 прийнята границя між розплавом металу та подиною), від осі комплексу (R=0 ії – вісь) до футерування (R=440 ії – границя між розплавом металу та футеруванням), який показано на рис. 4, а лінією А; для дугової частини у перерізі, який повністю відповідає перерізу в індукційній частині, від центу (осі – R=0 ії) комплексу через геометричний центр відповідної фази електричної дуги (R=220 ії) до футерування (R=440 ії), які показані на рис 4, б лініями А, В та С відповідно. В результаті отримуємо три лінії дослідження розподілення електродинамічних сил у поверхневому шарі розплаву металу (перша лінія з координатами в циліндричній системі з точки [0, 0, 595] до точки [440,

0, 595], друга – з точки [0, 120<sup>0</sup>, 595] до точки [440, -120<sup>0</sup>,

595] та третя – з точки [0, -120<sup>0</sup>, 595] до точки [440,

 $-120^{0}$ , 595]).

Виходячи з результатів моделювання двох окремих частин комплексу за допомогою рівнянь (3) та (4), у відповідних перерізах, визначаються характерні параметри електромагнітного поля (магнітна індукція – рівняння (4) та густина струму – рівняння (3)), які необхідні для подальшого визначення електродинамічних сил. В результаті отримуємо розподілення модульного значення магнітної індукції в індукційній (радіаль-



Рис. 4. Контури векторного магнітного потенціалу для індукційної (а) та дугової (б) частин електротехнічного комплексу



Рис. 5. Розподілення модульних значень параметрів електромагнітного поля в дуговій та індукційній частинах

на (b. r) – рис. 5, а та осьова (b. z) – рис. 5. б складові у відповідності до рівняння (7)) та дуговій (радіальна (b. r) – рис. 5, в та азимутальна (b.  $\varphi$ ) – рис. 5. г складові у відповідності до рівняння (7)) частинах комплексу, а також розподілення модульних значень густини струмів (в індукційній частині азимутальна складова (j.  $\varphi$ ), у відповідності до рівняння (6) – рис. 5, д та в дуговій частині осьова складова (j. z) у відповідності до рівняння (8) – рис. 5, е) відповідно.

З рис. 5 видно, що розподілення модульних значень магнітної індукції та густини струмів повністю відповідають ізолініям векторного магнітного потенціалу (рис. 4). А саме, в індукційній частині густина струму (рис. 5, д) розповсюджується в безпосередній близькості до футерування (R=400–440 іі); в дуговій частині густина струму (рис. 5, е) розповсюджується в безпосередній близькості до колодязя (R=110–125 ії та R=315–330 ії). У відповідності до рівняння (10), накладання модульних значень радіальних складових магнітної індукції (рис. 5, а та рис. 5, в) відбувається в безпосередній близькості до колодязя. При цьому, ці значення на порядок менші за осьову складову розподілення магнітної індукції (рис. 5, б) в індукційній частині та азимутальну складову розподілення магнітної індукції (рис. 5, б) в індукційній частині та зимутальну складову розподілення магнітної індукції (рис. 5, к).

Для подальшого визначення електродинамічних сил, формуються матриці, у відповідності до рівнянь (6)–(9) з відомих розподілень, наведених на рис. 5 та об'єднуємо у модель для визначення результуючих електродинамічних сил (рівняння (10)–(11)).

У відповідності до рівняння (5) визначаємо складові електродинамічних сил (з урахуванням того, що одночасно працює індуктор та електричні дуги, а також від електричних дуг існує явище «колодязь») в поверхневому шарі розплаву металу, який розташовано між поверхнею розплаву металу, який розташовано між поверхнею розплаву металу (*Z*=600іі) та нижньою точкою «колодязя» (*Z*=510іі) в перерізі від осі комплексу через геометричний центр фази «А» до футерування, а саме радіальна *f. r* (рис. 6, а), азимутальна *f.j* (рис. 6, б), осьова *f. z* (рис. 6, в) складові та



Рис. 6. Розподілення електродинамічних сил в поверхневому шарі розплаву металу через фазу «А»

модульне значення |*f*| (рис. 6, г). Для порівняння результатів в перерізах між іншими геометричними фазами електричних дуг (фази «Â» та «Ñ») проводимо відповідні розрахунки (як для електричної дуги фази «À») та наводимо модульні значення електродинаміч-



Рис. 7. Модульні значення розподілення електродинамічних сил через фази «В» та «С»

них сил (рис. 7, а та рис. 7, б відповідно).

В результаті проведених досліджень отримуємо, що радіальна та осьова складові електродинамічних сил від електромагнітного індуктора та електричної дуги, що живляться від мережі живлення частотою 50 Гц підсилюються одна за рахунок іншої і діють одночасно на розплав металу. При цьому спільною координатою індукційної та дугової частин є радіальна складова магнітної індукції. Від неї залежать азимутальна та осьова складові електродинамічних сил. В результаті в зоні накладання магнітних індукцій (R=315-330 іі) зазначені електродинамічні сили дуже малі, і суттєво не впливають на результати. Ці явища досить чітко проявляються навколо «колодязя». Взаємна дія електродинамічних сил призводить до руху розплаву металу за межами області дії електродинамічних сил. Накладання цих рухів призводить до більш інтенсивного й різнонаправленого (турбулентного) руху не тільки в поверхневому шарі розплаву металу, а й всього об'єму. Азимутальна складова електродинамічних сил від електромагнітного індуктора та електричних дуг (за найменшою довжиною) залежить від взаємодії двох полів та призводить до появи різноманітних змін в структурі руху розплавленого металу, що породжує багаточисельні вторинні ефекти, один з яких це якісна інтенсифікація процесу плавлення металу та якісне перемішування розплаву, що в свою чергу призводить до очищення розплаву від газів та неметалевих включень та більш однорідної моноструктури. При цьому значно зменшується вигоряння металу та досягається постійне підтримання однакової температури у всьому розплаві металу. Результати моделювання підтверджується експериментальними плавленнями в умовах ВАТ «Мотор Січ».

#### Висновки

1. Встановлено розподілення електродинамічних сил в залежності від перерізів (через фази «À», «Â» та «Ñ») в поверхневому шарі розплаву металу в електротехнічному комплексі з індукційно-дуговим перетворенням електричної енергії.

2. Визначено, що при одночасній дії індуктора й дуг присутня взаємодія радіальної та окрема дія азимутальної та осьової складових електродинамічних сил, так як вони діють окремо біля свого джерела, хоча й одночасно діють на розплав металу кожен зі свого боку, що підтверджує припущення, зроблені при визначенні теоретичної моделі для визначення електромагнітних полів та електродинамічних сил. В той же час дія цих сил викликає складні інтенсивні рухи (від індуктора утворюється відоме двозонне перемішування, шляхом відштовхування розплаву металу від футерування та від центру дуг утворюються відштовхуючі сили, утворюючи явище колодязя) на поверхні розплаву металу.

3. Запропонована методика якісного визначення розподілення електродинамічних сил може бути використана для наступного вирішення магнітогідродинамічних задач з визначення руху розплаву металу в поверхневому шарі.

4. В результаті експериментальних досліджень виявлені складні інтенсивні рухи на поверхні розплаву металу, що дають постійне переміщування в поверхневому шарі по всій порожнині печі, що значно прискорило процес плавлення та сприяло рівномірному розчиненню корисних домішок в рідкому металі з одночасним виведенням газів та неметалевих часток з металу.

5. Результати про якість металу підтверджені висновками «експрес-лабораторії», яка проводила постійний контроль розплаву під час експериментальних плавлень.

#### Перелік посилань

- Тельный С. И. Электрическая печь с вращающейся вольтовой дугой. // Инженерный работник.– 1924. – т. 1–2. – 435 с.
- Окороков Н. В. Электромагнитное перемешивание металла в дуговых сталеплавильных печах. – М.: Металлургиздат, 1961. – 176 с.
- Furnace with bottom induction coil: Пат. 6693950 США, МПК7 F 27 D 23/04, H 05 B 6/34. Oleg S. Fishman, Vitaly A. Peysakovich; Inductotherm Corp. – № 10/153049; Заяв. 21.05.2002; Опубл. 02.01.2003, НПК 373/146, 373/153. – 14 с.
- Сталеплавильний комплекс: Пат. № 6644 Україна, МПК7 С 21 С 5/00. Ю. Е. Пачколин, І. Д. Труфанов, О. С. Левада, Ю. Л. Гура, О. О Бондаренко, І. А. Андріяс, В. В. Луньов, Ю. П. Петруша, В. П. Метельський. – № 20041008595; заявл. 21.10.2004; опубл. 16.05.2005, бюл. № 5.
- 5. Капуста А. Б., Шамота В. П. Жидкий металл в переменном электромагнитном поле // Магнитная гидродинамика. 1990. № 4. С. 131–134.

- Капуста А. Б. Шамота В. П. Вращательное течение проводящей жидкости в переменном электромагнитном поле // Магнитная гидродинамика. – 1991. – № 4. – С. 116–119.
- FEMLAB User's Guide and Introduction. FEMLAB 2.3. – COMSOL, Inc., 1994–2002. – 436 p.

Поступила в редакцию 09.10.06 г.

Исследованы электродинамические силы, действующие в поверхностном слое на расплав металла для электротехнического комплекса с индукционно-дуговым преобразованием электроэнергии. Осуществлен качественный анализ влияния указанных сил на ускорение расплавления металла под действием электромагнитных полей индуктора и электрических дуг.

The electro-dynamic forces acting in a superficial layer on metal fluid for electro-technical complex with inductor-arc transformation of the electric power are investigated. The qualitative analysis of the given forces influence on metal fusion acceleration under the action of the inductor and electric arcs electromagnetic fields is carried out.

УДК 621.313

# В. А. Волков

# Анализ стационарных электромагнитных процессов в активном преобразователе тока с широтно-импульсной модуляцией

С применением методов обобщенных векторов и операторного изображения исследованы стационарные электромагнитные процессы для активного преобразователя тока.

Последние годы характеризуются появлением нового вида преобразовательных устройств, предназначенных для улучшения электромагнитной совместимости существующего электротехнического оборудования с промышленной питающей сетью. Одним из таких наиболее эффективных и перспективных устройств (обеспечивающих приближение формы потребляемых из сети токов к синусоидальной, а входного коэффициента мощности электротехнического оборудования - к единице) являются активные преобразователи напряжения и тока с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) [1, 2]. Применение указанных устройств (иногда еще называемых в современной научно-технической литературе «активными фильтрами») позволяет уменьшать электрические потери в сетях электроснабжения промышленных предприятий и повысить качество сетевого напряжения. Это очень актуально в условиях происходящего удорожания электроэнергии и широкого применения электрооборудования на основе различных силовых преобразовательных устройств (выпрямителей, тиристорных преобразователей напряжения и др.), заметно искажающих сетевые токи и напряжения.

Для осуществления эффективного автоматического управления активными преобразователями с ШИМ необходимо проведение предварительного анализа электромагнитных процессов, происходящих в данных устройствах. Если электромагнитные процессы в активных преобразователях напряжения с ШИМ к настоящему времени в достаточной степени исследованы [1, 3], то для активных преобразователей тока – остаются мало исследованными (несмотря на увеличенное внимание к данному вопросу в последние годы [2, 4, 5]).

На рис. 1 приведены электрические схемы реверсивного (а) и нереверсивного (б) активных преобразователей тока (АПТ), каждый из которых состоит из



Рис. 1. Электрическая схема реверсивного (а) и нереверсивного (б) АПТ

После доработки 24.10.06 г.

)

трехфазного сетевого *LC* – фильтра (Ô) и активного выпрямителя (ÀÂ), подключенного к нагрузке (Í), содержащей в общем случае: активное сопротивление

 $R_d$ , индуктивность  $L_d$  и противо-ЭДС  $\raspha$ . Активные выпрямители выполнены на основе трехфазной мостовой схемы: реверсивный  $\AA A$  – на силовых ключах с двухсторонней проводимостью (показанных на рис. 1, а в виде последовательно соединенных IGBT – транзисторов, шунтированных обратными диодами), а нереверсивный  $\AA A$  – на силовых ключах с односторонней проводимостью (показанных на рис.1, б в виде GTO или IGCT запираемых тиристоров).

Рассмотренным на рис. 1, а, б силовым схемам АПТ соответствует исходная общая расчетная электрическая схема на рис. 2, а, в которой (для упрощения последующего анализа) силовые ключи (+ $\dot{A}$ , - $\dot{A}$ , + $\hat{A}$ , - $\hat{A}$ , + $\tilde{N}$ , - $\tilde{N}$ ) показаны идеальными (т. е. - не имеющими временной задержки при их отпирании или запирании и обладающими нулевым сопротивлением в открытом состоянии, или бесконечности – в закрытом состоянии). В данной расчетной схеме использованы следующие обозначения:  $E_{\Phi A}, E_{\Phi B}, E_{\Phi C}$  – сетевые фазные значения ЭДС (для фаз  $\hat{A}, \hat{A}, \tilde{N}$  соответственно);  $I_{\phi A}, I_{\phi B}, I_{\phi C}$  – сетевые фазные токи АПТ;  $I_{\scriptscriptstyle A}, I_{\scriptscriptstyle B}, I_{\scriptscriptstyle C}\,$  – входные токи активного выпрямителя;  $I_{KA}, I_{KB}, I_{KC}$  – токи конденсаторов сетевого фильтра;  $U_{\rm K\!A}, U_{\rm K\!B}, U_{\rm K\!C}$  – напряжения на конденсаторах сетевого фильтра;  $R_{\rm \varphi}$  и  $L_{\rm \varphi}$  – эквивалентные фазные значения соответственно активного сопротивления и индуктивности цепи переменного АПТ.

Исходя из расчетной схемы на рис. 2, а, опишем электромагнитные процессы во входных цепях АПТ следующими исходными зависимостями:



Рис. 2. Расчетная схема АПТ (а – исходная трехфазная; б – эквивалентная однофазная)

$$E_{\phi A} = R_{\phi}I_{\phi A} + L_{\phi}\frac{dI_{\phi A}}{dt} + U_{KA},$$

$$E_{\phi B} = R_{\phi}I_{\phi B} + L_{\phi}\frac{dI_{\phi B}}{dt} + U_{KB},$$

$$E_{\phi C} = R_{\phi}I_{\phi C} + L_{\phi}\frac{dI_{\phi C}}{dt} + U_{KC}$$

$$I_{\phi A} = I_A + I_{KA},$$

$$I_{\phi B} = I_B + I_{KB},$$

$$I_{\phi C} = I_C + I_{KC},$$

$$\frac{dU_{KA}}{dt} = I_{KA},$$

$$\frac{dU_{KB}}{dt} = I_{KB},$$

$$\frac{dU_{KC}}{dt} = I_{KC}.$$
(1)

При этом в схемах активного выпрямителя (AB) на рис. 1, а, б и рис. 2, а в любой момент времени, как известно, открыты два силовых ключа в разных его фазах (причем, по одному в каждом из полюсов AB). Каждая из возможных шести комбинаций состояний силовых ключей обозначена своим условным номером *m*, показанным в табл. 1. Текущее значение выходной ЭДС  $E_d$  активного выпрямителя определяется из соотношений, представленных в табл. 1.

Исходя из изложенного в работе [3] (для трехфазных электрических и магнитных цепей, содержащих симметричные внутренние параметры:  $R_{\rm p}$ ,  $L_{\rm p}$ ,  $\tilde{N}$ ) приема перехода от фазных значений параметров режима, связанных соотношениями:

$$E_{\phi A} + E_{\phi B} + E_{\phi C} = 0,$$

$$I_{\phi A} + I_{\phi B} + I_{\phi C} = 0,$$

$$I_{A} + I_{B} + I_{C} = 0,$$

$$I_{KA} + I_{KB} + I_{KC} = 0,$$

$$U_{KA} + U_{KB} + U_{KC} = 0$$
(2)

к обобщенным векторам, преобразуем систему (1) к следующему виду:

$$\overline{E}_{\phi} = R_{\phi}\overline{I}_{\phi} + L_{\phi}\frac{d\overline{I}_{\phi}}{dt} + \overline{U}_{K}, 
\overline{I}_{\phi} = \overline{I} + \overline{I}_{K}, 
\frac{d\overline{U}_{K}}{dt} = \overline{I}_{K}.$$
(3)

Таблица 1.	
------------	--

m	+4	_4	+B	_ <i>R</i>	+C	-C	L	L	La	E.	I	$\Theta_I$		
m	121	71		Б	· C	C	<b>1</b> A	1 B	10	$L_d$	1	$I_d \ge 0$	$I_d < 0$	
1	+					+	I <sub>d</sub>	0	$-I_d$	$U_{\mathrm{K}A} - U_{\mathrm{K}C}$		$\pi/6$	$7\pi/6$	
2			+			+	0	$I_d$	$-I_d$	$U_{\mathrm KB} - U_{\mathrm KC}$		$\pi/2$	$3\pi/2$	
3		+	+				$-I_d$	$I_d$	0	$U_{\mathrm KB} - U_{\mathrm KA}$	$\frac{2}{-} I_{J} $	$5\pi/6$	$11\pi/6$	
4		+			+		$-I_d$	0	$I_d$	$U_{\mathrm KC} - U_{\mathrm KA}$	$\sqrt{3}^{-a}$	$7\pi/6$	$\pi/6$	
5				+	+		0	$-I_d$	$I_d$	$U_{\mathrm KC} - U_{\mathrm KB}$		$3\pi/2$	$\pi/2$	
6	+			+			$I_d$	$-I_d$	0	$U_{\mathrm{K}A} - U_{\mathrm{K}B}$		$11\pi/6$	$5\pi/6$	

В системе (3) используются следующие обозначения:  $\overline{E}_{\phi}$  и  $\overline{I}_{\phi}$  – обобщенные векторы соответственно сетевых ЭДС и тока;  $\overline{U}_{\rm K}$  и  $\overline{I}_{\rm K}$  – обобщенные векторы соответственно напряжения и тока конденсатора *С* фильтра;  $\overline{I}$  – обобщенный вектор входного тока активного выпрямителя; t – текущее время.

Для заданных (номером *m*) комбинаций открытых и закрытых силовых ключей активного выпрямителя приведены в табл. 1 соответствующие этим комбинациям значения входных фазных токов  $I_A, I_B, I_C$  AB, а также значения модуля I и аргумента  $\Theta_I$  обобщенного вектора входного тока  $\bar{I}$  AB, рассчитанные из зависимостей [3]:

$$I = \left[\frac{2}{3} \left(I_A^2 + I_B^2 + I_C^2\right)\right]^{1/2} = 2 |I_d| / \sqrt{3},$$
  

$$\Theta_I = \operatorname{arctg}\left[(I_B - I_C) / \sqrt{3}I_A\right] + \pi [1 - \operatorname{sign} I_A] / 2.$$
(4)

На векторной диаграмме на рис. 3 показаны создаваемые в стационарном режиме работы (при  $I_d = \text{const}$ ) обобщенные векторы входного тока  $\bar{I}$  активного выпря-

мителя, соответствующие приведенным (обозначенным номером *m*) комбинациям открытых и закрытых силовых ключей АВ из табл. 1. Указанные обобщенные векторы  $\overline{I}$ 

(при любой возможной комбинации состояний силовых ключей) характеризуются: во-первых, неподвижным расположением векторов на плоскости; во-вторых, равенством модулей I (при m = 1, ..., 6) этих векторов и, в-третьих, сдвигом между аргументами  $\Theta_I$  создаваемых обобщен-

ных векторов  $\overline{I}$  на углы, кратные  $\pi/3$ . Текущее значение

*Ī* обобщенного вектора входного тока AB может быть найдено (в зависимости от номера *m* состояния силовых ключей в табл. 1) из следующего соотношения:



Рис. 3. Обобщенные векторы входного тока  $\bar{I}$  активного выпрямителя (соответствующие номеру m комбинации силовых ключей AB, указанной в скобках)

$$\bar{I} = \frac{2|I_d|}{\sqrt{3}} e^{j\Theta_I};$$
  

$$\Theta_I = -\frac{\pi}{6} + m\frac{\pi}{3} + \pi [1 - \text{sign}I_d]/2.$$
(5)

где  $m = 1, 2, ..., 6; j = \sqrt{-1}$  – мнимая единица.

С учетом вышеизложенного преобразуем трехфазные цепи переменного тока из расчетной схемы на рис. 2, а к эквивалентной однофазной электрической цепи, использующей упомянутые обобщенные векто-

ры  $\overline{E}_{\phi}$ ,  $\overline{I}_{\phi}$ ,  $\overline{I}_{K}$ ,  $\overline{I}$  и показанной на рис. 2, б.

При этом для симметричных и синусоидальных по форме сетевых фазных ЭДС:

$$E_{\Phi A} = E_{\Phi M} \cos(\omega_{\Phi} t + \alpha_0),$$

$$E_{\Phi B} = E_{\Phi M} \cos(\omega_{\Phi} t + \alpha_0 - 2\pi/3),$$

$$E_{\Phi C} = E_{\Phi M} \cos(\omega_{\Phi} t + \alpha_0 + 2\pi/3)$$
(6)

обобщенный вектор сетевой ЭДС  $\overline{E}_{\phi}$  рассчитывается с учетом [3] из соотношения:

$$E_{\phi} = E_{\phi M} e^{j(\omega_{\phi} t + \alpha_0)}, \qquad (7)$$

где  $E_{\rm \phi M}$  и  $\omega_{\rm \phi}$  – соответственно амплитуда и угловая частота сетевых фазных ЭДС;  $\alpha_0$  – начальный фазовый угол (при t = 0) сетевых фазных ЭДС.

Из последнего соотношения системы (3) определим текущие значения обобщенного вектора напряжения  $\overline{U}_{\mathrm{K}}$  на конденсаторе  $\tilde{N}$  сетевого фильтра:

$$\overline{U}_{\rm K} = \overline{U}_{\rm K}(0) + \frac{1}{C} \int_{0}^{t} \overline{I}_{\rm K} dt , \qquad (8)$$

где  $\overline{U}_{\mathrm{K}}(0)$  – начальное значение (при t=0) указанного обобщенного вектора.

С учетом соотношений (7) и (8) преобразуем систему (3) к следующей эквивалентной системе из двух уравнений:

$$\overline{E}_{\phi}(0)e^{j\omega_{\phi}t} = R_{\phi}\overline{I}_{\phi} + L_{\phi}\frac{d\overline{I}_{\phi}}{dt} + \overline{U}_{K},$$

$$\overline{U}_{K} = \overline{U}_{K}(0) + \frac{1}{C}\int_{0}^{t} (\overline{I}_{\phi} - \overline{I})dt \qquad (9)$$

где  $\overline{E}_{\phi}(0) = E_{\phi M} e^{j \alpha_0}$  – начальное значение (при t = 0) обобщенного вектора сетевой ЭДС.

Приведем систему (9) к операторному виду [6]:

$$\frac{\overline{E}_{\phi}(0)}{p - j\omega_{\phi}} = R_{\phi}\overline{I}_{\phi}(p) + pL_{\phi}\overline{I}_{\phi}(p) - L_{\phi}\overline{I}_{\phi}(0) + \overline{U}_{K}(p),$$

$$\overline{U}_{K}(p) = \frac{\overline{U}_{K}(0)}{p} + \frac{\overline{I}_{\phi}(p) - \overline{I}(p)}{pC}.$$
(10)

В системе (10), описывающей расчетную схему на рис.2,б, применяются следующие обозначения:  $ar{I}_{igoplus}(p)$ ,  $ar{I}(p)$  и  $ar{U}_{\mathrm{K}}(p)$  – операторные изображения обобщенных векторов  $ar{I}_{\varphi}$  ,  $ar{I}$  и  $ar{U}_{\mathrm{K}}$  соответственно;  $I_{\phi}(0)$  – начальное значение (при t = 0) обобщенного вектора сетевого тока; *ð* – оператор Лапласа.

Подставив в последнее слагаемое первого уравнения системы (10) его значение из второго уравнения этой системы, найдем операторное решение для

обобщенного вектора  $\bar{I}_{\phi}(p)$  сетевого тока:

$$\bar{I}_{\phi}(p) = \frac{\frac{\bar{E}_{\phi}(0)}{p - j\omega_{\phi}} + L_{\phi}\bar{I}_{\phi}(0) + \frac{\bar{I}(p)}{pC} - \frac{\overline{U}_{\kappa}(0)}{p}}{pL_{\phi} + R_{\phi} + \frac{1}{pC}}.$$
 (11)

Полагаем на рассматриваемом текущем межкоммутационном интервале работы силовых ключей АВ (составляющем на практике при высокочастотной ШИМ от десятков до сотен микросекунд) неизменным

значение обобщенного вектора входного тока І активного выпрямителя. При этом получим:

$$\bar{I}(p) = \bar{I}(0) / p$$
, (12)

где  $\bar{I}(0)$  и  $\bar{I}(0)/p$  – соответственно начальное значение (в момент времени t = 0, соответствующем началу данного межкоммутационного интервала сило-

вых ключей AB) обобщенного вектора  $\overline{I}$  и его операторное изображение.

С учетом последнего преобразуем операторное решение (11) к следующему виду:

$$\bar{I}_{\phi}(p) = \frac{\overline{E}_{\phi}(0)}{L_{\phi}(p - j\omega_{\phi})} \cdot \frac{p}{\left[(p + 1/2T_{\phi})^2 + \omega_0^2\right]} + \frac{p}{\left[(p + 1/2T_{\phi})^2 + \omega_0^2\right]}$$

$$+\frac{p\bar{I}_{\phi}(0)}{\left[(p+1/2T_{\phi})^{2}+\omega_{0}^{2}\right]}+\frac{\bar{I}(0)}{L_{\phi}Cp\left[(p+1/2T_{\phi})^{2}+\omega_{0}^{2}\right]}-$$

$$-\frac{\overline{U}_{\kappa}(0)}{L_{\Phi}\left[(p+1/2T_{\Phi})^{2}+\omega_{0}^{2}\right]},$$
(13)

где  $T_{\Phi}$  и  $\omega_0$  – соответственно электромагнитная постоянная времени цепи переменного тока АПТ и резонансная угловая частота сетевого фильтра, рассчитываемые из соотношений:

$$T_{\phi} = L_{\phi} / R_{\phi},$$
  

$$\omega_0 = \left[ 1 / L_{\phi} C - 1 / 4 T_{\phi}^2 \right]^{1/2}.$$
(14)

Перейдем от операторного вида решения (13) к временному оригиналу [6]:

$$\bar{I}_{\phi}(t) = \frac{\overline{E}_{\phi}(0)}{L_{\phi}} \left[ \frac{j\omega_{\phi}e^{j\omega_{\phi}t}}{\left(1/2T_{\phi} + j\omega_{\phi}\right)^2 + \omega_0^2} \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \bar{I}_{\phi}(0) \left[ \frac{e^{-t/2T_$$

$$+\bar{I}(0)\left[1+\frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_0\sqrt{L_{\phi}C}}\sin(\omega_0t-\varphi)\right]-$$

$$-\frac{\overline{U}_{\kappa}(0)}{L_{\phi}}\left[\frac{e^{-t/2T_{\phi}}}{\omega_{0}}\sin(\omega_{0}t)\right],$$
 (15)

где значение тригонометрического аргумента  $\varphi$  находится из зависимости:

$$\varphi = \operatorname{arctg}(2T_{\Phi}\omega_0). \tag{16}$$

Анализ решения (15) свидетельствует о том, что в стационарном режиме работы АПТ текущее значение  $\bar{I}_{\pm}(t)$  обобщенного вектора сетевого тока зависит от четырех составляющих: первой (вынужденной) – от действия обобщенного вектора сетевого ЭДС  $\overline{E}_{\rm th}$ ; второй (свободной) – от действия обобщенного вектора  $I_{\rm db}(0)$ сетевого тока; третьей (вынужденной) - от действия обобщенного вектора входного тока І АВ; четвертой (свободной) - от действия обобщенного вектора напряжения  $\overline{U}_{\kappa}(0)$  на конденсаторе  $\tilde{N}$  фильтра. При этом, очевидно, с увеличением интервала времени (при  $t \rightarrow \infty$ ) вынужденные составляющие стремятся к ненулевым. а свободные – к нулевым установившимся значениям. Однако, на практике (учитывая отмеченное ранее малое значение длительности межкоммутационного интервала силовых ключей АВ при высокочастотной ШИМ) упомянутые вторая, третья и четвертая составляющие в стационарном режиме АПТ не успевают достигать своего установившегося значения.

Особый интерес представляют исследования приращения  $\Delta \bar{I}_{\phi}$  обобщенного вектора сетевого тока  $\bar{I}_{\phi}$  на межкоммутационном интервале силовых ключей АВ:

$$\Delta \bar{I}_{\phi} = \bar{I}_{\phi}(t) - \bar{I}_{\phi}(0) . \tag{17}$$

Принимая во внимание отмеченную малую длительность межкоммутационного интервала ( $t \le 100 - 200$  мкс) и возможные при этом аппроксимирующие соотношения [6]:

$$1 - e^{-t/2T_{\phi}} \approx t/2T_{\phi};$$

$$1 - e^{j\omega_{\phi}t} \approx -j\omega_{\phi}t;$$

$$\sin(\omega_{0}t) \approx \omega_{0}t$$
(18)

получим из (15) следующие приближенные зависимости для расчета приращения обобщенного вектора сетевого тока:

$$\Delta \bar{I}_{\phi} \approx \frac{t}{2T_{\phi}} \Big[ \bar{I}(0) - \bar{I}_{\phi}(0) \Big] + \frac{t}{L_{\phi}} \Big[ \frac{\overline{E}_{\phi}(0)\omega_{\phi}^{2}}{(1/2T_{\phi} + j\omega_{\phi})^{2} + \omega_{0}^{2}} - \overline{U}_{\kappa}(0) \Big]$$
(19)

Зависимости (15)–(17) или соотношения (19) могут служить прогнозирующими функциями при автоматическом регулировании сетевого тока в активных преобразователях тока.

## Перечень ссылок

- Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью / А. К.Шидловский, А. В. Козлов, Н. С. Комаров, Г. А. Москаленко. – К.: Наук. думка, 1983. – 272 с.
- Ефимов А. А., Шрейнер Р. Т. Активные преобразователи в регулируемых приводах переменного тока. – Новоуральск: Изд-во НГТИ, 2001. – 250с.
- Пивняк Г. Г., Волков А. В. Современные частотнорегулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией. – Днепропетровск: НГУ, 2006. – 470 с.
- Прогнозирующее релейно-векторное управление активными преобразователями частоты в системах электропривода переменного тока / Р. Т. Шрейнер, А. А. Ефимов, Г. С. Зиновьев и др. // Электротехника. – 2004. – № 10. – С. 43–50.
- Шрейнер Р. Т., Ефимов А. А., Мухаматшин А. А. Прогнозирующее релейно-векторное управление активными токовыми преобразователями частоты в системах электроснабжения и электропривода // Электроприводы переменного тока: Труды международной тринадцатой научно-технической конференции. – Екатеринбург: УГТУ–УПИ.– С. 137–140.
- Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). – М.: Наука, 1974. – 832 с.

Поступила в редакцию 30.10.06 г.

З використанням методів узагальнюючих векторів та операторного зображення досліджені стаціонарні процеси для активного перетворювача струму.

With the help of generalized vector and operating image methods the stationary electromagnetic processes for active current transducer are investigated.

# УДК 621.316

В. В. Зиновкин, О. Г. Волкова, В. В. Карпенко

# Исследование электротермических процессов в контактах переключающих устройств при резкопеременной нагрузке

Приведены результаты исследований электротермических процессов в контактах переключающих устройств. Проанализированы причинно-следственные факторы аварийности переключающих устройств трансформаторного оборудования. Предложены методики вероятностного анализа и экспериментальных исследований сопротивления контактов в зависимости от несинусоидальности тока и количества коммутаций.

## Общая характеристика вопроса

Эффективность работы энергоемких электротехнологических комплексов существенно зависит от функциональной надежности электротехнического оборудования и в значительной степени переключающих устройств, поскольку контакты последних подвергаются значительно большему износу по сравнению с другими коммутирующими устройствами [1-6]. Регулировка мощности комплексов осуществляется при помощи устройств регулирования переключения напряжения под нагрузкой (РПН), которые встроены в трансформаторное оборудование. Резкопеременные нагрузки ужесточают условия работы РПН в силовых и электропечных трансформаторах. В таких условиях работа РПН характеризуется большим числом коммутаций, широким диапазоном переключений напряжения, несимметрией и несинусоидальностью токов нагрузки (при этом отдельные параметры нагрузки обычно превышают требования нормативно-технической документации и государственных стандартов). Особенности резкопеременных нагрузок способствуют повышению местных и общих добавочных потерь, перегреву в деталях и отдельных узлах трансформаторов [5-7]. В результате многоразовых повторений и кумулятивного эффекта снижается надежность и эффективность работы комплексов, и в конечном итоге происходят аварийные выходы из строя электротехнического и электротехнологического оборудования. Аварийность электротехнического оборудования в системах общего назначения и с резкопеременным характером нагрузки достигает 40 % и 90 % соответственно [7].

Причинно-следственные факторы износа контактов переключающих устройств трудно диагностируются, скрыты, не контролируемы и требуют дальнейших исследований. При этом сбои в работе РПН могут быть первопричиной повреждений в обмотках, вводах и других деталях трансформаторного оборудования. Поэтому вопросы исследования электротермических процессов в контактах переключающих устройств при резкопеременной нагрузке являются актуальными.

Вопросам исследования надежности и повышения эффективности эксплуатации РПН посвящено значительное количество публикаций [1–4]. В них рассматривается довольно большой класс контакторов, их принцип работы в масляной среде при нормируемых показателях качества электроэнергии, условиях охлаждения дугового столба, времени горения дуги, эксплуатационных факторов и др. Известно, что надежность работы контакторов и срок их службы в значительной степени зависят от материала контактов и скорости их размыкания. Влияние резкопеременного характера нагрузки и вероятностный анализ переходных сопротивлений до настоящего времени не рассматривались. При этом износ контактов обычно оценивается по формуле Пухера для контаков из медновольфрамовых композиций [5]:

$$q = k I_K^{\alpha} \tau^{\beta} \,, \tag{1}$$

где q – износ пары контактов, выраженный в миллиграммах на одну операцию;  $I_{\kappa}$  – отключаемый ток, кА;  $\tau$ – время горения дуги, мс; k – коэффициент, зависящий от материала и типов контактов (берется в пределах 1,7 ÷ 2,7);  $\alpha$  – полуэмпирический коэффициент (принимают равным 1,4 ÷ 1,8);  $\beta$  – полуэмпирический коэффициент (зависит от скорости движения контактов).

Анализ влияния эксплуатационных факторов (таких как. неоднородность свойств контактирующих материалов, состояние окружающей среды, скорость расхождения контактов, теплоотдача) показал, что расчеты по этой формуле приводят к погрешности, превышающей 40 % [6]. Влияние резкопеременного характера нагрузки и несимметрии не учитывалось. Таким образом, вопросы исследования электротермических процессов в области контактирующих поверхностей, их влияния на износ и эрозию дугогасящих контактов изучены не достаточно. Очевидно, для установления причинно-следственных факторов снижения функциональной надежности контактов РПН необходимо изучить влияние скорости размыкания, контактного сопротивления. а также охлаждающей среды при многократных коммутациях и несинусоидальности тока, исследованию которых посвящена настоящая публикация.

Систематизированный анализ аварийности трансформаторного оборудования (типоисполнений ЭТЦН-32000/35, ЭТЦН-52000/35, ЭТП-63000/35, ЭТЦНК-20000/110, ТРДЦНС-63000/110, ТРДЦН-160000/110, ТРДН-63000/220, ТРДНС-63000/220, ТРДЦН-63000/220, ТРДЦН-160000/220, ТРДНЦН-160000/220, ТРДЦНМ-160000/220, АТДЦТН-125000/ 330, АТДЦТН-200000/330, АТДЦТН-250000/330, АОДЦТН-267000/500, АТДЦН-500000/500, АТДЦТН-250000/500 и др.) в системах классов напряжений  $35 \div 500$  кВ по причинам выхода из строя соответствующих узлов за период с января 1997 г. по ноябрь 2005 г. приведен в табл. 1 (выполнен авторами статьи по данным протоколов расследования аварий межведомственной комиссии). В этой таблице приняты следующие обозначения:  $N_{35} \div N_{500}$  – количество аварий по узлам в системах соответвующих классов напряжения. Для каждого класса напряжения указана первопричина аварии, а также доля аварий по узлам (в процентах относительно анализируемого количества узлов, которое принималось за 100 %).

Из табл. 1 видно, что наиболее повреждаемыми являются высоковольтные вводы, обмотки и переключающие устройства, удельные показатели аварийности которых составляют 22,0; 16,0 и 13,5 % относи-

Таблица 1. Аварийность трансформаторного оборудования по узлам и классам напряжений

		Класс напряжения, кВ										
Узел	35		110		220		330		500		Всего	
	$N_{35}$	%	N <sub>110</sub>	%	N <sub>220</sub>	%	N <sub>330</sub>	%	$N_{500}$	%	$N_{\Sigma}$	%
Обмотки	61	30	43	13	10	7	1	8	0	0	115	16
РПН	4	2	61	18	26	19	1	8	5	24	97	13,5
Вводы	27	13	77	23	44	32	3	23	7	34	158	22
Другие узлы и причины	81/31	40/15	126/31	37/9	55/1	41/1	8/0	61/0	9/0	42/0	279/0	39,5/9
Итого	204	100	338	100	136	100	13	100	21	100	712	100

тельно общего числа аварий в системах напряжением 35 ÷ 500 кВ. В системах электроснабжения 110 и 220 кВ энергоемких промышленных предприятий с резкопеременным характером нагрузки повреждаемость переключающих устройств достигает 18 и 19%. Эти повреждения являются трудно прогнозируемыми и приводят к довольно существенному экономическому ущербу.

Выполненный авторами анализ аварийности трансформаторного оборудования в системах с резкопеременным характером нагрузки по причине повреждаемости переключающих устройств показан в табл. 2. Из табл. 2 видно, что наибольшая аварийность имеет место в системах напряжением 35, 150 и 220 кВ, от которых питаются электротехнологические комплексы с резкопеременным характером нагрузки.

Следует отметить, что причины аварийности устанавливаются на поврежденном оборудовании, и не всегда представляется возможным установить ее реальные причинно-следственные факторы. Более детальный анализ показал, что повреждениям в обмот-

Таблица 2. Аварийность переключающих устройств трансформаторов в системах с резкопеременным характером нагрузки

Пара	Класс	Количество отказов и повреждений по годам						
метры	напря- жений, кВ	1964–1978	1979–1983	1984–1990	1990–2005			
Общего назна- чения	330 500	40 20	33 13	31 14	30 15			
Резко- пере- менные нагрузки	220 150 35	65 49 86	56 51 71	57 48 69	62 46 67			

ках и вводах предшествовали отказы в переключающих устройствах. Таким образом, электромагнитные процессы, которые имели место в частично поврежденных переключающих устройствах, были первопричиной развития аварий во вводах, обмотках, трансформаторном оборудовании и системе в целом.

Объектом исследования являются электротермические процессы в контакторах переключающего устройства типа PHOA-110/1250, которое показано на рис.1, а его электрические характеристики приведены в табл. 3.

## Методика и схема исследований

Структурная схема устройства для экспериментальных исследований электротермических процессов показана на рис. 2. Исследования выполнялись на однофазной модели переключающего устройства,

N⁰	Наименование параметра	Величина
1	Номинальное напряжение, кВ	110
2	Номинальный ток, А	1250
3	Ресурс механической	
	износостойкости,	
	не менее тысяч переключений	500
4	Ресурс электрической	
	износостойкости	
	контактов, разрывающих ток при	
	переключении,	
	не менее тысяч переключений	50
5	Время переключения с одного	
	фиксированного	
	положения на другое, с	3,8±20%
6	Количество переключений до	
	смены масла	
	в контакторе, не менее тысяч	
	переключений	50
7	Масса переключающего	
	устройства без масла, кг	1300

Таблица 3. Основные параметры исследуемого контактора переключающего устройства.



Рис. 1. контактор переключающего устроиства типа PHOA -110/1250 1 и 2 – дугогасящие и главные контакты; 3 и 4 – пружинный и шарнирный механизмы, соответственно.

которое подключалось к фазе А электропечного трансформатора. Питание подавалось от источника переменного напряжения при помощи выключателя 1. Характер тока и его несинусоидальность устанавливались при помощи формирователя 2, управляемого блоком 3. Параметры испытательных режимов измерялись приборами 4, 5, 6, 15. Киносъемка электротермического процесса размыкания контактов производилась кинокамерой 11. Измерения нагрева контактов производилось хромель-копелевыми термопарами 15 и тепловизором 16. Нагрузка во вторичной обмотке трансформатора 8 служила для выбора номинального тока. Блок 13 использовался для согласования работы короткозамыкателя 14, кинокамеры 11, термопар 15 и трансформатора 8. После каждой серии опытов измерялось сопротивление контактирующих поверхностей, а так же производилась киносъемка электротермических процессов при их размыкании по методике из [3, 9].

## Результаты исследований и их анализ

Результаты экспериментальных исследований сопротивления контактирующих поверхностей контактов при соответствующих количествах переключений для шести значений коэффициента несинусоидальности тока приведены в табл. 4.



Рис. 2. Структурная схема устройства для исследования электротермических процессов в контактах: 1 – выключатель; 2 – формирователь несинусоидальности; 3 – блок управления несинусоидальностью тока; 4,5,6 – измерители мощности, напряжения и тока соответственно; 7 – испытуемый РПН; 8 – трансформатор; 9 – привод РПН; 10 – нагрузка; 11 – кинокамера; 12 – привод кинокамеры; 13 – блок согласования пуска привода; 14 – короткозамыкатель; 15 – хромель-копелевые термопары; 16 – тепловизор (термовизион-470). Данные результаты отражают вероятностный характер зависимости сопротивления от количества переключений и резкопеременного характера тока. Поэтому при обработке результатов экспериментальных данных используем параметры вероятностно-статистического анализа: математическое ожидание, дисперсию, корреляционную функцию и плотность распределения вероятности [8]. Математическое ожи-

дание  $\overline{\sigma}^{*}(i)$  сопротивления контактирующих поверхностей при выбранных значениях количества переключений рассчитывалось из следующего выражения:

$$\overline{\sigma}^{*}(i) = \frac{\sum_{i=1}^{n} \sigma_{i}}{n},$$
(2)

где *i* – порядковый номер опыта; *n* – общее количество опытов в исследуемом сечении;  $\sigma_i$  – сопротивление контактирующих поверхностей при <sup>3</sup>-м опыте.

Поскольку, даже при  $n \to \infty$ , практически невозможно получить плавное распределение сопротивления, то дисперсия  $D_i^*$  сопротивления контактирующих поверхностей, с учетом поправочного коэффициента Бесселя, вычислялась по следующей формуле:

$$D_{i}^{*} = \frac{\sum_{i=1}^{n} \left(\sigma_{i} - \overline{\sigma}^{*}(i)\right)^{2}}{n-1} \cdot (3)$$

Корреляционная функция сопротивления в зависимости от условных номеров сечений количества переключений была получена в соответствии с соотношением:

$$K(l) = \frac{\sum_{l=2}^{m} \left(\sigma_{l-1} - \overline{\sigma}^*_{l-1}\right) \left(\sigma_{l} - \overline{\sigma}^*_{l}\right)}{2^* m + 1},$$
(4)

Таблица 4. Экспериментальные значения сопротивления контактирующих поверхностей при соответствующих количествах переключений

Количество	Сопротивление $\sigma$ контактирующих поверхностей. контактов (при								
переключений различных значениях коэффициента $k_{Si}$ несинусоидальности, %),									
$N \times 10^4$ ,	1 10	1 ()	1 0.5	1 12.5	1 22.0	1 017			
перекл.	$k_{\rm Si} = 4,0$	$k_{\rm Si} = 6,3$	$k_{\rm Si} = 9,5$	$k_{\rm Si} = 13,5$	$k_{\rm Si} = 22,0$	$k_{\rm Si} = 31,7$			
0	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00			
0,1	0,99	0,99	0,99	0,97	0,97	0,97			
0,3	0,98	0,96	0,94	0,92	0,90	0,88			
0,5	0,96	0,92	0,88	0,84	0,80	0,76			
0,7	0,94	0,88	0,83	0,77	0,72	0,66			
0,9	0,92	0,85	0,79	0,73	0,66	0,60			
1,2	0,88	0,80	0,73	0,65	0,58	0,50			
1,6	0,86	0,77	0,68	0,60	0,51	0,42			
2,0	0,79	0,71	0,64	0,56	0,49	0,41			
2,4	0,75	0,68	0,62	0,54	0,48	0,41			
2,7	0,71	0,65	0,59	0,53	0,47	0,41			
3,0	0,69	0,64	0,58	0,52	0,46	0,41			

где *l* – порядковый номер сечения (соответствующего значения *N*); *m* – количество сечений.

Плотности распределения вероятностей сопротивлений контактирующих поверхностей (в виде дискретных значений вероятности их попадания в заданные интервалы) определялись согласно выражению:

$$f_j(\sigma_i) = \frac{k_j}{K^* h},$$
(5)

где  $k_j$  – количество значений сопротивления, попадающих в интервал  $\sigma_{j-1} < \sigma_i \le \sigma_j$ ; *K*– общее количество значений сопротивления, полученных в опытах; *h* – ширина интервала,  $h = \sigma_j - \sigma_{j-1}$ .

Математическое ожидание и дисперсия сопротивления контактирующих поверхностей, рассчитанные по экспериментальным данным в зависимости от количества переключений, приведены на рис. 3. Корреляционная функция показана на рис. 4, а плотность распределения вероятности на рис. 5.

Анализ дисперсии свидетельствует о том, что наибольшие отклонения сопротивлений имеют место в диапазоне (1,0÷2,4)×10<sup>4</sup> переключений (область ∏ на рис. 3). Это можно пояснить следующим. В начальной стадии испытаний (область ∏ на рис. 3) контактирующие поверхности под воздействием электротермических процессов изнашиваются в меньшей степени. При дальнейшей эксплуатации влияние электротермических процессов на износ контактов существенно возрастает (область ∏ на рис. 3). Однако, при достижении определенного уровня износа это влияние начинает уменьшаться (область ∭ на рис. 3).

Корреляционная функция (рис. 4) отражает зависимость между сопротивлениями в соседних сечениях при соответствующих значениях количества переключений (т. е. влияние значений сопротивления контакта в предшествующих сечениях, которые характеризуют степень износа контактирующих поверхностей).



Рис. 3. Экспериментальные значения сопротивления ( $\sigma$ ), его математическое ожидание ( $\bullet$ ) и дисперсия ( $\times$ ) при различных значениях коэффициента несинусоидальности  $k_{Si}$  (где индексы 1,2,3,4,5,6 обозначают  $k_{Si} = 4,0; 6,3; 9,5; 13,5; 22,0; 31,7$  соответственно).



Рис.4. Корреляционная функция сопротивления в зависимости от порядкового номера сечения (*1*) графика дисперсии



Рис.5. Плотность распределения вероятности сопротивления

Из рис. 5 видно, что плотность распределения вероятности сопротивления подчиняется равномерному закону. Это позволяет оценить количество значений сопротивления, которые попадают в соответствующие интервалы.

Результаты киносъемки возникновения и развития дуговых процессов показаны на рис. 6 и рис. 7. Исследования выполнялись при скорости движения контактов, равной 2,5 м/с. Процессы фиксировались

во временном интервале (2,5-3,0·10<sup>-4</sup>) с [9]. Исследования свидетельствуют, что дуговое развитие электротермического процесса состоит из образования стримеров (рис. 6, область «а») и непосредственно дуги (рис. 6, область «б»). В начальной стадии электротермического процесса образуются стримеры, которые охватывают незначительную часть пространства контактов и последующего полномасштабного дугового процесса (который охватывает контакты и частично распространяется в охлаждающую среду). Исследования позволили установить закономерности, которые можно условно разбить на две стадии: во-первых, эрозию в результате образования и разрушения структуры расплавленного металла между контактами и, во-вторых, эрозию в результате воздействия непосредственно электрической дуги на контактные поверхности.

Выше изложенные результаты можно пояснить тем, что дуговой разряд происходит при образовании парогазового канала вдоль первичного стримерного канала проводимости. Интенсивное образование па-

# ЕЛЕКТРОТЕХНІКА



Рис. 6. Киносьемка перехода стримерной стадии (а) в дуговую (б) электротермического процесса при изменении скорости движения контактов



à)



Рис. 7. Киносъемка развития дугового электротермического процесса дугогасящих контактов в масляной (а) и воздушной (б) средах, а также поверхности контактов (в)

ров материала контактов приводит к формированию газового объема, который зависит от интенсивности и характера тока. Интенсивность и форма тока приводят к сложным электромагнитным процессам: вскипанию микрованн расплавленного металла, его испарению и конденсации. Разбрызгивание расплавленного металла и выброс его паров приводит к эрозии поверхности контактов: от 40 % до 80 % в зависимости от длительности протекания электротермического процесса. Наиболее интенсивно разрушаются контакты при малых межконтактных расстояниях, когда большая часть тепловой энергии поглощается контактными поверхностями. При этом существенное влияние оказывает кумулятивный эффект в результате многократного воздействия электротермических процессов в области контактов. Чем меньше по времени воздействие электрической дуги на контактную систему, тем меньше ее износ и тем выше надежность работы переключающего устройства.

Из рис. 7 видно, что дуговые процессы между контактами в масляной среде распространяются в большем объеме (рис. 7, а) по сравнению с воздушной средой (рис. 7, б). На рис. 7, показана фотография повер-

хности контактов после  $1 \times 10^4$  переключений.

Для случая работы контактов в трансформаторном масле картина электротермического процесса усложняется. Здесь дуговой процесс приводит к ударной ионизации межконтактного промежутка и созданию проводящего канала. Выделение джоулевого тепла интенсифицирует горение дуги в парах продуктов термического разложения масла. При этом происходит расширение зоны дуги относительно поверхностей контактов. Вместе с тем пары масла, содержащие до 70-80 % водорода, способствуют охлаждению столба дуги (вследствие высокой теплопроводности водорода – в 9 раз больше, чем воздуха). Масляная среда способствует более выраженной области дугового процесса и теплообменным процессам между плазмой дуги и окружающей средой. Это увеличивает выделение тепловой энергии и создает газовые и жидкостные потоки в приконтактной области. Поскольку часть энергии, выделяющейся в дуге, передается контактам, то это приводит к более интенсивному их разрушению и износу.

Следует отметить, что горение дуги в масле приводит к интенсивному испарению, повышению давления в баке контактора (более 10 атм.) и, в результате, к гидродинамическим ударам. При этом загрязнение масла механическими включениями при работе контактов является неизбежным, что приводит к выделению водорода, углеводородных газов, паров низкокипящих жидкостей и твердых включений. Эти частицы концентрируются в зоне горения дуги и активно влияют на деионизацию межконтактного промежутка.

Электротермические процессы в сочетании с электродинамическими усилиями и выделением газов приводят к более интенсивному нарушению структуры и повреждениям контактных поверхностей. Чем длительнее действие дуги на локальном участке, тем больше эрозия контактов. Даже наличие значительного содержания тугоплавких компонентов в композиционных материалах контактов не гарантирует их высокую дугостойкость.

# Выводы

1. В существующих литературных источниках отсутствуют исследования электротермических процессов в контактах переключающих устройств, направленные на установление причинно-следственных факторов снижения их функциональной надежности при резкопеременном характере нагрузки.

2. Предложена методика исследований и выполнен с использованием статистических параметров

вероятностный анализ контактного сопротивления (в зависимости от количества переключений и несинусоидальности резкопеременного тока).

3. Установлено, что коммутации при резкопеременном характере нагрузки приводят к ускорению эрозии контактов и увеличению их переходного сопротивления.

4. Целесообразно продолжить дальнейшие исследования влияния характера нагрузки, условий эксплуатации и физических характеристик проводящих и изоляционных материалов, а также охлаждающих сред на электротермические процессы в силовых контактах переключающих устройств.

## Перечень ссылок

- Плохов И. В. Исследование сопротивления стягивания электрического контакта // Электротехника. 2004. № 5. С. 13–18.
- Близняков А. В. Качественная характеристика электродугового процесса в жидком диэлектрике // Електротехніка та електроенергетика. – 2001. – № 1. – С. 34–37.
- Власов А. Б. Расчет эксплуатационных показателей надежности контактных соединений с помощью тепловизорного контроля // Электротехника. – 2002. – № 8. – С. 30–35.

- Раховский В. И.,Левченко Г. В., Теодорович О. К. Разрывные контакты электрических аппаратов. М.–Л.: Энергия, 1966. – 249 с.
- Порудоминский В. В. Устройства переключения трансформаторов под нагрузкой. – М.: Энергия, 1974. – 288 с.
- Б. В. Ванин, Ю. Н. Львов, М. Ю. Львов. О повреждениях силовых трансформаторов напряжением 110–500 кВ в эксплуатации // Электрические станции. – 2001. – № 9. – С. 53–58.
- В. В. Зиновкин, О. И. Сисуненко, С. Л. Сергиенко, Д.
   В. Зозуля. Нестационарные режимы силовых трансформаторов при резкопеременной нагрузке // Энергетика и электрификация. – 1994. – №5. – С. 48 – 52.
- Виленкин С. Я. Статистическая обработка результатов исследования случайных функций. М.: Энергия, 1979. – 250 с.
- 9. Кудрявцев Н. Н. Специальные киносъемки. М.: Искусство, 1978 286 с.

Поступила в редакцию 19.10.06 г.

После доработки 03.11.06 г.

Наведено результати досліджень електротермічних процесів в контактах перемикаючих пристроїв. Проаналізоваго причинно-наслідкові фактори аварійності перемикаючих пристроїв трансформаторного обладнання. Запропоновано методики ймовірнісного аналізу та експериментальних досліджень опору контактів в залежності від несинусоїдності струму і кількості комутацій.

The results of electrothermal processes researches in switching devices contacts are given. The causesequence factors of switching devices breakdown are analyzed. The technique of probability analysis and experimental researches of contact resistance that depends on non-stationary current and switching quantity are offered.

УДК 621.365.5

# Д. С. Ярымбаш, А. В. Тютюнник, О. Л. Загрунный

# Повышение эффективности управления режимами электрического обогрева при прессовании заготовок подовых блоков

Предложена методика оптимизации управления электрическим обогревом при прессовании заготовок подовых блоков.

При прессовании заготовок подовых блоков применяются массивные мундштуки для прессов с усилием от 3500 до 6300 кН, оборудованные системами индукционного электрообогрева с автоматическим регулированием температурных режимов прессования. Они, как объекты управления, характеризуются большой потребляемой мощностью и значительной продолжительностью времени работы в динамических режимах [1]. Стабильность температурного режима прессования заготовок из высокотеплопроводной массы с увеличенным содержанием графита определяет качественный уровень подовых блоков. Дефекты, возникающие из-за нарушения температурных режимов, являются скрытыми и выявляются на завершающих этапах производственного процесса. Это приводит к повышению удельной доли брака в готовой продукции, дополнительному расходу сырья и электроэнергии на дополнительные туры прессования заготовок. Кроме того, существующие системы автоматического управления и температурные задания

© Д. С. Ярымбаш, А. В. Тютюнник, О. Л. Загрунный 2006 р.

для электрообогрева мундштука пресса не обеспечивают высокий уровень качества заготовок подовых блоков новых типов, снижение энергозатрат и стабильность температурных характеристик для разных туров прессования. Поэтому оптимизация системы индукционного электрообогрева массивного мундштука пресса чрезвычайно актуальна.

Целью работы является оптимизация температурных заданий для системы автоматического управления индукторами электрообогрева мундштука пресса, производящего заготовки новых типов подовых блоков.

Для сокращения затрат на аппаратное и метрологическое обеспечение системы автоматического управления целесообразно применить метод математического моделирования [2]. Это позволит расширить диапазон варьирования режимных параметров, определить эффективные температурные задания системы автоматического управления индукторами мундштука, повысить качество заготовок подовых блоков из высокотеплопроводной массы и обеспечить возможность обобщения результатов при прессовании массы с различным содержанием графита.

В соответствии с работой [3] технологическая система «индукторы – мундштук – угольно-графитовая масса», как объект управления с распределенными параметрами, может быть представлена системой дифференциальных уравнений в частных производных и критериальной форме:

$$\theta_{Fo(i)} = L \theta_i + B \theta_i + p_j (J_j), i = 1, 2, 3, 4, j = 1, 2 \forall (i = j), (1)$$

где  $\theta_i$ ,  $J_j$ ,  $p_j$ ,  $F_0$  – относительные температуры, токовые нагрузки, относительные удельные тепловые мощности индукторов и критерий Фурье. Последние определяются соотношениями вида:

$$\theta_{i} = \frac{T_{i}(\tau) - T_{\min_{i}}}{T_{\max_{i}} - T_{\min_{i}}}, 
 J_{j} = \frac{I_{j}(\tau) - I_{\min_{j}}}{I_{\max_{j}} - I_{\min_{j}}}, 
 Fo = \frac{\lambda(\theta_{3}) \cdot \tau}{c(\theta_{3}) \cdot \rho(\theta_{3}) \cdot S_{\Pi,C,M}^{2}}, 
 p_{j} = \frac{U_{H} \cdot I_{H} \cdot \cos(\varphi_{H}) \cdot J_{j}^{2}}{c(\theta_{3}) \cdot \rho(\theta_{3}) \cdot (T_{\max_{i}} - T_{\min_{i}}) \cdot V_{H,M_{j}}}$$
(2)

где L – линейный дифференциальный оператор Лапласа; B – нелинейный оператор, учитывающий зависимость теплофизических свойств объекта от температуры;  $\tau$  – время;  $S_{\text{п.с.м}}$  – площадь поперечного сечения мундштука;  $\lambda, c, \rho$  – коэффициент теплопроводности, удельная теплоемкость и плотность соответственно;  $P_j$  – относительная удельная тепловая мощность;  $T_i, T_{\max_i}, T_{\min_i}$  – локальная, максимальная и минимальная температуры соответственно;  $I_j, I_{\max_j}$ ,

 $I_{\min j}$ – действующие значения соответственно текущих, максимальных и минимальных токов в индукторах;  $V_{{\rm H}.{\rm M}j}$ – объем индуктора мундштука; индексы i=1,2,3,4- соответствуют геометрическим областям индукторов захода и калибра, мундштука и угольно-графитовой массы; j=1,2– соответствуют токовым нагрузкам и удельному тепловыделению в индукторах калибра и захода.

Система уравнений (1) с начальными условиями Коши и граничными условиями III и IV рода на основе метода многомерных объектно-ориентированных конечных элементов [3] может быть преобразована в систему обыкновенных дифференциальных уравнений:

$$F(\theta_{k,j}, \theta'_{k,j}, \theta_{k+1,j}, \theta_{k-1,j}, Fo) = R_{T_{k,1-2}} \cdot \Delta \theta_{k,1-2},$$

$$1 < k < n-1, \ j = 1,2$$
(3)

`

с начальными условиями:

1

$$\left. \theta_{k,j} \right|_{Fo=0} = \theta_{\mathrm{K}.\mathrm{T}}(0)_k \,, \tag{4}$$

где n – число зон в характерных поперечных сечениях мундштука пресса;  $\Delta \theta_{k,1-2}$  – относительный перепад температур между k-ми многомерными конечными элементами в поперечном сечении мундштука под индукторами калибра и захода,  $R_{T_{k,1-2}}$  – относительные тепловые сопротивления между k-ми многомерными конечными элементами.

Для повышения точности и достоверности результатов численного моделирования из (3) и (4), выполнено описание температурной зависимости токовых нагрузок индукторов. Динамические массивы данных измерений токов индукторов и температур в контрольных точках мундштука преобразованы из соотношений (2) в критериальную форму и аппроксимированы кубическими полиномами по методу наименьших квадратов [4]:

$$J(Fo_{i})_{j} = \sum_{l=0}^{3} \gamma_{l,j} Fo_{i}^{l} \\_{i \in I = \text{var}} \\ \theta_{\text{H.K}}(Fo_{i})_{j} = \sum_{p=0}^{3} \eta_{l,j} Fo_{i}^{l} , j = 1,2.$$
(5)

Так как функции аппроксимации (5) заданы параметрически, то следует считать определенными функции температурной коррекции относительных токовых нагрузок индукторов:

$$J_{j} = J(\theta_{\text{H.K}})_{j}, j = 1,2.$$
 (6)

При обработке динамических массивов измерений во время четырех туров прессования по методике из (5) и (6) обеспечивается погрешность аппроксимации относительной токовой нагрузки индуктора калибра не более 1,1 %, а индуктора захода – не более 2,1 %.

В соответствии с работой [3] можно упростить описание условий теплообмена между индукторами и мундштуком, а также между мундштуком и прессуемой массой с помощью критериальных соотношений:

$$\theta_{0\cup n,j} = \theta_{\mathrm{K.T}} (Fo, p_j)_{j,0\cup n} \\ \theta'_{0\cup n,j} = \theta'_{\mathrm{K.T}} (Fo, p_j)_{j,0\cup n}, j = 1,2$$

$$(7)$$

где  $\theta_{\text{к.т}}(Fo)_{j,0\cup n}$ ,  $\theta'_{\text{к.т}}(Fo)_{j,0\cup n}$  – критериальные зависимости относительных температур и скоростей их изменения в контрольных точках характерного поперечного сечения мундштука пресса под индуктором (0) и над рабочей поверхностью (*n*).

Процессы электрообогрева и теплопередачи в мундштуке пресса при прессовании заготовок подовых блоков являются циклическими, поэтому в системе уравнений (7) можно применить ортонормированный базис [4]:

$$\nu(\varpi) = \left(\varpi^0, \sin(\varpi), \cos(\varpi), \dots, \sin(n\,\varpi), \cos(n\,\varpi)\right)$$
(8)

для критериальной функции аргумента  $F_O$  вида:  $\varpi(\beta_1, \beta_2 F_O) = (\beta_1 \cdot F_O^{\beta_2}).$ 

Аппроксимация непрерывных функций  $\theta_{\kappa,r}(Fo)_{j,0\cup n}$  (j = 1,2) на дискретных массивах экспериментальных данных для базиса (8) принимает вид:

$$f(Fo)_{0\cup n} = \sum_{r=1}^{R} \alpha_{r_{0\cup n}} v_r (\beta_{1_{0\cup n}}, \beta_{2_{0\cup n}}, Fo).$$
(9)

При этом неизвестные коэффициенты  $\{\alpha_{r_{0}\cup n}\}_{r\in R}$  определяются из системы линейных уравнений [4]:

$$\partial \varphi(Af) / \partial \alpha_{r_0 \cup n} = 0, r \in R$$

$$\partial \varphi(Af) / \partial \beta_{1,2_0 \cup n} = 0.$$
(10)

После обработки данных регистрации температур рабочей поверхности мундштука во время четырех туров прессования по методике (9), (10) было установлено, что относительная погрешность не превышает 0,7–0,8 %, если ограничиться третьими гармоническими в базисе (8). Поэтому размерность вектора  $\{\alpha_r\}_{r\in R}$  равна пяти, и объем исходной информации, необходимой для расчета управляющих воздействий, сокращается на порядок.

На основании расчетов по методике (3)-(6) проводился численный расчет для определения оптимальных температурных заданий релейного закона управления режимами электрообогрева мундштука в процессе прессования заготовок подовых блоков (из массы с удельным содержанием графита, равным 70 %). Вектор приближенных значений оптимальных температурных заданий устанавливался методом упорядоченного перебора [4] по критерию минимальной амплитуды температурных колебаний рабочих поверхностей калибра и захода. Ширина интервала варьирования температур в контрольных точках под индукторами калибра и захода задавалась равной 40°С, а шаг перебора последовательно уменьшался с 20°С до 2°С. Высокая вычислительная производительность методики (3)-(10) позволила синхронизировать численный расчет с опытнопромышленным туром прессования и согласовать расчетные результаты с экспериментальными данными измерений в интерактивном режиме. Удалось устранить влияние погрешности, обусловленной неточным описанием теплофизических характеристик мундштука и угольно-графитовой массы, условий теплообмена на границах сопряжения индукторов с мундштуком и рабочей поверхности мундштука с прессуемой массой. Результаты экспериментальной проверки оптимальных температурных заданий для управления индукторами калибра и захода представлены на рис. 1.

Установлено, что в процессе прессования заготовок подовых блоков (из массы с 70 % удельным содержанием графита) при температурных заданиях управления индуктором калибра, равных  $t_{\kappa.r(1,0)_{max}} = 180^{\circ} C$ и  $t_{\text{к.r}(1,0)_{\min}} = 178^{0} \text{ C}$ , были достигнуты наилучшие результаты по амплитуде температурных колебаний. Изменение температуры контрольной точки под индуктором не превысило  $\Delta t_{\kappa, r(1,0)} = 0,5^{0}C$  – при прессовании из первой загрузки массного цилиндра (рис. 1, а) и  $\Delta t_{\kappa,r(1,0)} = 2,5^{\circ}C$  – при прессовании из второй загрузки (рис. 1, б). Для температурных заданий релейного управных равления индуктором захода,  $t_{\mathrm{K.T}(1,n)_{\mathrm{max}}} = 142^{0}\mathrm{C}$  и  $t_{\mathrm{K.T}(1,n)_{\mathrm{min}}} = 140^{0}\mathrm{C}$ , амплитуда температурных колебаний снизилась до:  $\Delta t_{{\rm K.r}(1,n)} = 4^{0}{
m C}$  и  $\Delta t_{{\rm K.r}(1,n)} = 2^{0}{
m C}$  – соответственно для первой и второй загрузок массы.

Оптимизация температурных заданий для автоматического регулирования электрообогрева мундштука при прессовании заготовок подовых блоков позволила сократить диапазон температур рабочей поверхности калибра мундштука до 3–4°С (рис. 1) при среднем значении температуры, равном 148–148,5°С. При этом диапазон температур рабочей поверхности захода мундштука уменьшился до 0,5–1°С при средних значениях этой температуры, равных 147°С и 143,5°С, для первой и второй загрузок массы соответственно.

Предложенная оптимизация температурных заданий не только улучшила качество управления режимами электрообогрева мундштука, но и обеспечила стабилизацию распределения температур по поверхности заготовок подовых блоков. При прессовании заготовок из первой загрузки массы в массный цилиндр температура их поверхности последовательно уменьша-

лась на 5–7°С (  $\Delta t \leq [\Delta t] = 8^{0}$ С ): с 136°С до 129°С – для начала и с 132°С до 127°С – для конца каждой заготовки (рис. 1, а). При прессовании заготовок из массы второй загрузки температурная стабильность поверхности заготовок подовых блоков улучшилась на 1–2°С (рис.1, б). Перепад температур их поверхности по длине заготовок не превысил 2–4°С, что оказало положительное влияние на качество готовой продукции.

Снижение температурного задания релейного управления для индуктора захода на 38°С по отношению к температурному заданию релейного управле-





ния для индуктора калибра позволило уменьшить затраты электроэнергии на обогрев мундштука, так как суммарная продолжительность работы индуктора захода сократилась в 1,5–2 раза. Кроме того, более низкий уровень температурного задания позволяет сократить тепловые потери в окружающую среду и, следовательно, улучшить показатели энергоэффективности при производстве заготовок новых типов подовых блоков с увеличенным содержанием графита.

# Выводы

1. Предложенная новая методика преобразования математической модели теплопередачи в мундштуке пресса в систему обыкновенных дифференциальных уравнений для узловых температур в поперечных сечений мундштука (5)–(10) обеспечивает высокую эффективность ее последующей численной реализации.

2. С использованием метода упорядоченного перебора установлены оптимальные значения температурных заданий для релейного закона регулирования, обеспечившие стабилизацию температур как в объеме мундштука, так и по поверхности заготовок подовых блоков.

3. Снижение уровня температурных заданий позволяет сократить длительность работы индуктора захода, уменьшить энергозатраты и стабилизировать температурное поле мундштука пресса и поверхности заготовки. В частности, снижение уровня температурных заданий при управлении индуктором захода на 38°С позволяет сократить продолжительность работы индуктора захода в 1,5–2 раза и обеспечивает соответствующее снижение расхода электроэнергии на тур прессования.

# Перечень ссылок

- Чалых Е. Ф. Оборудование электродных заводов: Учеб. пособие для вузов. – М.: Металлургия, 1990. – 238 с.
- Ярымбаш Д. С., Тютюнник О. В., Загруный О. Л. Моделирование температурных режимов электротехнологической системы «индукторы – мундштук» на подготовительном этапе тура прессования // Электротехника и электроэнергетика. – 2006. – № 1. – С. 56–60.
- Андриенко П. Д., Ярымбаш Д. С. Особенности моделирования температурного состояния технологической системы как объекта управления // Електромашинобудування та електрообладнання. – 2006. – № 66. – С. 291–293.
- Математика и САПР. Кн. 2. Вычислительные методы. Геометрические методы. /Под ред. Волкова Н.Г. – М.: Мир, 1989. – 260 с.

Поступила в редакцию 20.11.06 г.

После доработки 21.11.06 г.

Запропонована методика оптимізації керування електричним обігрівом під час пресування заготовок подових блоків.

The method of the optimization of the electrical heating automatic control at the pulp pressing of the bottom graphite block is offered.

УДК 621.311.004

# А. А. Колб

# Расчет емкости накопительного конденсатора для системы группового питания частотно-регулируемых асинхронных электроприводов, снабженной активным фильтром

Предложен расчет емкости накопительного конденсатора для системы группового питания частотно-регулируемых асинхронных электроприводов, снабженной активным фильтром.

Известно, что в настоящее время электроприводы потребляют около 70 % вырабатываемой в Украине электроэнергии. В связи с этим вопросы энергосбережения и повышения качества электроэнергии в системах промышленного электропривода являются актуальными и важными. Одним из возможных путей решения задачи энергосбережения является применение группового питания для асинхронных электроприводов на основе автономного инвертора напряжения (АИН) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). При этом указанные частотно-регулируемые электроприводы получают питание от общих шин постоянного тока с использованием емкостных накопителей энергии.

Такая система питания электроприводов обладает рядом существенных преимуществ [1-3]: во-первых, гибкой конфигурацией и унификацией силовых блоков и модулей управления. Во-вторых, - сокращением временной длительности режимов двухстороннего обмена энергии между сетью и двигателями (так как часть энергии от рекуперативного торможения одного или группы двигателей передается, минуя сеть, посредством емкостного накопителя на другие электроприводы, функционирующие в двигательном режиме работы). В-третьих, – снижением динамических нагрузок, воспринимаемых емкостным накопителем (а, следовательно, и потерь энергии в элементах силовой цепи, что одновременно снижает установленную мощность последних). Обратим внимание, что запасенная энергия емкостным накопителем может быть эффективно использована для нормализации основных показателей качества электроэнергии с помощью активных фильтров с релейно-векторным управлением, устанавливаемых в звене постоянного тока группового электропривода параллельно общему неуправляемому (диодному) выпрямителю [4, 5].

К сожалению, до настоящего времени в известной научно-технической литературе отсутствуют исследования и рекомендации по расчету емкости накопительного конденсатора для такой системы группового питания асинхронных электроприводов с АИН-ШИМ. Предложенная статья посвящена расчету емкости конденсаторных накопителей электроэнергии для системы группового питания указанных электроприводов, получающих питание от общей шины постоянного тока, параллельно которой подключен активный фильтр.

В системе группового питания рассматриваемых электроприводов накопительные конденсаторы в зве-

не постоянного тока служат, во-первых, для обмена энергией между электроприводами, работающими в различных режимах, а также, во-вторых, для аккумулирования энергии, поступающей при рекуперативном торможении от группы приводов, или высвобождаемой электромагнитной энергии в обмотках двигателей. Последний случай имеет место как при очередной коммутации ключей инверторов, так и в аварийных режимах, когда принудительно закрываются все ключи инвертора и накопленная энергия в обмотках двигателя поступает через обратные диоды в конденсатор и увеличивает на нем напряжение.

В системах индивидуального асинхронного электропривода с АИН-ШИМ (преобразователь которого содержит выпрямитель и инвертор) допускается максимальное увеличение напряжения в звене постоянного тока примерно на 15 % от рабочего выпрямлен-

ного напряжения, равного  $U_{d0} = 2,34U_{d0}$  [6].

В системе группового питания асинхронных электроприводов с АИН-ШИМ (при питании их от общей шины постоянного тока), снабженной параллельным активным фильтром (ПАФ), предназначенным для управления качеством электроэнергии, напряжение на конденсаторе может неконтролируемо увеличиваться из-за влияния энергии, поступающей при рекуперативном торможении от группы приводов лишь в течение собственного времени запаздывания  $T_{\mu}$  ПАФ (которое обычно принимается при релейном управлении равным 0,001 с [6, 7]).

На **первом этапе** рассчитаем требуемое значение емкости накопительного конденсатора, необходимой для аккумулирования избыточной энергии рекуперативного торможения. При изменении в процессе работы электропривода угловой частоты (скорости) ротора двигателя от  $\omega_1$  до  $\omega_2$ , отдаваемая приводом кинетическая энергия составляет:

$$\Delta W = J(\omega_1^2 - \omega_2^2)/2,$$
 (1)

где *J* – суммарный приведенный момент инерции привода.

По отношению к исходному запасу кинетической энергии привода указанное изменение составляет:

$$\frac{\Delta W}{W} = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{\omega_1^2} = \omega^* (2 - \omega^*), \qquad (2)$$

где  $\omega^* = (\omega_1 - \omega_2)/\omega_1$  – относительное снижение скорости при торможении.

Из выражения (2) следует, что процесс отдачи накопленной кинетической энергии происходит непропорционально скорости и в конце процесса торможения происходит с меньшей интенсивностью.

При линейном законе изменения скорости в процессе торможения текущее значение скорости  $\omega_2$  по

истечении упомянутого времени запаздывания  $T_{\mu}$  ПАФ составляет:

$$\omega_2 = \omega_1 - \frac{\omega_1}{t_{\rm T}} T_{\mu}, \qquad (3)$$

где *t<sub>m</sub>* – время торможения привода.

Отдаваемая при этом энергия в процессе торможения равна:

$$W_{\rm T} = \frac{J}{2} (\omega_{\rm l}^2 - \omega_{\rm 2}^2) = \frac{J}{2} \left[ \omega_{\rm l}^2 - (\omega_{\rm l} - \frac{\omega_{\rm l}}{t_{\rm T}} T_{\mu}) \right]^2 =$$
$$= \frac{J \omega_{\rm l}^2 T_{\mu}}{2t_{\rm T}} (2 - T_{\mu} / t_{\rm T}). \tag{4}$$

Обычно  $t_m >> T_{\mu}$ , поэтому (4) можно представить в виде:

$$W_{\rm T} = \frac{J\omega_{\rm l}^2}{t_{\rm T}} T_{\mu} = \omega_{\rm l} T_{\mu} (M_{\rm T} + M_{\rm c}), \tag{5}$$

где  $t_{\rm T}=J\omega_{\rm l}\,/(M_{\rm T}+M_{\rm c})$  – время торможения;  $M_{\rm T},\,M_{\rm c}$ – тормозной момент двигателя и момент сопротивления соответственно.

Полагая, что торможение начинается с номинального значения скорости (  $\omega_{\rm l}=\omega_{\rm \scriptscriptstyle H}$  ) при номинальном значении момента сопротивления (  $M_{\rm c}=M_{\rm \scriptscriptstyle H}$  ), получим из (5):

$$W_{\rm T} = T_{\mu} (\lambda + 1) P_{\rm H}, \tag{6}$$

где  $\lambda = M_{_{\rm T}} / M_{_{\rm H}}$  – отношение тормозного момента к номинальному электромагнитному моменту двигателя (причем, предельное значение данного отношения соответствует перегрузочной способности двигателя);  $P_{_{\rm H}}$  – номинальная электромагнитная мощность двигателя.

Пренебрегая потерями в инверторе и двигателе, условие равенства отдаваемой кинетической энергии привода и энергии, запасаемой в конденсаторе, можно представить в виде:

$$T_{\mu}(\lambda+1)P_{\rm H} = 0.5C_d \left[ (U_d + \Delta U)^2 - U_d^2 \right] = 0.5C_d (2U_d \Delta U + \Delta U^2), (7)$$

где  $U_d$  и  $\Delta U$  – соответственно начальное значение напряжения на конденсаторе фильтра (в начале торможения) и его превышение по окончании торможения.

Согласно приведенному выражению получим:

$$C_{d} = \frac{T_{\mu}(\lambda + 1)P_{\rm H}}{0.5\Delta U_{\rm gon}(2U_{d} + \Delta U_{\rm gon})},$$
(8)

где  $\Delta U_{\rm доп}$  – максимально допустимое превышение напряжения на конденсаторе фильтра.

Так, например, при 
$$U_d = 500 \text{ B}$$
,  $\Delta U_{\text{доп}} = 0, 1U_{\text{д}}$ ,

*T*<sub>µ</sub> = 0,002 с требуется на 1кВт мощности двигателя устанавливать накопительный конденсатор емкостью:

$$C_{\rm g} \approx 75(\lambda + 1)$$
 мк $\Phi$ , (9)

что при  $\lambda = (1,5-2)$  составляет менее (190–225) мкФ на 1кВт установленной мощности двигателя.

Для системы группового питания электроприводов (с общим входным выпрямителем) можно представить выражение (8) в виде:

$$C_d = \frac{T_{\mu} \Delta P_{\rm T}}{0.5 \Delta U_{\rm gon} (2U_d + \Delta U_{\rm gon})},\tag{10}$$

где  $\Delta P_{\rm T}$  – превышение мощности рекуперативного торможения над потребляемой.

На втором этапе рассчитаем значение емкости накопительного конденсатора, требуемое при аварийном режиме запирания всех силовых ключей одного из АИН-ШИМ. При этом энергию, отдаваемую двигателем в аварийном режиме при принудительном запирании ключей инвертора, можно без большой погрешности определить в предположении постоянства потокосцепления ротора [8].

Непосредственно перед запиранием всех ключей инвертора результирующие векторы потокосцеплений статора  $\overline{\Psi}_{10}$  и ротора  $\overline{\Psi}_{20}$  в синхронно вращающейся системе координат определяются из соотношений [8]:

$$\overline{\Psi}_{10} = L_1 \overline{I}_{10} + L_m \overline{I}_{20};$$

$$\overline{\Psi}_{20} = L_m \overline{I}_{10} + L_2 \overline{I}_{20},$$
(11)

где  $L_1, L_2, L_m$  – полные индуктивности статора и ротора,взаимоиндуктивность двигателя соответственно. После закрытия обратных диодов статорный ток ста-

новится равным нулю ( $\overline{I_1} = 0$ ), с учетом чего согласно (11) получим:

$$Ψ_1 = L_m \bar{I}_2$$
 μ  $Ψ_2 = L_2 \bar{I}_2$ , (12)

где  $\overline{I}_2$  – результирующий вектор тока ротора после закрытия обратных диодов.

Согласно приведенным выражениям найдем:

$$\Psi_1 = \overline{\Psi}_2 L_m / L_2 = \overline{\Psi}_2 K_2. \tag{13}$$

Полагая, что потокосцепление ротора остается неизменным, определим:

$$\overline{\Psi}_1 = \overline{\Psi}_{20} K_2, \tag{14}$$

где  $K_2 = L_m/L_2$  – коэффициент магнитной связи ротора. На рис.1 показана в течение времени проводящего состояния обратных диодов соответствующая векторная диаграмма потокосцеплений статора и ротора двигателя.

В общем случае запасенная электромагнитная

энергия двигателем перед закрытием всех силовых ключей АИН-ШИМ определяется как сумма скалярных произведений соответствующих векторов [8]:

$$W_0 = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{2} \left[ \overline{\Psi}_{10} \overline{I}_{10}^* + \overline{\Psi}_{20} \overline{I}_{20}^* \right], \tag{15}$$

где  $\bar{I}_{10}^*, \bar{I}_{20}^*$  – сопряженные результирующие вектора токов статора и ротора до закрытия силовых ключей инвертора.

После закрытия ключей:  $\bar{I}_1 = 0$  и  $\overline{\Psi}_2 = \overline{\Psi}_{20}$ , с учетом чего запасенная энергия становится равной:

$$W_{1} = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{2} \overline{\Psi}_{20} \overline{I}_{2}^{*}.$$
 (16)  
$$\overline{E}_{\mu}$$
  
$$\overline{I}_{10} - \overline{I}_{20}$$



Рис.1. Векторная диаграмма потокосцепления статора и ротора до и после закрытия ключей инвертора

Изменение магнитной энергии равно:

$$\Delta W = W_0 - W_1 = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{2} \left[ \Psi_{10} \bar{I}_{10}^* + \overline{\Psi}_{20} (\bar{I}_{20}^* - \bar{I}_2^*) \right].$$
(17)

Разность токов ( $\bar{I}_{20}^* - \bar{I}_2^*$ ) в выражении (17) может быть найдена из условия постоянства потокосцепления ротора  $L_m \bar{I}_{10} + L_2 \bar{I}_{20} = L_2 \bar{I}_2$  в виде:

$$\bar{I}_{20} - \bar{I}_2 = \bar{I}_{10}L_m / L_2 = -\bar{I}_{10}K_2.$$
(18)

С учетом (18) получим из (17):

$$\Delta W = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{2} \left[ (L_1 \bar{I}_{10} + L_m \bar{I}_{20}) \bar{I}_{10}^* - (L_m \bar{I}_{10} + L_2 \bar{I}_{20}) \frac{L_m}{L_2} \bar{I}_{10}^* \right] =$$
$$= \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{2} I_{10}^2 L_{1n}, \tag{19}$$

где  $L_{1n} = L_1 - L_m^2 / L_2$  – переходная индуктивность обмотки статора [8]. Таким образом, асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором в аварийном режиме при закрытии силовых ключей инвертора в отношении изменения магнитной энергии может рассматриваться как катушка с индуктивностью, равной  $3L_{1n}/2$ . В соотношении (19) для расчета изменения энергии  $\Delta W$  для системы группового питания асинхронных электроприводов с АИН-ШИМ (в количестве п штук) следует подставлять суммарную переходную индуктивность  $L_{n1\Sigma}$  обмоток статора всех двигателей и суммарный ток  $I_{1\Sigma}$ , потребляемый всеми двигателями. При этом, по аналогии с (7) и (8), получим выражение для расчета емкости накопительного конденсатора, необходимой для аккумулирования электромагнитной энергии при аварийном закрытии силовых ключей во всех инверторах:

$$C_d = \frac{3}{2} \frac{I_{1\Sigma}^2 L_{n1\Sigma}}{\Delta U_{\text{gon}} (2U_d + \Delta U_{\text{gon}})}.$$
 (20)

# Перечень ссылок

- Колб А. А. Энергосберегающая система группового питания электроприводов с общим преобразователем с двухсторонней проводимостью и емкостным накопителем // Вестник Кременчугского государственного политехнического университета. – Кременчуг, 2003, вып.1. – С. 135–139.
- Воробьев А. А., Колб А. А. Групповое питание электроприводов с общим накопителем энергии как новое направление энергосбережения // Вестник Харьковского политехнического университета. Проблемы автоматизированного электропривода. Харьков: НТУ. 2003. №10. С. 224–228.
- Автоматизированный электропривод современная основа автоматизации технологических процессов / М. П. Белов, В. А. Новиков, Л. Н. Рассудов, А. А. Сушников. – Электротехника. – 2003. – № 5. – С. 12–16.
- Колб А.А. Пространственно векторное управление групповым IGBT- преобразователем для коррекции качества электроэнергии в системах электропривода с общими шинами постоянного тока // Гірнича електромеханіка та автоматика. Дніпропетровськ: НГУ, 2004, вип. № 71. С. 46–53.
- Колб А.А. Релейно векторное управление силовым активным фильтром в режиме компенсации мощности искажения // Науковий вісник.– Дніпропетровськ: НГУ, 2004. – №3. – С. 68–74.
- Перельмутер В. М. Прямое управление моментом и током двигателей переменного тока. Харьков: Основа, 2004. – 210 с.
   Malesani L., Rossetto L., Tenti P. AC/DC/AC PWM
- Malesani L., Rossetto L., Tenti P. AC/DC/AC PWM Converter with Reduced Energy Storage in the DC Link. IEEE Trans. Ind. Applicat, №2, 1985, P. 287–292.
- Ковач К. П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока: Пер. с нем. – М. – Л.: Госэнергоиздат, 1963. – 774 с.

Поступила в редакцию 22.12.05 г.

После доработки 7.12.06 г.

Запропоновано розрахунок ємкості накопичуючого конденсатора для системи групового живлення частотно-регульованих асинхронних електроприводів, яка обладнана активним фільтром.

It is offered a calculation of capacity of the reservoir capacitor for system of a group power supply of frequency-controlled asynchronous drives equipped with the active filter.

# **II.ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА**

УДК 620. 9:65.012

# И. Г. Ширнин, В. А. Палкин

# Атомная электроэнергетика в мире и Украине

Анализируются состояние, перспективы развития в мире и Украине атомной энергетики на период до 2030 года. Сделаны выводы о жизнеспособности и перспективности атомной энергетики в большинстве стран.

27 июня 1954 года в г. Обнинске Калужской области была пущена первая в мире атомная электростанция. За почти пять с лишним десятилетий, прошедших за это время, атомная энергетика прочно вошла в жизнь человечества и превратилась в одну из ведущих отраслей мирового хозяйства. Особенно приоритетной атомная энергетика является для Украины, у которой установленная мощность всех электростанций составляет 48416 МВт, из них доля АЭС составляет 24,4 %, а конкретно Запорожской АЭС - 12,4 % (50,7 % от всех украинских АЭС ) [1]. Атомная энергетика не создаёт парниковый эффект, при работе АЭС не выделяется двуокись углерода в атмосферу. Этот эффект проявляется в атмосфере Земли как результат сжигания в огромных количествах углеродсодержащего топлива и требует ограничения на его использование (согласно международного соглашения - Киотского протокола, подписанного и Украиной).

Но после Чернобыльской катастрофы в Западной Европе практически прекратилось строительство АЭС, кроме Франции, и в образовавшуюся энергетическую нишу хлынул мощным потоком российский природный газ, который стал доминирующим энергоносителем в странах Европейского Союза (а это сейчас 25 стран Европы). Импорт его составляет около 48 %, а в 2030 году ожидается 65 %, как сообщил министр промышленности и энергетики России Виктор Христенко. Поэтому Евросоюз с населением 16 % (от общих 6,5 млрд. человек в мире) является одним из главных загрязнителей мировой атмосферы (26 %).

Прогнозируется постепенное возрастание количества ядерной электроэнергии в мире. Так, Россия, имеющая сейчас 10 АЭС, поставила задачу довести выработку электроэнергии с помощью АЭС до 20 % (вместо 13 % в настоящее время).

Кабинетом Министров Украины в апреле 2006 года принята «Энергетическая стратегия Украины до 2030 года», в которой предусматривается построить с 2010 по 2030 годы 20 новых энергоблоков мощностью 1– 1,5 Гига Вт (сегодня действует 15 блоков мощностью 0,4–1 Гига Вт). Затраты на модернизацию составят 250 млрд. грн., а производство и продажа уранового концентрата должны покрыть потребности атомной отрасли с учётом действующих сейчас 15 энергоблоков. Но Украина всё равно остаётся энергозависимой, так как у неё нет ни одного завода по производству топливных сборок из уранового концентрата.

Сейчас в 31 стране работают 440 атомных реакторов, а 15 держав заявили о расширении своих атомных мощностей. По прогнозам Международного энергетического агенства (МЭА), до 2030года в мире на развитие атомной энергетики будет израсходовано более 200 млрд. долларов, а по данным МАГАТЭ к 2020 году на долю атомной энергии будет приходиться 17 % производимой в мире электроэнергии. Россия намерена в течение 15 лет увеличить мощность АЭС в 2,5 раза. Южная Корея и Китай собираются построить по восемь новых реакторов, а Япония – 12. По такому же пути пошла и Украина – к 15 энергоблокам предполагается прибавить ещё 20 за четверть века на базе российских реакторов ВВЭР. Но не все государства развивают атомную энергетику: Германия, Швеция занимают выжидательную позицию, а Австралия вообще отказывается от неё. 15 держав мира: США, Великобритания, Франция, Швейцария, Испания, Голландия, Финляндия, Россия, Польша, Латвия, Беларусь, Египет, Япония, Вьетнам, Южная Корея и Китай, – будут и впредь развивать атомную энергетику.

Известно [2], что продолжительность жизни людей зависит от уровня потребления энергии на душу населения, а также составляет основу улучшения качества жизни человека. Страны третьего мира и страны с переходной экономикой (составляющие 80 % населения Земли) потребляют энергии мало и живут плохо, примерно на 10 лет меньше.

По прогнозам ООН, аналитических институтов США и Европейского Союза население мира в ближайшие 50-100 лет возрастёт до 10-12 млрд. человек, или примерно – вдвое, что приведёт к увеличению потребления энергии не менее, чем в три раза. В настоящее время 64 % электроэнергии производится за счёт сжигания угля, нефти и газа. Нефть, газ и уголь занимают около 80 % в общем производстве энергии, а технологии производства энергии связаны с интенсивным расходом кислорода и появлением парникового газа СО2. Стабильность содержания кислорода в атмосфере находится под угрозой, а выбросы в атмосферу за счёт деятельности человека составляют около 25 % общих выбросов за счёт вулканов и других природных источников. При увеличении производства энергии традиционными методами количество выбросов СО2 от природных источников может возрасти до 50 %. Запасы нефти и газа могут быть исчерпаны человеком в течение 50 - максимум 100 лет. Из из-

© И. Г. Ширнин, В. А. Палкин 2006 р.

вестных технологий производства энергии, не связанного с потреблением кислорода, являются следующие: 1) использование энергии рек (гидротехнология); 2) использование энергии ветра (но этот источник не является постоянно действующим и может обеспечить только малые энергетические мощности); 3) использование солнечной энергии (этот источник энергии может использоваться с теми же особенностями, что и ветровая энергетика); 4) атомная энергетика, которая имеет большие перспективы, не потребляет кислород и не производит парниковых газов. Ряд стран: Россия, США, Китай, Индия, Южная Корея, - проявляют большой интерес к развитию атомной энергетики. Например, в России имеются 33 ядерных блока, и доля атомной энергетики составляет 17 %. Россия планирует в ближайшие 5-7 лет увеличить производство электроэнергии на атомных электростанциях в Европейской части России с 30 до 40-50 %. В ближайшие 25 лет в России будет построено 40 новых энергоблоков. Опрос населения Российской Федерации говорит о том, что до 60 % населения страны высказывается за атомную энергетику. Следует отметить, что в России имеются все компоненты атомной энергетики от научного сопровождения до захоронения отходов ядерного топлива. В Китае планируется увеличить производство электроэнергии за счёт атомной энергетики в шесть раз к 2020 году и ввести 30 новых блоков. В Индии производство электроэнергии на АЭС в ближайшие семь лет увеличится в 10 раз, а к 2050 году – в 100 раз.

В Соединённых Штатах намерены отказаться от нефти и газа для производства электроэнергии и нарастить её мощности за счёт угля и АЭС. В настоящее время в США находятся в эксплуатации 103 энергоблока, а доля атомной энергетики в производстве электроэнергии составляет 20%. К 2010 году в США будет построено ещё 19 ядерных блоков. В США, как и в России, имеются все компоненты атомной энергетики – от научного сопровождения до захоронения отработанного ядерного топлива.

В Южной Корее эксплуатируется 20 ядерных блоков, и доля атомной энергии составляет 40 %. В этой стране имеется производство собственного топлива, завод по переработке отходов, хранилище отходов ядерного топлива. Планируется к 2027 году увеличить число блоков до 28 штук.

Итак, в мире сейчас работают 440 блоков, из них 103 – в США, 151 – в странах ЕС, 28 – в Южной Корее, Канаде, Китае, Индии и Румынии. Основными поставщиками урана в мире являются Канада, Австралия, Казахстан. В России, США, Англии, Франции и Китае имеются также запасы оружейного урана и плутония, но уже сейчас производство урана отстаёт от потребностей атомной промышленности примерно на 40-45 %. Это ведёт к росту цен на природный уран с 26,5 доллара за 1 кг урана (2003 год) до 85,8 доллара (2005 год). В марте 2006 года цены на обогащённый уран на мировом рынке достигли 104 доллара за 1 кг уранового концентрата [3]. В области физики и техники атомных реакторов (в том числе на быстрых нейтронах) Россия опережает США, Францию, Германию, Англию, Японию, Индию и Украину. Последняя может и должна принимать участие в международной кооперации

по атомной энергетике. В Украине успешно работает Национальная энергогенерирующая компания «Энергоатом», которая в 2005 году отпускала электроэнергию по стоимости 7,14 коп. за кВт·ч. Себестоимость же энергии составляет 5,03 коп. за кВт·ч. Отметим также, что на ТЭС себестоимость электроэнергии составляет 10 коп. за кВт·ч [4].

Государственное предприятие «Национальная энергогенерирующая компания Энергоатом» объединяет все четыре действующие в настоящее время украинские атомные электростанции: Запорожскую, Ровенскую, Южно-Украинскую и Хмельницкую. Запорожская – самая мощная АЭС Старого Света (ее мощность составляет 6000 МВт). Пятую электростанцию – Чернобыльскую АЭС Украина вынуждена была под давлением Запада закрыть пять лет назад и при этом потеряла 21 млрд. кВт-ч электроэнергии в год из вырабатываемых на атомных станциях 70 млрд. кВт-ч. Всего же в Украине производится 150 млрд. кВт-ч всеми электростанциями. Кстати, себестоимость электроэнергии на реакторах Чернобыльской АЭС типа РБМК была намного ниже, чем сейчас на реакторах ВВЭР – 1000.

XXI век – это век атомной энергетики. Многие страны строят атомные станции: Иран, Китай, Корея, страны Южной Америки и другие, поскольку это – крупный бизнес. Что касается ядерного топлива, то оно имеет три основных составляющих: цирконий, нержавеющая сталь и твёрдый уран. В Украине все три составляющих для атомной энергетики есть в наличии. Цирконием мы снабжаем ряд иностранных потребителей. Разведанных запасов урана хватит на 100 - 120 лет для работы 20 реакторов (а их 15 - в Украине). Нержавеющая сталь востребована во всём мире, и Украина её поставляет. Самое сложное - это изготовление циркониевых трубочек, куда набиваются таблетки урана. Технология их изготовления разработана и освоена Днепропетровским трубным НИИ и Никопольским трубным заводом. Сейчас это производство освоено и в России.

После того, как на военные нужды стали меньше потреблять плутония и урана, освободились системы обогащения этих компонентов в России, США, Франции. Эти страны конкурируют между собой. Поскольку атомная технология является очень сложной и опасной, Украина никогда не настаивала на полном замкнутом цикле обогащения урана, и в поставке ядерного топлива она зависит от России или США в зависимости от цены продукта.

Недавно опубликована Энергетическая стратегия Украины до 2030 года, которая предусматривает снижение энергозависимости от других стран в пять раз, увеличение в три раза производства электроэнергии за счёт собственных источников и повышение в 2,2 раза эффективности использования энергоресурсов. В Украине принимались проекты энергетической стратегии не единожды: до 2005 года, до 2010 года, до 2020 года, теперь – до 2030 года, но, к сожалению, парламент их не утверждал из-за отсутствия средств.

Существованию отечественной атомной энергетики угрожают три фактора. Во-первых, с 2010 по 2020 годы надо будет останавливать все блоки, кроме двух, которые запустили последними. А Украина не имеет по сей день ни технологии продления срока эксплуатации выработавших свой ресурс реакторов, ни оборудования, ни опыта. Вторая угроза существованию атомной энергетики в Украине состоит в отсутствии своего ядерного топлива. И третья – некому осуществлять собственное постоянное научно-исследовательское сопровождение, так как в Украине нет специализированных институтов разного профиля, существовавших ранее.

Говоря об атомной энергетике, нельзя обойти и вопрос хранения украинского отработанного топлива. Россия может отказаться его принимать. Специалисты считают, что вывозить золото, которым является отработанное ядерное топливо, за границу (а именно в Россию), да ещё и платить за это, является преступлением. Запорожская АЭС, на которой предусмотрено хранилище сухого ядерного топлива и сегодня работают шесть блоков из 15 эксплуатируемых в Украине, отработанное топливо в Россию не вывозит. По расчётам ядерщиков, 50 лет - это временное хранение, после чего надо построить постоянное хранилище и организовать переработку этого топлива для новых реакторов. С учётом этого долговременного цикла наших запасов урана хватит не на 120 лет, как мы отметили, а на тысячу с лишним лет. Наша общественность должна понять, что XX1 век - это век атомной энергетики. Например, Швеция обещала закрыть свои атомные станции, но не закрыла ни одной. США к 2050 году хотят довести число атомных станций с ныне действующих 103 до 300. А в Германии не закрыли ни одной АЭС, хотя тоже заявили об этом [5].

Украина занимает шестое место в мире по разведанным запасам урана. При этом добывается и производится цирконий, выплавляются конструкционные стали, создано мощное производство труб, развивается радиационная физика и средства радиационного контроля. Однако, атомные реакторы не соответствуют требованиям гарантированной безопасности, а радиоактивные отходы - требованиям экологической чистоты. В 2005 году 15 украинских ядерных реакторов произвели 88,8 млрд. кВт-ч электроэнергии, а в 2030 году этот объём должен увеличиться до 219 млрд. кВт.ч за счёт продления срока эксплуатации существующих ядерных блоков, который истекает в 2010 году. Планируется также построить 11-13 реакторов российского типа и заменить 9 существующих блоков. По данным авторитетного киевского института имени Разумкова, доля ядерной энергетики в производстве энергии возрастёт с 48 до 52 %.

Ставка в первую очередь делается на использование российских атомных технологий. Президент В.А. Ющенко в середине января 2006 года объявил о возобновлении Украиной обогащения урана. Вблизи Новоконстантиновска находится самое большое в Европе урановое месторождение, а потому вместо того, чтобы ввозить 70 % урана из России, планируется употреблять собственное сырьё. Урановой столицей Украины считается город Жёлтые Воды Днепропетровской области. Переработкой урановой руды и урана занимается Приднепровский химический завод в г. Днепродзержинске. В этом же городе находится государственное предприятие (ГП) «Барьер», на балансе которого находятся переполненные хвостохранилища - отходы урановых производств Приднепровского химического завода. Урановые шахты объединены в предприятие ВостГОК (Восточный горнообогатительный комбинат). Руководство ВостГО-Ка считает, что на рентабельную добычу предприятие выходит при стоимости концентрата урана в 40 долларов за 1 кг. И, несмотря на глубокие истощённые шахты, добыча урана стала рентабельной [3]. При ценах обогащённого урана в 104 доллара за 1 кг уранового концентрата становится рентабельной очень дорогая добыча в глубоких шахтах в г. Жёлтые Воды. По данным того же института имени Разумкова, почти 40 % украинцев считают атомную энергетику оптимальным путём уменьшения зависимости от России, а 57 % украинцев высказались против строительства новых ядерных блоков [6].

Атомная энергетика представлена реакторами российского производства на Запорожской, Хмельницкой, Южно-Украинской, Ровенской АЭС, а также закрытой ЧАЭС. Специалисты утверждают, что атомная энергия представляет собой самый дешёвый вид энергии в Украине – 2,4 цента за 1 кВт.ч. С другой стороны, эксперты Национальной комиссии радиоционной защиты утверждают, что использование ядерной энергии добыча и переработка урановых руд на территории Украины привели к тому, что уже сегодня накоплено около 130 млн. куб. м радиоактивных отходов и стоимость обращения с ними составляет более 60 трлн. долларов. Кроме того, возникает зависимость украинских АЭС от российского топлива и оборудования, поскольку в Российской Федерации расположены основные мощности по производству ядерного топлива и составных частей оборудования. Есть они и в Украине, но это даёт незначительное снижение цены при покупке топливных кассет. Как и раньше, Украина получает свежее и отправляет отработанное ядерное топливо в Россию по железной дороге через украинские населённые пункты, что представляет угрозу для здоровья и жизни местных жителей.

Следует отметить, что предлагаемые для строительства согласно «Энергетической стратегии Украины...» 20 новых атомных блоков, с помощью которых планируется обеспечить страну энергией, могут привести к дальнейшему экономическому и экологическому кризису. Так, например, на Хмельницкой АЭС постоянно проводится забор воды из главной водной артерии региона – реки Горыни, так как это не безопасно.

Концепция «неатомного» пути развития создана независимыми общественными организациями Украины как альтернатива атомному сценарию. Желание улучшить состояние окружающей среды заставляет также многие страны стремиться внедрять экологически чистые технологии. Это касается ветроэнергетической индустрии, которая сегодня занимает значительную часть энергетического рынка.

Если говорить об Украине, то анализ результатов многолетних наблюдений более, чем на 200 метеорологических станций, свидетельствуют о том, что есть хорошие перспективы использования ветровой энергии. Сегодня общая мощность ветровых электрических станций в Украине оценивается в 16000 МВт с возможностью ежегодной выработки 30 млрд. кВт-ч, а суммарная мощность действующих ветровых установок приближается к 30 МВт.

Таким образом, деньги стоит вкладывать также в эффективное развитие альтернативной энергетики:

энергии ветра, солнца, малой гидроэнергетики, энергии биомассы, – что позволит сохранить мощь государства и обеспечить безопасность окружающей среды [7].

Украина производит электроэнергии больше, чем потребляет в настоящее время, и имеет реальную возможность её экспорта ( см. табл.1 ).

Таблица 1 – Структура экспорта украинской электроэнергии, млн. кВт·ч

Страны	Январь – май 2005г.	Январь – май 2006г.	Изменения велич.; %	2006г. (план)
Венгрия	1359,1	1491,3	132,2; 9,7	3991,8
Беларусь	0,0	891,6	891,6 ; -	2499,9
Польша	379,1	365,1	-14,0; -3,7	1200,0
Молдова	251,4	822,2	570,8; 227,0	1500,0
Словакия	100,6	228,6	128,0; 127,2	680,0
Румыния	41,7	22,5	-19,2; -46,0	180,0
Россия	2330,8	0,0	-2330,8; -	-

Украина в январе – мае 2006 года экспортировала 3,821 млрд. кВт·ч электроэнергии – на 14,4 % ( на 641,4 млн. кВт.ч ) меньше, чем за аналогичный период 2005 года. Снижение объёмов связано с прекращением поставок украинской электроэнергии в Россию в июне 2005 года. Украина в январе – мае 2005 года экспортировала в этом направлении 2,331 млрд. кВт-ч электроэнергии. Поставки украинской электроэнергии в Молдову в январе – мае 2006 года возросли в 3,3 раза, в Словакию - в 2,3 раза, в Венгрию - на 9,7 %. Кроме того, Украина в январе – мае 2006 года отправила в Беларусь 891,6 млн. кВт.ч электроэнергии. Между тем экспорт украинской электроэнергии в Польшу за пять месяцев сократился на 3,7 %, в Румынию - на 46 %. Оператором экспорта украинской электроэнергии в Польшу, Венгрию, Словакию, Румынию, Молдову и Беларусь является госпредприятие «Укринтерэнерго», входящее в НАК «Энергетическая компания Украины».

Экспортировать электроэнергию в западные страны можно лишь с так называемого «Бурштынского энергоострова», т. е. – от Бурштынской и Добротвирской ТЭС, входящих в состав энергогенерирующей компании «Западэнерго». Но эта энергия имеет очень высокую себестоимость. Начать же экспорт дешёвой электроэнергии в Западную Европу с украинских АЭС практически невозможно, так как она не имеет европейского качества по частоте сети.

Страны же Восточной Европы допускают использование электроэнергии с частотой на уровне 50 Гц плюс – минус 0.02 Гц. В Украине, к сожалению, были случаи, когда частота падала до критической отметки – 49,2 Гц, т. е. до величины, приводящей к полному развалу энергосистемы. Поэтому такую электроэнергию преобретают только с «Бурштынского энергоострова» несколько стран: Венгрия, Польша и Словакия, - поскольку на «энергоострове» частота электроэнергии не зависит от перепадов частоты в основной энергосистеме Украины. Исключить же колебания частоты в энергосистеме невозможно изза изношенности оборудования украинских ТЭС и по ряду других причин. Достаточные гидроэнергетические мощности есть у России и, запараллелив систему с Российской Федерацией, оба государства могли бы регулировать пиковые нагрузки, вытягивая украинскую энергосистему, не имеющую резервных гидроэнергетических мощностей. Без России осуществить этот проект невозможно. Российская энергосистема РАО «ЕЭС России» готовится удовлетворить в скором времени жесткие требования Евросоюза в части частоты сети и без Украины. Чтобы выйти в Европу, необходимо провести модернизацию всей энергосистемы Украины, а для этого нужны денежные средства [7]. Без модернизации энергосистемы Украина может экспортировать свою электроэнергию в Россию и Беларусь. В частности, Украиной подписан с Беларусью контракт на поставку электроэнергии в 2006 году в количестве 2,5 млрд. кВт-ч стоимостью 52 млн. долларов (из расчёта 0,021 доллара за 1 кВт.ч), тогда как до 1-го января 2006 года Беларусь покупала электроэнергию только у России.

## Выводы

1. Четвёртая часть установленной мощности всех украинских электрических станций приходится на АЭС.

 Атомная энергетика не создаёт парниковый эффект, не выделяет двуокись углерода в атмосферу и не требует сжигания вредного для человечества углеродсодержащего топлива.

3. В настоящее время в мире работают 440 атомных реакторов разных типов в 31 стране, а 15 держав мира заявили о расширении своих атомных мощностей. По данным МАГАТЭ, к 2020 году на долю атомной энергии в мире будет приходиться не менее 17 % вырабатываемой электроэнергии.

4. Кабинетом Министров Украины в апреле 2006 года принята «Энергетическая стратегия Украины до 2030 года», в которой предусмотрено построить до 2030 года к имеющимся 15 энергоблокам ещё двадцать новых энергоблоков мощностью 1–1,5 Гига Вт за счёт средств от продажи отечественного уранового концентрата. В России в ближайшие 25 лет будет построено 40 энергоблоков, в Китае – 30 новых блоков к 2020 году, в Японии – 12 энергоблоков через 15 лет, в США – 19 энергоблоков к 2010году (к находящимся в работе 103 энергоблокам), в Южной Корее – 8 энергоблоков к 2027 году (эксплуатируются 20 блоков и доля атомной энергии в стране составляет 40 %) и т. д.

5. Украина занимает одно из ведущих мест среди электроэнергетических стран мира и вырабатывает всеми электростанциями 150 млрд. кВт·ч электроэнергии, а атомными – порядка 70 млрд. кВт·ч. Она занимает также шестое место в мире по разведанным запасам урана, производству циркония, средств радиационного контроля и других необходимых производственных эталонов.

6. Добыча, переработка и использование урановых руд привели к накоплению в Украине около 130 млн. куб. м радиоактивных отходов, которые представляют угрозу здоровью местных жителей, что вынуждает искать альтернативные источники энергии (ветровую, солнечную, гидравлическую и др.).

7. Отечественная электроэнергетика производит и поставляет электрическую энергию как для нужд Украины, так и на экспорт в Россию, Беларусь, Молдову, а с

«Бурштинского энергоострова» (компания «Западэнерго») также в Польшу, Венгрию и Словакию.

Перечень ссылок

- Варинская Л. А., Довбня В. Н. Формирование себестоимости 1 кВт·ч электрической энергии в условиях атомной станции // Електротехніка та електроенергетика. – 2002. – № 1.– С. 84–87.
- Патон Б., Барьяхтар В., Бакай А., Неклюдов И. Будущее атомной энергетики // Газета «Киевский телеграфъ». – 2–8 июня 2006. – № 22 (316).
- Тютюнников А. Украина урановая // Донецкие новости. – 29 июня – 5 июля 2006. – № 26(782). – С. 12.

- 4. Юрченко Н. Атомная энергетика Украины в зоне отчуждения? // Еженедельник 2000.– 21 – 27 апреля 2006. – № 16 (315). – с. 13.
- 5. Украина хочет строить новые АЭС // Еженедельник 2000. 28 апреля 4 мая 2006. № 17 (316). С. 24.
- Лясковский А. Нездоровое электричество. Энергетическая стратегия страны. // Еженедельник 2000. – 28 апреля – 4 мая 2006. – № 17 (316). – С. 24.
- Цхведиани В. Пожиратели света. Замкнутый круг проблем украинской электроэнергетики // Газета «Киевский телеграфъ». – 21–27апреля 2006. – № 16 (310). – С. 5.

Поступила в редакцию 28.08.06 г.

Аналізуються становище, перспективи розвитку в світі та Україні атомної електроенергетики на період до 2030 року. Зроблені висновки про життєздатність і перспективність атомної енергетики в більшості країн.

State, perspectives of atomic engineering development in the world and Ukraine in period to 2030 years are analyzed. The conclusions as to the viability and perspectives of atomic engineering in the majority of countries are given.

УДК 621.316

# О. Д. Демов, О. П. Паламарчук

# Розрахунок процесу впровадження конденсаторних установок в розподільчі мережі енергосистеми

Запроповано метод поетапного впровадження конденсаторних установок (КУ) в розподільчі мережі енергосистеми, який дає можливість враховувати їх обмежені фінансові можливості і одержувати максимальне зниження втрат електроенергії. Показано, що в першу чергу компенсацію реактивної потужності необхідно проводити за рахунок впровадження КУ в мережі споживачів.

Зниження втрат електроенергії в розподільчих мережах (РМ) є однією з основних задач енергосистеми. Значною мірою цього зниження можна досягнути за рахунок установлення конденсаторних установок (КУ) в цих мережах. На сьогоднішній день є низка методів розрахунку розміщення та потужностей КУ в електричних мережах [1, 2]. В цих методах вважається, що електричні мережі мають можливість установити всі КУ одночасно відповідно до результатів розрахунків, а проміжні кроки по впровадженню результатів не розглядаються. В дійсності фінансові можливості РМ різні і, як правило, обмежені, а установлення КУ в деяких вузлах неможливе. Тому виникає задача розрахунку оптимального процесу впровадження КУ в розподільчі електричні мережі з урахуванням вказаних особливостей.

Оптимальним процесом впровадження КУ будемо вважати таку послідовність їх установлення, при якій досягається максимальне зниження втрат електроенергії.

При цьому приймаємо такі припущення.

1. Розглядаємо першу частину комплексної задачі зниження втрат та покращення рівнів напруги за рахунок раціонального вибору місць розташування та потужностей КУ в електричній мережі. Задачу зниження втрат за допомогою КУ можна вважати відносно самостійною [3].

 РМ розділяємо та окремі частини (дерева), які працюють в розімкнутому режимі і живляться від підстанцій 35, 110/10кВ [2].

Нехай розрахункове дерево задане матрицями активних вузлових опорів R та середніх реактивних навантажень  $Q_{s}$ . Номінальна напруга мережі –  $U_{s}$ .

Задачу розбиваємо на n етапів. На *i*-ому етапі в *j*-ому вузлі передбачається установлення КУ з потужністю  $Q_{kij}$ , яке характеризується зниженням втрат електроенергії  $\delta(\Delta P)_{ij}$ . Відповідно математична модель оптимізації впровадження КУ буде мати такий вигляд:

$$\delta(\Delta P) = \sum_{i=1}^{m} \delta(\Delta P)_i \Longrightarrow \max,$$
 (1)

<sup>©</sup> О. Д. Демов, О. П. Паламарчук 2006 р.

$$\sum_{i=1}^{m} \mathcal{Q}_{kij} < \mathcal{Q}_{cj}, \qquad (2)$$

де  $Q_{ij}$  – середнє реактивне навантаження *j*-го вузла;  $i=1,...,m; j,...,n_{i}$ ; m – кількість етапів впровадження КУ;  $n_i$  – кількість вузлів навантаження, в яких установлені КУ на *i*-ому етапі.

Задача полягає у визначенні таких значень  $Q_{kij}$  які забезпечують максимальне зниження втрат як на даному етапі, так і за весь період впровадження. При цьому будь-який з етапів можна розглядати як кінцевий, оскільки на будь-якому етапі у зв'язку з фінансовими обмеженнями процес впровадження може зупинитись. З іншого боку кінцева точка може стати проміжною, поскільки можуть появитися нові вузли з КУ або в вузлах, де раніше неможливо було установити КУ, така можливість може з'явитися.

Величину  $\delta(\Delta P)_{ij}$  можна представити як:

$$\delta(\Delta P)_{ij} = \Delta P_{ij}^{\text{AO}} - \Delta P_{ij}^{\text{micns}}, \qquad (3)$$

де  $\Delta P_{ij}^{\text{до}}, \Delta P_{ij}^{\text{після}}$  – втрати активної потужності від перетікання реактивної в мережі підприємства відповідно до і після установлення КУ в *j*-ому вузлі на *i*-ому етапі.

Величини  $\Delta P_{ij}^{\pi 0}, \Delta P_{ij}^{\pi i c \pi g}$  визначаються як:

$$\Delta P_{ij}^{\text{AO}} = \frac{1}{U_{\text{H}}^2} Q_c^t R Q_c \quad \Delta P_{ij}^{\text{після}} = \frac{1}{U_{\text{H}}^2} Q_{c1}^t R Q_{c1}, \quad (4)$$

де  $Q_{ii}$ ,  $Q_{ii}$  – матриці середніх реактивних навантажень відповідно до і після установлення КУ в *j*-ому вузлі на *i*-ому етапі.

Підставимо значення  $\Delta P_{ij}^{\text{до}}$  та  $\Delta P_{ij}^{\text{після}}$  в формулу (3) та отримаємо:

$$\delta(\Delta P)_{ij} = \frac{1}{U_{\rm H}^2} \left[ R_{jj} (2Q_{cij}Q_{kij} - Q_{kij}^2) + 2\sum_{p=1}^{n_i - 1} Q_{cp}Q_{kij}R_{jp} \right]$$
(5)

де  $R_{jj}$  – вхідний опір *j*-го вузла;  $R_{jp}$  – взаємний опір *j*-го та *p*-го вузлів;  $Q_{iij}$ ,  $Q_{iip}$  – середнє реактивне навантаження *j*-го та  $\delta$ -го вузлів на *i*-ому етапі.

З формули (5) видно, що установлення КУ з потужністю  $Q_{kij}$  в різних вузлах дає різну величину  $\delta(\Delta P)_{ij}$ . Це дає можливість установлювати в першу чергу КУ в таких вузлах, які забезпечує найбільше зниження втрат.

При цьому необхідно врахувати, що в більшості вузлів розподільчих мереж установлення КУ неможливе з технічних причин. Таким чином задача зводиться до перебору всіх можливих варіантів послідовностей установлення КУ, в вузлах, де це можливо. Найкращим варіантом буде той, який забезпечує виконання умов (1)–(2).

Очевидно, що максимальне зниження втрат за

весь період впровадження буде відповідати максимальним значенням зниження втрат на всіх етапах:

$$\delta(\Delta P)^{\max} = \sum_{i=1}^{i=m} \delta(\Delta P)_i^{\max} .$$
 (6)

Максимальне зниження втрат на *i*-ому етапі впровдження визначається перебором всіх можливих місць установлення КУ:

$$\delta(\Delta P)_{i}^{\max} = \max[\delta(\Delta P)_{i1}, \delta(\Delta P)_{i2}, ..., \delta(\Delta P)_{in}] \quad (7)$$

Величина потужності  $Q_{kij}$  на кожному етапі впровадження узгоджується з фінансовими можливостями підприємств електричних мереж.

Якщо при розрахунку виявиться доцільним установлення КУ в одному вузлі на кількох етапах, то очевидно практично це потрібно зробити на одному етапі.

Реактивні навантаження РМ можна значно зменшити за рахунок установлення КУ в мережах споживачів, але це призводить до зменшення плати за реактивну енергію цими споживачами. Відповідно впровадження КУ в мережі споживачів для РМ буде доцільним в тому випадку, якщо плата за зменшення втрат активної енергії буде більшою від зменшення плати за реактивну енергію:

$$\delta(\Delta P)_{\Sigma} \alpha \ge Q_{k\Sigma} \beta , \qquad (8)$$

де  $\delta(\Delta P)_{\Sigma}$  – зниження втрат потужності в мережах

РМ при установленні КУ з потужністю  $Q_{k\Sigma}$  в мережах

споживачів; *α* – тариф на активну енергію для РМ; *β* – тариф на реактивну енергію для споживачів.

Виконання нерівності (8) визначає доцільність установлення КУ, виходячи з інтересів енергосистеми. При умові, що враховуються всі мережі енергосистеми, по яких передається реактивна енергія до споживачів, виконання нерівності (8) очевидно [4]. Якщо враховувати тільки РМ, то ця нерівність може не виконуватись і установлення КУ в мережах споживачів недоцільне. Такий висновок є кон'юктурним і віддзеркалює недосконалість економіки перехідного періоду [5]. В цілому установлення КУ в мережах споживачів, звичайно, доцільне, як для споживачів, так і для РМ [1]. Тому компенсація реактивної потужності в мережах РМ, в першу чергу, повинна виконуватись за рахунок установлення КУ в мережах споживачів, які живляться від РМ енергосистеми.

Проведені дослідження дають можливість сформулювати алгоритм оптимального впровадження КУ в РМ таким чином.

1. Визначаємо споживачів, які установляють КУ на протязі розрахункового періоду і зменшуємо реактивні навантаження відповідних вузлів.

2. Визначаємо вузли дерева РМ, в яких можна установити КУ відповідно до технічних умов.

3. Розраховуємо  $\delta(\Delta P)_{1i}$  для всіх *n* вузлів вказано-

го дерева, в яких можливе установлення КУ.

4. Вибираємо q-ий вузол з максимальним значен-

ням зниження втрат  $\delta(\Delta P)_i^{\max}$  і відповідно потужність КУ  $Q_{ka'}$  яку доцільно в цьому вузлі установити.

5. Зменшуємо реактивне навантаження вузла, де установлюється КУ, на величину  $Q_{ka}$ .

6. Якщо нерівність  $Q_{nij} - Q_{kij} > 0$  виконується і фінансові можливості РМ дозволяють установити КУ з потужністю  $Q_{kij}$ , то розрахунки за пунктами 1–5 повторюються.

Аналогічні розрахунки проводяться для інших дерев РМ.

В результаті ми одержуємо таку послідовність кроків установлення КУ в РМ, якій на кожному кроці відповідає максимальне зниження втрат електроенергії.

Приклад розрахунку.

На рис. 1 показана розрахункова схема ділянки РМ та її основні параметри. В табл. 1 наведені результати розрахунків активних опорів елементів цієї схеми. Номінальна напруга мережі  $U_i$ =10 кВ. Потужність КУ, яка установлюється на кожному етапі  $Q_{kj}$ =50 кВАр. Фінансові можливості РМ дозволяють установити КУ з потужністю 250 кВАр. Всі ТП знаходяться на балансі РМ.

Знайти послідовність впровадження КУ, які забезпечують максимальне зниження втрат.



Рис. 1 Розрахункова схема мережі РМ

Таблиця 1

Назва	TM	TM	TM	Ділянки кабельних		
елемента на	250	400	630	ліній, Ом		
схемі	Ом	Ом	Ом	9–8	8–7	7–6
Активний						
опір еле-	6	3,7	1,9	0,73	0,05	0,13
мента, Ом						

Розв'язання

1. В даному випадку відсутні споживачі, в мережах яких можна установити КУ.

2. Вважаємо, що з боку 0,4 кВ всіх ТП можна встановити КУ.

За формулою (5) розраховуємо величини  $\delta(\Delta P)_{1j}$  для всіх вузлів при установленні КУ потужністю 50 кВАр:

$$\delta(\Delta P)_{!1} = \frac{2}{10^2} [(76 - 50) \times (6 + 0.13 + 0.05 + 0.73) + 76 \times$$

 $\times (0,13+0,05+0,73) + 122(0,05+0,73) + 384 \times 0,73] = 600BT.$ 

Аналогічно знаходимо величини  $\delta(\Delta P)_{1j}$  для інших вузлів:

$$\delta(\Delta P)_{12} = 600 \text{BT}; \ \delta(\Delta P)_{13} = 722 \text{BT};$$

$$\delta(\Delta P)_{14} = 714 \text{BT}; \ \delta(\Delta P)_{15} = 444 \text{BT}.$$

3. Знаходимо вузол з максимальним значенням ефективності:

$$\delta(\Delta P)_1^{\text{max}} = \max(600; 600; 722; 714; 714) = 722 \text{ Bt.}$$

4. Відповідно на першому етапі установлюємо КУ в 3-ому вузлі і зменшуємо реактивне навантаження цього вузла на 50 кВАр:

$$Q_{n3} = 122 - 50 = 82 \text{ e}\hat{A}\hat{A}$$
ð

5. Так як нерівність 122 – 50 > 0 виконується, то розрахунок за пунктами 1–4 повторюються.

В результаті ми одержуємо таку послідовність вузлів: 3–5–4–1–4, в яких необхідно установити КУ з сумарною потужністю 250 квар, щоб забезпечити максимальне зниження втрат електроенергії.

#### Висновки

1. Впровадження КУ в РМ доцільно проводити поетапно, що дає можливість враховувати їх обмежені фінансові можливості і одержувати максимальне зниження втрат електроенергії.

2. В першу чергу компенсацію реактивної потужності в РМ необхідно проводити за рахунок впровадження КУ в мережі споживачів.

### Перелік посилань

- Железко Ю. С. Компенсация реактивной мощности и повышение качества электроэнергии. М.: Энергоиздат, 1985. – 223 с.
- Сиуда И. П., Свешников В. И. Алгоритм расчета мощности компенсирующих устройств в сетях электроэнергетических систем // Энергетика и транспорт. – 1978. – № 4. – С. 148–152.
- Основы построения промышленных сетей / Г. М.Каялов, Є. А. Каждан, И. Н. Ковалев, Э. Г. Куренный. – М.: Энергия, 1978. – 352 с.
- 4. Методика розрахунків плати за перетоки реактив-

ної енергії між енергопостачальною організацією та споживачами. – Київ: Міністерство енергетики України, 1997. – 31 с.

5. Гудко Є. І., Демов О. Д., Терешкевич Л. Б. Про доцільність установлення конденсаторних бата-

рей у промислових електричних мережах у сучасних економічних умовах // Энергетика и электрификация. – 1997. – №2. – С. 30–31.

Поступила в редакцию 03.07.06 г.

Предложено метод поэтапного внедрения конденсаторных установок (КУ) в распределительные сети энергосистемы, который дает возможность учитывать их ограниченные финансовые возможности и получать максимальное снижение потерь электроэнергии. Показано, что в первую очередь компенсацию реактивной мощности необходимо проводить за счет внедрения КУ в сети потребителей.

The method of step-by-step introduction of condenser installations (CI) in the distributive networks of grid is offered; it enables to take into account their limited financial possibilities and to get the maximal decline of losses of electric power. It is shown that the indemnification of reactive power ought to be conducted in the first instance due to introduction of CI in the users network.

# УДК 620.91

# Е.С.Литвинов, А.П. Заболотный

# Оперативный анализ потребления энергоресурсов металлургическим предприятием

Проведен анализ использования энергоресурсов на металлургических предприятиях и дана оценка эффективности управления процессом их потребления.

В связи с дальнейшим ростом цен на основные топливно-энергетические ресурсы (ТЭР) в настоящее время обострилась потребность повышения эффективности управления энергопотреблением, что отвечает экономическим интересам как поставщиков, так и потребителей энергоресурсов. При этом основными рыночными параметрами становятся количество полезно отпущенной энергии и ее оплаченная стоимость, а формирующиеся розничный и оптовый рынки ТЭР представляют собой, по сути, рынок полезно потребленных энергоресурсов.

Основная особенность такой ситуации для металлургического производства состоит в подходе к энергопотреблению как главному фактору, который, в свою очередь, представляется совокупностью собственно технологического процесса, учетно-финансового процесса энергопотребления, а также оперативного управления в области энергоиспользования. При этом затраты на энергоресурсы рассматриваются как одна из основных расходных статей в бюджете металлургического предприятия. Поэтому получение полной картины расхода всех видов энергии, возможность оперативного анализа этой информации, прогнозирование и управление потреблением энергоресурсов на всех этапах производства имеет важное значение. Одно из основных направлений решения данной задачи состоит в организации точного учета и контроля ТЭР, и, в первую очередь, - электроэнергии и природного газа [1].

Очевидно, что эффективность использования энергетических ресурсов влияет на рентабельность работы предприятия, являясь одним из рычагов вли-

© Е.С.Литвинов, А.П. Заболотный 2006 р.

яния на конкурентоспособность в условиях рынка. Однако, на сегодняшний день на очень немногих предприятиях Украины внедрены и используются средства эффективного учета и управления энергоресурсами. Большинство действующих в настоящее время на предприятиях автоматизированных систем контроля и учета энергоресурсов (АСКУЭ) обеспечивают, в основном, коммерческий и технический учет топливно-энергетических ресурсов. Зачастую реализованные в них методы учета морально устарели, организационная структура учета предельно упрощена, номенклатура функций учета недостаточна. Низкая степень автоматизации и отсутствие в структурной схеме таких систем учета централизованного информационно-вычислительного комплекса, рассчитывающего интегральные значения, приводит к тому, что получаемая информация по объемам потребления энергоресурсов, без ее анализа в режиме реального времени, не обеспечивает оперативной оценки эффективности использования ТЭР [2].

В тоже время мировой опыт показывает, что современные АСКУЭ (построенные на основе микропроцессорной техники) позволяют значительно снизить долю затрат на энергоресурсы [3]. Это особенно актуально для предприятий, выпускающих строго стандартизированную продукцию, и, в частности, для предприятий металлургической промышленности (где одним из основных путей повышения конкурентоспособности в условиях рынка является снижение себестоимости выпускаемой продукции).

С целью оценки экономической целесообразности внедрения на металлургических предприятиях современных АСКУЭ был выполнен анализ потребления основных ТЭР на Нижнетагильском металлургическом комбинате. Данный комбинат по используемым технологическим процессам, объему и номенклатуре выпускаемой продукции аналогичен металлургическому комбинату ОАО «Запорожсталь», где в настоящее время приступили к изучению возможности использования АСКУЭ с подсистемами оперативного анализа потребления ТЭР. Кроме того, структурный анализ удельных энергозатрат (усредненные энергозатраты на выпуск единицы продукции) показал их практическое совпадение. Так доля электроэнергии составляет порядка - 32 %, природного газа - 27 %, доменного газа - 9 %, коксового газа - 8 %, что позволяет считать в качестве основных ТЭР на этих комбинатах – электроэнергию и природный газ.

На основе статистических данных апреля 2003 г., общее потребление электрической энергии на предприятии ОАО «Запорожсталь» за этот месяц составило 135534,3 тыс. кВт. ч. (рис. 1). Посуточные колебания потребляемой электроэнергии лежали в пределах 4100 – 4900 тыс. кВт. ч. (рис. 1) или в размере 20 % (рис. 2) от среднемесячного значения. Для закупки указанного объема электроэнергии за один месяц было затрачено \$ 4301961. Посуточные отклонения затрат на оплату электрической энергии от среднемесячного значения составляют \$ 4000 – \$ 15000. При ограничении суточных норм потребления электроэнергии на уровне среднемесячного значения экономия могла составить \$ 83020 в месяц (по цене электроэнергии, соответствующей 1-ой половине 2003 года).

Анализ потребления природного газа на металлургическом комбинате ОАО «Запорожсталь» проведен по статистическим данным марта 2004 г. (рис. 3). Общее потребление природного газа на предприятии за март 2004 г. составило 77830 тыс. м<sup>3</sup>. Для закупки указанного объема газа было затрачено \$ 5341000. Основными потребителями природного газа являются: доменный цех – 50 %, мартеновский цех – 36 %, группа прокатных цехов – 10 %, ТЭЦ – 4 %. Анализ посуточного потребления природного газа на комбинате показал, что величина отклонений суточных объемов от среднемесячного значения равна 150–180 тыс. м<sup>3</sup> или в размере 17 % (рис. 4). В денежном выражении (в ценах марта 2004 г., равных \$ 68 за 1 тыс. м<sup>3</sup>) это составляет \$4000 – 8000.

Для оценки эффективности использования природного газа на комбинате было рассмотрено удельное потребление энергоносителя на 1 тонну каждого вида основной продукции с учетом неритмичности работы цехов и проводимых ремонтов оборудования. Отклонения удельного потребления природного газа на 1 тонну произведенных чугуна, стали и проката единого сортамента (по сравнению с предыдущими сутками) составляют 5 – 20 % (рис. 5), При этом ежесуточное (в течение рассматриваемого месяца) удельное потребление данного энергоносителя по каждому виду продукции не превышало установленных на предприятии (в 2004г.) норм потребления при производстве: чугуна – 156,055 м<sup>3</sup>/т., стали – 103,5 м<sup>3</sup>/т., проката – 63,595 м<sup>3</sup>/т.

Для расчета возможной экономии природного газа за один месяц, достигаемой при организации опе-



Рис. 1. Посуточное потребление электроэнергии в апреле 2003 г



Рис. 2. Посуточное отклонение потребления электроэнергии от среднемесячного в апреле 2003 г.



Рис. 3. Суммарное посуточное потребление природного газа в марте 2004 г



Рис. 4. Посуточное отклонение потребления природного газа от среднемесячного в марте 2004 г.


Рис. 5. Отклонение удельного потребления природного газа на 1т. произведенной продукции в марте 2004 г. по сравнению с предыдущими сутками в процентах:

 изменение удельного потреблениея природного газа на 1 т. чугуна по сравнению с предыдущими сутками (%);

 изменение удельного потреблениея природного газа на 1 т. стали по сравнению с предыдущими сутками (%);

изменение удельного потреблениея природного газа на 1 т. проката по сравнению с предыдущими сутками (%).

ративного управления его потреблением, были определены посуточные объемы потребления данного энергоносителя в виде произведения удельного посуточного потребления газа и среднемесячного объема производства продукции. Посуточные затраты на оплату природного газа меняются в течение месяца от \$ 76000 до \$ 90000 – при производстве чугуна, от \$ 53000 до \$ 78000 – при производстве стали и от \$ 14000 до \$ 22000 – при производстве проката. Полученные данные относительного изменения посуточных объемов производства продукции и потребляемого при этом природного газа показали отсутствие взаимозависимости между названными характеристиками.

При утверждении заводских норм удельного потребления природного газа (на тонну каждого вида продукции) на уровне среднемесячного удельного потребления и при обязательном их выполнении возможно получить экономию затрат на оплату природного газа в следующих размерах: \$ 48588 – при производстве чугуна, \$ 65706 – при производстве стали, \$ 26804 – при производстве проката, что в сумме составляет \$ 141098 за один месяц (по цене природного газа, соответствующей 1-ой половине 2004 года). Данный анализ показывает, что нормы потребления энергоносителя завышены, а процесс потребления природного газа – слабо управляем.

Такая ситуация (фактически разного суточного энергопотребления) обусловлена существующей упрощенной организацией структуры учета и контроля потребления ТЭР, ограниченностью номенклатуры параметров и функций учета, обеспечивающих лишь коммерческий и технический учет ТЭР без возможности оперативного анализа их потребления или расчета баланса ТЭР на всех этапах производства. Это, в свою очередь, не позволяет получить полную картину расхода ТЭР в реальном масштабе времени и, соответственно, осуществить достоверное посуточное прогнозирование и эффективное управление потреблением энергоресурсов. Как показал наш практический опыт, снизить фактическую разницу суточного энергопотребления в металлургическом производстве и тем самым реализовать потенциальную возможность экономии затрат (до 10 %) на основные ТЭР возможно посредством организации оперативного анализа и управления их потреблением с помощью современых АСКУЭ. Это достигается, если говорить обо всех энергоресурсах в комплексе, за счет:

 уменьшения заявленной предприятием мощности и возможности оперативно контролировать и соблюдать режимы энергопотребления;

 – более точного выполнения технологической дисциплины и оптимизации режимов работы оборудования посредством контроля за соблюдением действующих на предприятии норм расхода ТЭР;

 возможности оперативно выявлять в диспетчерском режиме непроизводственные потери энергоресурсов (в виде утечек и аварийных режимов работы оборудования), в том числе обнаружения и ликвидации несанкционированных подключений;

 – сокращения существующих сроков анализа потребления энергоресурсов за указанный период времени (с целью повышения оперативности принятия управленческих решений);

 точности расчетов с энергоснабжающими организациями и т. д.

Следует отдельно отметить, что технические возможности современных АСКУЭ в сочетании с организационными мерами позволяют (применительно к потреблению электроэнергии) обеспечить:

 оперативный контроль активной и реактивной мощности в режиме реального времени, благодаря чему исключаются штрафы за превышение заявленной мощности;

 – снижение эксплуатационных расходов (обусловленное «щадящими» режимами энергопотребления и работы электротехнического оборудования, повышением качества энергопотребления);

 возможность использования многотарифности для экономии затрат на электроэнергию и др.

Кроме того, в зависимости от уровня масштабности реализации и используемого комплектующего оборудования современные АСКУЭ позволяют:

 осуществлять вычисления балансов (небалансов) электроэнергии по уровням напряжения и по предприятию в целом за заданные периоды времени, а также выполнять сравнение их с допустимыми значениями;

 обеспечить автоматизированный контроль технического состояния электроэнергетических систем;

 – реализовать оптимальные схемы управления распределением энергии и мощности на предприятии в зависимости от сложившейся производственной ситуации;

 выполнять функции обработки, формирования базы данных, хранения, отображения и документирования информации для коммерческого и технического учета электроэнергии и мощности;

 автоматизировать расчеты с поставщиком энергии и мощности (энергокомпанией), а также обеспечить непосредственную передачу данных по энергопотреблению подразделений в бухгалтерию предприятия для более точной калькуляции себестоимости продукции и др.

Такие АСКУЭ позволяют достоверно и оперативно контролировать энергопотребление по подразделениям предприятия, что дает возможность определить реальное потребление энергоносителей на единицу товарной продукции и принять меры к установлению технически обоснованных удельных норм их расхода. При этом создается реальный механизм комплексной автоматизации управления потреблением энергоресурсов.

Выводы. Приведенный анализ потребления двух основных энергоносителей (электроэнергии и природного газа) в металлургическом производстве свидетельствует о недостаточности существующего подхода к вопросам энергосбережения и показывает значительные потенциальные возможности по экономии энергоресурсов (до10 %) за счет организации оперативного управления потреблением ТЭР. Таким эффективным направлением экономии энергоресурсов является внедрение современных АСКУЭ на металлургических предприятиях.

#### Перечень ссылок

- Тубинис В. В. Структурные преобразования энергетики России и проблемы совершенствования учета электроэнергии // Электро. – 2003. – № 1.– С. 11–13.
- Буренков Е. В. Автоматизированные системы учета потребления энергоресурсов в условиях либерализованного рынка. // Вестник Госэнергонадзора. – 2001. – № 1.– С. 88–91.
- Волчуков Н. П., Титов Н. Н., Черемисин Н. М. Пути развития информационно-управляющих систем энергоснабжающих компаний. // Техн. Електродина-міка. – Київ, Темат. вип., 2003, Ч.1, С. 22–28.

Поступила в редакцию 24.02.06 г.

После доработки 29.09.06 г

Проведено аналіз використання енергоресурсів на металургійних підприємствах і дана оцінка ефективності керування процесом їхнього споживання.

The analysis of power resources use on metallurgical firms is conducted and the estimation of management efficiency by process of their consumption is given.

#### УДК 621.362

#### Ю. Н. Бровкин, С. В. Плаксин, А. Ю. Подчасов, Л. М. Погорелая, Ю. В. Шкиль

# Повышение эффективности работы фотоэлектрических энергоустановок

На примере действующего макета фотоэлектрической установки (ФЭУ) показана возможность повышения эффективности работы ФЭУ за счет непрерывного автоматического согласования сопротивления фотоэлектрического преобразователя (ФЭП), изменяющегося в зависимости от освещенности, с нагрузкой. Разработана электрическая схема для такого автоматического согласования.

#### Введение

В последнее время солнечная и ветроэнергетика приобретают все больший вес в мировой электроэнергетике по сравнению с традиционными технологиями выработки энергии [1]. Это объясняется, с одной стороны, истощением тепловых энергетических источников Земли, достигнутым предельным уровнем использования гидроэнергетики, достаточной сложностью и наукоемкостью атомной энергетики (требующей определенного технического уровня развития применяющей страны), так и, с другой стороны, – высокой экологической чистотой солнечной энергетики и ветроэнергетики. Кроме того, солнечная энергетика имеет практически неограниченный ресурс использования. Однако, кроме относительно высокой стоимости полученного «солнечного» киловатта электроэнергии, (что, впрочем, устранимо в будущем с дальнейшим развитием полупроводниковых технологий), существенным недостатком фотоэлектрических преобразователей (ФЭП) является их невысокий КПД [2]. Кроме того, при использовании ФЭП необходимо учитывать специфические особенности их эксплуатации, связанные с закономерной нерегулярностью поступления солнечной энергии (годовой и суточной цикличностью) и погодными условиями (прозрачностью атмосферы и местной метеообстановкой), носящими случайный характер. Поэтому задача повышения эффективности работы ФЭП при меняющихся внешних условиях весьма актуальна.

© Ю. Н. Бровкин, С. В. Плаксин, А. Ю. Подчасов, Л. М. Погорелая, Ю. В. Шкиль

#### Режим автоматического согласования энергоустановки с нагрузкой

В настоящей работе на примере действующего макета показан один из возможных способов улучшения эффективной работы ФЭП в условиях уменьшения освещенности в сумеречное время суток (утро, вечер), либо при ухудшении метеоусловий. Суть способа заключается в автоматическом согласовании нагрузочного сопротивления и изменяющегося в зависимости от освещенности сопротивления ФЭП, в результате чего увеличивается эффективность фотоэлектрической энергосистемы [3].

Для экспериментальной проверки предложенного способа была создана фотоэлектрическая установка (показанная на рис. 1). Она состоит из гелиостата на основе промышленной солнечной панели (модуля) из аморфного кремния площадью 1530 см<sup>2</sup> производства фирмы UNI-SOLAR (США) с выходными вольт-амперными характеристиками, приведенными на рис. 2.

Поворотное устройство гелиостата позволяло изменять ориентацию панели на солнечный диск по азимуту в пределах  $0 \div 280^{0}$  с минимально возможным дискретным шагом установки, равным 1°, а по углу места – в пределах  $0 \div 90^{0}$  с минимальным ша-





á)

Đèñ. 1. Îáuèé âèä ôîòíýëåêòðè÷åñêîé
ýíåðãîóñòàíîâêè ñ óñòðîéñòâîì àâòîìàòè÷åñêîãî
ñëåæåíèÿ çà Ñîëíöåì: à) âèä ñĭåðåäè; á) âèä ñçàäè



Рис. 2. Выходные параметры используемой фотопанели

гом, равным 5°. При ориентации по азимуту за значение 0° принималось направление на юг, а при ориентации по углу места – значение 0° соответствовало положению плоскости фотоэлектрической панели, перпендикулярному к поверхности земли. Применение системы слежения за Солнцем существенно повышает эффективность работы фотоэлектрической панели [4].

Фотоэлектрический модуль подключался к измерительной схеме, обеспечивающей измерение выходной мощности панели в зависимости от величины нагрузки при различных уровнях освещенности (меняющих внутреннее сопротивление панели).

Результаты измерений представлены на рис. 3. Цифры у каждой кривой указывают уровень освещенности, определяемый с помощью датчика люксметра Ю116, размещенного в плоскости солнечной панели.

Снятые кривые имеют ярко выраженные экстремумы, плавно уменьшающиеся по мере снижения уровня освещенности. Линия, соединяющая экстремумы представленных кривых, соответствует кривой оптимального согласования сопротивлений источника и нагрузки для цепей максимального отбора мощности. Именно эта кривая легла в основу проектирования электронной схемы, автоматически обеспечивающей указанное согласование.

Разработанная схема представлена на рис. 4. Р.Вт ▲



Рис. 3. Зависимость выходной мощности панели от величины нагрузки при различных уровнях освещенности (люкс × 10<sup>3</sup>)



Рис. 4. Электрическая схема устройства

Устройство состоит из трех отдельных функционально законченных схем, собранных на микросхемах ДА1 и ДА2. Основные процессы сравнения сопротивления солнечного модуля (при различной его освещенности) и сопротивления нагрузки осуществляются операционными усилителями микросхем с помощью ряда компараторов, подключающих (либо отключающих) посредством реле ступенчатую нагрузку. Собранное устройство подключается к выходным шинам фотоэлектрического модуля, причем, общая схема позволяет производить измерение выработанной модулем электроэнергии как в режиме автоматического согласования сопротивлений источника и нагрузки, так и без него. Поступающее на вход разработанного устройства с выхода солнечного модуля напряжение, изменяющееся при изменении внутреннего сопротивления модуля в зависимости от условий его освещенности, служит для автоматического согласования сопротивлений нагрузки и фотомодуля. Благодаря этому удается получить кривую оптимального согласования (рис. 3), обеспечивающую максимальную отдачу выходной мощности модуля при различной освещенности.

#### Анализ результатов эксперимента

На рис. 5 результаты проведенных исследований представлены в виде зависимости нормированной мгновенной мощности модуля от освещенности для периода, равного 1 суткам: при постоянной нагрузке (кривая 1) и при автоматическом согласовании сопротивлений модуля и нагрузки с помощью разработанной системы (кривая 2). Здесь параметру  $D_{imax}$  соответствует максимальная мгновенная мощность с единицы площади солнечной панели, а параметру  $D_{idel}$  – измеренная мгновенная мощность при существующих условиях. Рисунок наглядно демонстрирует существенное повышение энергоотдачи панели при согласовании с нагрузкой, особенно – при низких уровнях

освещенности. Очевидно, что режим автоматическо-

го согласования сопротивлений будет эффективен и

при низких уровнях освещенности, вызванных, например, плохими метеоусловиями (облачностью, туманом и т. п.).



Рис. 5. Зависимости нормированной мгновенной мощности модуля от освещенности фотопанели: 1 – постоянная нагрузка; 2 – автоматическое согласование сопротивлений модуля и нагрузки с помощью разработанной системы

#### Выводы

1. Сравнительный анализ графиков, представленных на рис. 3 и рис. 5, показывает, что по мере роста освещенности дополнительный прирост электроэнергии, вырабатываемой модулем в результате согласования сопротивлений нагрузки и модуля, снижается. Ощутимое влияние согласования начинается при снижении уровня освещенности на  $20 \div 30$  % от максимального уровня.

2. Численные расчеты показали, что суммарный прирост электроэнергии модуля при нормальной освещенности за счет автоматического согласования нагрузки составляет 3÷4 % в сутки. При понижении уровня освещенности в 3÷4 раза эффект от согласования возрастает до 70 %. Это представляет собой существенный вклад в энергоэффективность фотоэлектрического модуля.

 Разработанная нами установка для автоматического согласования нагрузки и сопротивления фотоэлектрического модуля перспективна для применения в действующих солнечных установках и, в первую очередь, в установках, работающих автономно без оператора.

Перечень ссылок

- Беляев Ю. М. Критерии эколого-экономической эффективности энергетических технологий // Промышленная энергетика. – 2003. – № 8. – С. 39–44.
- Bett A. W., Dimroth F., Stollwerck G., Sulima O. V. A<sup>III</sup>B<sup>V</sup>-compound for solar cells // Appl. Phys Lett. – 1999. – № 2.– P. 119–129.
- Валитов Р. А., Сретенский В. Н. Радиотехнические измерения. М.: Советское радио, 1970. – 712 с.
- Бровкин Ю. Н., Плаксин С. В., Шкиль Ю. В. Исследование особенностей применения и эффективности фотоэлектрических преобразователей на основе аморфного кремния в условиях Украины. // Електротехніка та електроенергетика. – 2002. – № 2. – С. 64–68.

Поступила в редакцию 27.01.06 г.

После доработки 28.02.06 г.

На прикладі діючого макета фотоелектричної установки (ФЕУ) показана можливість підвищення ефективності роботи ФЕУ за рахунок безперервного автоматичного узгодження опору фотоелектричного перетворювача (ФЕП), який змінюється залежно від освітленості, з навантаженням. Розроблена електрична схема для такого автоматичного узгодження.

The photoelectric system (PES) operating model taken as an example, the possibility to increase the PES work efficiency due to the continuous automatic concordance of resistance of photovoltaic cell (PVC), that changes depending on illumination, with loading, is shown. The electric circuit for such automatic concordance is developed.

УДК 621.31.1.017

#### А. В. Волков О. Г. Мирошниченко, Т. А. Волкова

# Анализ и пути совершенствования тарифа на электроэнергию в Украине

Проведен анализ действующего в Украине тарифа на электроэнергию и его составляющих, выполнено сравнение данного тарифа на электроэнергию с существующим в других странах и предложены пути его совершенствования.

В последние годы в Украине наблюдается стремительный и последовательный рост тарифов на электроэнергию, от которых, в свою очередь, напрямую зависят конкурентноспособность и рентабельность продукции, производимой отечественными товаропроизводителями. Все чаще (и не без оснований) поднимаются в научно-технической литературе [1, 2, 3] вопросы о существующей необъективности оплаты в Украине за электрическую энергию. В частности, в настоящее время тариф на электрическую энергию (э/э) устанавливается для потребителей не в зависимости от того, во-первых, какова фактическая стоимость производимой э/э источниками электроэнергии (атомными электростанциями, тепловыми электростанциями, гидроэлектростанциями, теплоэлектроцентралями), поставляемой данному потребителю, или, во-вторых, каковы фактические потери потребитель наносит энергоснабжающей компании при транспортировке непосредственно к нему указанной э/э. Вместо этого используются усредненные (среднестатистические) нормативные тарифы, в которых не учитываются перечисленные выше факторы, влияющие на цену э/э. Применение усредненных тарифов приводит к необъективности и «не прозрачности» расчета взимаемой от электропотребителей платы за э/э, вызывая у последних справедливое недовольство по этому поводу. В условиях отмеченного удорожания электроэнергии и острого дефицита других энергоносителей в Украине уточнение расчета тарифа на э/э чрезвычайно актуально и остро востребовано практикой.

Предложенная статья посвящена анализу действующего в Украине тарифа на э/э и возможных путей его совершенствования.

Как известно, плата за потребленную активную электроэнергию определяется общим тарифом, который выставляется электропотребителю (ЭП) энергоснабжающей компанией (ЭК). Указанный тариф Т рассчитывается по следующей формуле [4]:

$$T = T_{ou} / (1 - \Pi_{H}) + T_{nep} + T_{nocr}, \qquad (1)$$

где  $T_{oit}$  – оптово-рыночная цена за э/э, грн/кВт·ч;  $\Pi_{\rm H}$  – экономический коэффициент нормативных потерь;  $T_{\rm nep}$  и  $T_{\rm nocr}$  – оответственно тарифы на передачу и поставку э/э, грн/кВт·ч.

При этом экономический коэффициент нормативных потерь  $\Pi_{\rm H}$  характеризует те потери э/э в сетях ЭК, которые обусловлены техническими особенностями самих сетей, и рассчитывается из следующего соотношения:

$$\Pi_{\rm H} = \frac{W^{\rm non} - W^{\rm ont}}{W^{\rm non}},$$
 (2)

где  $W^{\text{пол}}$  – количество электроэнергии, поступившее за расчетный период в сети энергоснабжающей компании (расчетный период, как правило, равен 1 году), кВт·ч;  $W^{\text{опт}}$  – количество электроэнергии, которое

энергоснабжающая компания передала потребителям за расчетный период, кВт-ч.

Посредством упомянутых тарифов  $T_{\rm пер}$  и  $T_{\rm пост}$  компенсируются энергокомпаниям все затраты на их деятельность, а также обеспечивается этим компаниям прибыль (данные тарифы утверждаются Национальной комиссией регулирования энергетики (НКРЭ), как правило, раз в год для каждой ЭК).

Оптово-рыночная цена (ОРЦ) Тоц устанавливает-

ся ежечасно на основе существующего спроса-предложения на электроэнергию. При расчете общего тарифа на э/э используется средняя прогнозируемая ОРЦ на следующий месяц. Данная оптово-рыночная цена рассчитывается из следующего соотношения [4]:

$$T_{o\mu} = T_{\Gamma} + T_{KOM\Pi} + T_{pacx}, \qquad (3)$$

где  $T_{\rm r}\,$  – усредненная цена, по которой продавалась

э/э электростанциями, грн/кВт-ч; Т<sub>комп</sub> – компенсация за продажи э/э населению (из-за того, что тариф на э/э для населения ниже ее себестоимости); при этом размер компенсации составлял в 2005 году 2,52 коп/кВт-ч

или в среднем 15 % от оптово-рыночной цены ; T<sub>расх</sub> –

расходы на инвестиционные программы крупных государственных проектов в энергетике, расходы НЭК «Укрэнерго», расходы ГП «Энергорынок» (в 2005 году размер указанных расходов составил 2.06 коп/кВт·ч или в среднем 13 % от оптово-рыночной цены ). Обратим внимание, что здесь и далее в статье все цены (тарифы и их составляющие) на э/э приведены без учета НДС.

При этом усредненная цена  $T_r$  продажи э/э электростанциями Украины рассчитывается в виде [4]:

$$T_{r} = \frac{T_{A \ni C} * W_{A \ni C} + T_{\Gamma \ni C} * W_{\Gamma \ni C} + T_{T \ni C} * W_{T \ni C} + T_{T \ni II} * W_{T \ni II}}{W_{A \ni C} + W_{\Gamma \ni C} + W_{T \ni C} + W_{T \ni II}}, (4)$$

где  $T_{A \ni C}$ ,  $T_{\Gamma \ni C}$ ,  $T_{T \ni C}$ ,  $T_{T \ni U}$  – цена, по которой продавалась э/э соответственно атомными электростанциями (АЭС), гидроэлектростанциями (ГЭС), тепловыми электростанциями (ТЭС), тепловыми электроцентралями (ТЭЦ) за расчетный период (1 час), грн/кВтч;  $W_{A \ni C}$ ,  $W_{\Gamma \ni C}$ ,  $W_{T \ni U}$ , количество э/э, которое произведено соответственно АЭС, ГЭС, ТЭС, ТЭЦ за расчетный период (1 час), кВт-ч.

Из анализа выражения (3) для определения оптово-рыночной цены  $T_{ou}$  следует, что она не остается неизменной величиной и значительно зависит от текущего значения усредненной цены Т<sub>г</sub> за э/э, по которой ее продают электростанции (так как Т составляет примерно 70 % от Топ ). При этом значения Т<sub>комп</sub> и Т<sub>расх</sub> являются на протяжении продолжительного времени постоянными (поскольку утверждаются НКРЭ один раз в год). Усредненная цена Т<sub>г</sub> электроэнергии, которую продают электростанции, изменяется каждый час и зависит, в первую очередь, от того, какое количество э/э произвела и продала каждая отдельная электростанция. При этом стоимость э/э на различных станциях различна и зависит, как известно, от способа производства электроэнергии. Так в 2005 году в среднем стоимость э/э на различных станциях составляла: для АЭС – 7,7 коп/кВт.ч. для ГЭС – 3,19 коп/кВт.ч, для ТЭС – 17,4 коп/кВт.ч, для ТЭЦ – 14,99 коп/кВт·ч [5].

При расчете уточненного тарифа на э/э используем математическую модель общих потерь электроэнергии в энергосистеме при транспортировке электроэнергии отдельного ЭП, известную из [6]:

$$\Delta \mathfrak{B}_{Pn} \approx \sum_{j=1}^{J} D_{nj} \Delta(WP_{nj}),$$

$$D_{nj} = \sum_{s=1}^{S} \sum_{m=1}^{M} \xi_{(s)mj} \eta_{(s)j} \lambda_{mj} d_{m0}$$
(5)

где  $D_{nj}$  – суммарное значение экономического эквивалента активной мощности (ЭЭАМ) для n-го ЭП за j-й интервал времени;  $\Delta(WP_{nj})$  – изменение активной энергии n-го электропотребителя за j-й интервал времени дискретности автоматизированного контроля (съема) показаний счетчиков активной энергии в энергосистеме; J – общее количество интервалов дискретности автоматизированного контроля (съема) показаний счетчиков активной энергии в энергосистеме; J – общее количество интервалов дискретности автоматизированного контроля (съема) показаний счетчиков активной энергии в энергосистеме за расчетный период;  $\xi_{(s)mj}$  – коэффициент распределения по активной мощности (АМ) для каждого s-го узла и m-го участка энергосистемы (УЭС);  $\eta_{(s)j}$  – эквивалентный передаточный коэффициент по AM для

*s*-го узла;  $\lambda_{mj}$  – коэффициент загрузки *m*-го участка энергосистемы по АМ;  $d_{m0}$  – нормированное значение ЭЭАМ для *m*-го УЭС; *M* – общее количество подходящих участков для *s*-ого узла энергосистемы, на которые оказывает влияние n-ый потребитель собственной текущей АМ  $D_n$ ; *S* – общее количество узлов в энергосистеме.

Исходя из рассчитанных с помощью данной модели суммарных потерь  $\Delta \Im_{Pn}$ , вызванных за расчетный период  $t_p$  в сетях энергоснабжающей компании активной мощностью  $P_n$  *n*-ого отдельного ЭП, рассчитаем уточненное значение экономического коэффициента  $\Pi_{\rm H}$  нормативных потерь для рассматриваемого *n*-го электропотребителя:

$$\Pi_{\rm H} = \frac{\Delta \Im_{Pn}}{\sum_{j=1}^{J} \Delta(WP_{nj}) + \Delta \Im_{Pn}} .$$
 (6)

Если воспользоваться предложенным в работе [6] расчетом распределения потребляемой активной мощности отдельного электропотребителя в отдельных участках энергосистемы, то становится возможным определить текущее потребление АМ произвольным л-ым ЭП энергосистемы от каждого источника электроэнергии (АЭС, ГЭС, ТЭС, ТЭЦ) по отдельности. А, следовательно, - на основе этого определить за расчетный период времени количество потребленной э/э каждым отдельным ЭП от каждой конкретной электростанции. В основе упомянутого расчета из [6] положено справедливое распределение АМ в подходящих участках энергосистемы (которое заключается в прямо пропорциональном распределении долей потребляемой АМ отдельного ЭП в зависимости от значения его текущей АМ и значения текущей АМ в подходящих УЭС).

С учетом вышеизложенного, для точного и объективного определения значения оптово-розничной цены  $T_{ou}$  рассчитаем количество электроэнергии  $WP_{n[s(f)-1]}$ , которое *n*-й ЭП получил от каждой конкретной *f*-й электростанции:

$$WP_{n[s(f)-1]} = \eta_{[s(f)-1]} \Delta(WP_n)$$
, (7)

где *s*(*f*) – номер узла, где расположена *f*-я электростанция; *f* – номер электростанции, 1 – узел, от которого получает питание рассматриваемый *n*-ый ЭП;

*η*[*s*(*f*)-1] – результирующий передаточный коэффициент по АМ при передаче активной мощности от узла *s*(*f*) к 1-му узлу.

Исходя из (3), найдем с учетом (7) уточненное выражение для определения  $T_{\rm ou}$  :

$$T_{ou} = T_{r} + T_{\text{комп}} + T_{\text{расх}} = \frac{\sum_{f=1}^{F} \sum_{j=1}^{J} WP_{n[s(f)-1]j} \cdot T_{fj}}{\sum_{f=1}^{F} \sum_{j=1}^{J} WP_{n[s(f)-1]j}} + T_{\text{комп}} + C_{\text{комп}} +$$

$$+T_{\text{pacx}} = \frac{\sum_{f=1}^{F} \sum_{j=1}^{J} \eta_{[s(f)-1]j} \Delta(WP_{nj}) \cdot T_{fj}}{\sum_{f=1}^{F} \sum_{j=1}^{J} \eta_{[s(f)-1]j} \Delta(WP_{nj})} + T_{\text{комп}} + T_{\text{pacx}},$$
(8)

где F – общее количество электростанций, от которых получает электроэнергию n-ый ЭП;  $T_{fj}$  – стоимость э/э, продаваемой f-ой электростанцией в течение j-го интервала дискретности времени;  $\Delta(WP_{nj})$  – изменение активной энергии n-го электропотребителя за j-ый интервал времени.

Представляет практический интерес сравнение

размера тарифа на э/э  $T^*$ , рассчитанного с учетом предложенных уточнений, с действующим тарифом Т. В табл. 1 приведены средние значения действующих тарифов в Украине на электроэнергию в 2005 году и их отдельных составляющих для различных энергоснабжающих компаний [5]. В табл. 2 приведены результаты уточненного расчета тарифа на электроэнергию, выполненного из соотношений данной статьи. Этот расчет производился по данным автоматизированной системы контроля показаний счетчиков активной электроэнергии за 2005 год для двух энергоснабжающих компаний: Запорожьеоблэнерго и Днепроблэнерго. В расчете энергоснабжающая компания рассматривалась как отдельный потребитель, который получает питание по линиям 330 кВ и 150 кВ от электрических станций. Электрическими станциями, от которых получали питание указанные ЭК, являлись: Запорожская АЭС, Южно-Украинская АЭС, Запорожская ТЭС, Криворожская ТЭС, Приднепровская ТЭС, Кременчугская ГЭС, Днепродзержинская ГЭС, Днепро-ГЭС, Каховская ГЭС. Расчет уточненного значения оптово-рыночной цены проводился, исходя из действующей цены продажи э/э каждой из электростанций, согласно (8), а тарифа Т\* – согласно (1) с учетом уточненного значения ОРЦ. При этом значения  $T_{\text{nep}}$ ,  $T_{\text{пост}}$  ,  $T_{\text{комп}}$  ,  $T_{\text{расх}}$  принимались постоянными. От-

носительное отклонение  $\delta$  между действующим T и уточненным  $T^*$  тарифами (на 2005 год) рассчитывалось по следующей формуле:

$$\delta = (\mathbf{T} - \mathbf{T}^*) / \mathbf{T} \,, \tag{9}$$

	Энергоснабжающая компания								
Состав- ляющая тарифа Т	2005 год								
	Запо- рожье- обл- энерго	Днепр- обл- энерго	Полта- ва- обл- энерго	Львов- обл- энерго	Харь- ков- обл- энерго	Хмель ницк- обл- энерго			
Т <sub>оц</sub> , коп/кВт∙ч	14,52	14,4	11,86	11,62	11,88	9,99			
П <sub>н</sub> , %	8,87	5,68	10,42	16,99	16,09	18,09			
Т <sub>пер</sub> , коп/кВт∙ч	1,21	1,35	3,06	5,19	3,63	5,48			
Т <sub>пост</sub> , коп/кВт·ч	0,16	0,19	0,95	0,6	1,03	1,18			
Т, коп/кВтч	17,25	16,65	19,67	19,82	18,68	18,78			

Òàáëèöà 2

Состав	Данные за 2005 год					
тарифа Т	Запорожь	еоблэнерго	Днепроблэнерго			
	Дейст- вующие значения	Уточ- ненные значения	Дейст- вующие значения	Уточ- ненные значения		
Т <sub>оц</sub> , коп/кВт∙ч	14,52	8,3	14,4	10,22		
$\Pi_{_{ m H}}$ , %	8,87	8,38	5,68	5,68		
Т <sub>пер</sub> , коп/кВт∙ч	1,21	1,21	1,35	1,35		
Т <sub>пост</sub> , коп/кВт∙ч	0,16	0,16	0,19	0,19		
Т <sup>*</sup> , коп/кВт∙ч	17,25	10,47	16,65	12,37		
$\delta$ ,%		39%		25%		

Из табл. 1 следует, что для различных энергоснабжающих компаний действующая оптово-розничная

цена  $T_{ou}$  на э/э различна и составляет от 53 % (для Хмельницкоблэнерго) до 86 % (для Днепроблэнерго) от действующего тарифа на э/э Т (за 2005 год). В тоже время значения действующих общих тарифов Т на э/э для всех ЭК практически одинаковы (составляют в среднем 18,5 коп/кВт·ч). Вызывает очевидные вопро-

сы тот факт, что значение действующей ОРЦ  $T_{ou}$  для Запорожьеоблэнерго и Днепроблэнерго заметно выше, чем у остальных энергоснабжающих компаний. Днепроблэнерго и Запорожьеоблэнерго по потреблению электроэнергии представляют собой самые крупные в Украине энергокомпании (занимающие по потреблению э/э соответственно 1-ю и 3-ю позиции). Указанные компании расположены в регионе, где существует большое количество электрических станций, и, что самое главное, - электрических станций с дешевой э/э: Запорожская АЭС и четыре ГЭС Днепровского каскада. Было бы логичным, если бы величина дей-

ствующей ОРЦ Т оц была для них, наоборот, меньше,

чем для других ЭК. Поэтому из табл. 1 следует вывод, что величина действующей ОРЦ  $\,T_{_{OU}}\,$  за э/э необъек-

тивно завышена для некоторых ЭК в Украине. Указанный вывод подтверждается сведениями из табл. 2, в которой приведены данные уточненного расчета тарифа  $T^*$  и его составляющих, рассчитанных с помощью соотношений (5)–(8). Из табл. 2 следует, что действующая величина ОРЦ  $T_{\rm out}$  (по сравнению с ее расчетным значением) оказывается завышенной для Днепроблэнерго примерно на 29 %, а для Запорожьеоблэнерго – завышена на 43 %. При этом для указанных ЭК значение действующего общего тарифа T превышает рассчитанное уточненное значение (напомним, которое учитывает реальную цену продажи э/э электростанциями и фактические потери при транспортировке э/э потребителям) соответственно на 25 % и 39 %.

Как известно, с 1 сентября 2005 года введены единые тарифы на электроэнергию для каждого класса потребителей. Заметим, что это не касается населения (бытовых потребителей), которые платят с 01.09.06 фиксированный тариф на э/э в размере 23,36 коп./кВт-ч (с НДС). Введенный новый единый тариф

Т<sup>ед</sup> на э/э для всех энергоснабжающих компаний рассчитывается в виде «средневзвешенного» значения от общих тарифов всех энергокомпаний Украины [7]:

$$T^{e_{a}} = \frac{\sum_{k=1}^{K} (T_{k} * W_{k}^{OIT})}{\sum_{k=1}^{K} W_{k}^{OIT}},$$
 (10)

где *К* – общее количество энергоснабжающих компаний; *T<sub>k</sub>* – общий тариф на э/э, рассчитанный согласно (1) для *k*-й ЭК, грн./кВт-ч; *W<sup>onr</sup><sub>k</sub>* – количество отпущенной электроэнергии *k*-ой энергоснабжающей компанией за расчетный период времени (1 месяц), кВт-ч.

С учетом введенного единого тарифа  $T^{ea}$  на э/э, общий тариф  $T^{ea}_{oбщ}$  на электроэнергию для каждой энергоснабжающей компании в настоящее время рассчитывается из следующего выражения [7]:

$$T_{o \delta \mu}^{e \alpha} = T^{e \alpha} = T_k + \Delta T_k^{e \alpha}, \qquad (11)$$

где  $\Delta T_k^{e_{\rm A}}$  - уравнительная наценка для энергоснабжающей компании, грн./кВт·ч:

$$\Delta T_k^{e_{\mathcal{I}}} = (T^{e_{\mathcal{I}}} - T_k).$$
 (12)

Из (12) следует, что именно с помощью уравнительной наценки T<sup>ед</sup> осуществляется уравнивание тарифа на э/э в целом по всей Украине. В табл. 3 приведены уравнительные наценки для энергоснабжаю-

Òà	áëè	öà	3

	Июнь 2006 года					
	Уравни	ительная	Относительное			
	наценк	α $\Delta T^{e_{d}}$ ,	отклонение $\delta^{\mathrm{e}_{\mathrm{d}}}$ ,			
Энергоснабжающая	коп./	/кВт∙ч	0	6		
компания	1	2 класс	<ol> <li>класс</li> </ol>	2 класс		
	класс	потреби	потреби	потреби		
	потреб	телей	телей	телей		
	ителей					
Днепроблэнерго	+0,896	+1,967	+4,123	+6,9		
Запорожьеоблэнерго	+0,723	+0,866	+3,327	+3,017		
Луганскоблэнерго	-0,253	-0,214	-1,164	-0,746		
Донецкоблэнерго	-0,483	+0,115	-2,223	+0,401		
Ровнооблэнерго	-1,162	-1,325	-5,347	-4,617		
Волыньоблэнерго	-1,183	-1,313	-5,444	-4,575		
Одессаоблэнерго	-1,24	-0,832	-5,706	-2,899		
Черниговоблэнерго	-1,322	-1,142	-6,084	-3,979		
Херсоноблэнерго	-1,348	-0,923	-6,203	-3,216		
Тернопольоблэнерго	-1,512	-1,289	-6,958	-4,491		
Киевоблэнерго	-1,555	-1,505	-7,156	-5,244		
Полтаваоблэнерго	-1,634	-2,18	-7,52	-7,596		
Харьковоблэнерго	-1,69	-0,941	-7,777	-3,279		
Прикарпатьеоблэнерго	-1,702	-1,28	-7,832	-4,46		
Хмельницкоблэнерго	-1,82	-0,956	-8,376	-3,331		
Винницаоблэнерго	-1,854	-1,141	-8,532	-3,976		
Кировоградоблэнерго	-1,900	-1,009	-8,744	-3,516		
Житомироблэнерго	-1,929	-1,013	-8,877	-3,53		
Сумыоблэнерго	-1,931	-1,301	-8,886	-4,533		
Черновцыоблэнерго	-2,072	-1,100	-9,535	-3,833		
Николаевоблэнерго	-2,078	-0,568	-9,563	-1,979		
Львовоблэнерго	-2,185	-1,344	-10,055	-4,683		
Закарпатьеоблэнерго	-2,231	-1,201	-10,267	-4,185		
АтомСервис	-0,622	+0,725	-2,86	+2,5		
(Кировоградская обл.)						
«Укрэнергоуголь»	+0,665	+4,962	+3,6	+17,2		
(Донецкая обл.)						
«ПЭМ Энергоуголь»	+0,169	+3,216	+0,77	+11,2		
(Донецкая обл.)						
СервисИнвест	+1,255	+5,949	+5,8	+20,7		
(Донецкая обл.)						

щих компаний за июнь 2006 года по классам потребителей [4], а также значения соответствующего относительного отклонения  $\delta_k^{ea}$  между общим тарифом  $T_k$  на э/э для каждой *k*-й энергоснабжающей компании и действующим единым тарифом  $T_{oбщ}^{ea}$ , рассчитываемого по следующей формуле:

$$\delta_k^{e_{\pi}} = \Delta T_k^{e_{\pi}} / T_{o \delta \mu \mu}^{e_{\pi}} .$$
 (13)

Причем, на июнь 2006 года значение  $T^{ea}_{obim}$  составляло: для 1-го класса потребителей – 21,73 коп./кВт·ч, для 2-го класса потребителей – 28,7 коп./кВт·ч.

Из табл. З ясно видно, каким энергоснабжающим компаниям оказывается выгодным применение единого тарифа  $T_{oбщ}^{ea}$  на э/э, а каким – наоборот, не выгодно. Для менее, чем 20% от общего количества энергоснабжающих компаний в Украине, применение единого тарифа на э/э вызвало соответствующее повышение

стоимости э/э для их электропотребителей в среднем от

3,0 % до 20,7 %. Это касается: Запорожьеоблэнерго, Днепроблэнерго, «Укрэнергоуголь» (Донецкая область), «ПЭМ Энергоуголь» (Донецкая область), СервисИнвест(Донецкая область). Таким образом, указанное «выравнивание» тарифа на э/э «ложится на плечи» потребителей (в первую очередь – крупных энергоемких предприятий) именно из названных энергоснабжающих компаний, которые обязаны субсидировать энергодефицитные районы Украины. Следовательно, электропотребители Запорожской, Днепропетровской и частично Донецкой областей платят не только за свою э/э, но и за часть э/э, потребляемой электропотребителями во всех других регионах Украины (компенсируя тем самым последним, по нашим расчетам, 6 % и выше от величины

### единого тарифа $T_{o \delta i \mu}^{e g}$ на э/э).

Представляет несомненный интерес сравнение значений действующих тарифов, их соотношений с минимальной и средней заработной платой в Украине и промышленно развитых странах (например, в США). В табл. 4 приведены средние розничные тари-

Ο	à	á	ë	è	ö	à	4	

Энергети-	Тари	ф на э/э в С	США, цент/	кВт∙ч
ческие	Жилой	Торгов.	Пром.	Трансп.
зоны США	сектор	сектор	Сектор	сектор
1. New	13,14	11,76	8,24	5,48
England	, i i i i i i i i i i i i i i i i i i i	·	, i i i i i i i i i i i i i i i i i i i	, i i i i i i i i i i i i i i i i i i i
(Connecticut.				
Maine.				
Massachussets)				
2 Middle	12.03	11.00	6 5 3	7 96
Atlantic	12,00	11,00	0,00	,,,,,
(New Jersey				
New York				
Pennsylvania)				
3 East North	8 3 7	7.69	4.81	6.10
Control	8,37	7,09	4,01	0,10
(Indiana				
(Inutalia, Mishigan)				
Michigan)	7 7 2	( 20	4.70	5.50
4. west North	1,13	6,30	4,72	5,58
Central Iowa,				
Kansas,				
Minnesota,				
Nebraska)	<u> </u>	- 10		
5. South	8,68	7,49	4,85	7,04
Atlentic				
(District				
of Columbia,				
Florida,				
Georgia)				
6. East South	7,24	7,05	4,23	11,14
Central				
(Alabama,				
Kentucky,				
Mississippi)				
7. West South	9,52	7,93	6,01	8,17
Central				
(Arkansas,				
Oklahoma,				
Kansas)				
8. Mountain	5.58	7.39	5.25	6.89
(Arizona.	-,	.,	-,	•,•,
Colorado				
Nevada Utah)				
9 Pacific	9.95	10.43	6 4 9	5.81
Contiguous	,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,	10,15	0,19	5,01
(California				
Oregon				
Washington)				
P apartian	0.12	8 56	5.68	7.12
в среднем	9,13	8,30	5,68	/,13
по стране				

фы на электроэнергию по энергетическим зонам США за 2005 год [8]. В табл. 5 приведены значения минимальной и средней заработной платы для разных штатов США [9]. Для сравнения в мае 2006 года средняя заработная плата в Украине составляла 1003 грн. (или примерно \$ 200), а минимальная – с июля 2006 года составляет 375 грн. (или примерно \$ 75).

Òàáëèöà 5

	Месячная	Средняя
Название штата	минимальная	месячная
США	заработная	заработная
	плата, \$	плата, \$
1. Connecticut	1224	3904
2. New York	1080	3900
3. Illinoys	1040	3307
4. Kansas	424	2568
5. District of	1120	4826
Columbia		
6. Kentucky	824	2569
7. Texas	824	3020
8. Nevada	824	2832
В среднем по	972	3320
стране		

#### Выводы

1. Сравнение между собой тарифов на э/э в Украине и промышленных развитых странах мира (на примере США) свидетельствует о следующем:

 – значение тарифа на э/э для населения в Украине установлено ниже, чем для предприятий (составляя для населения примерно 68 % от тарифа для предприятий), тогда как в США – наоборот, тариф для населения превышает (примерно в 1,6 раза) тариф для предприятий;

– значение тарифа на э/э для населения в Украине составляет примерно 50 % от среднего тарифа на э/э, действующего для населения в США, а значение тарифа на э/э для предприятий Украины составляет примерно 80 % от среднего тарифа на э/э, действующего для предприятий промышленного сектора США;

– при этом в Украине население платит за количество электроэнергии в объеме 100 кВт-ч примерно 6,2 % от минимально установленной заработной платы или приблизительно 2,3 % от средней заработной платы в Украине, тогда как в США за 100 кВт-ч электроэнергии плата населения составляет примерно 0,93% от установленной минимальной заработной платы или 0,27 % от средней заработной платы населения этой страны.

2. С учетом того, что в Украине население платит за 100 кВт-ч электроэнергии примерно 1/40 часть от своей средней зарплаты (в США за то же количество э/э население платит приблизительно 1/400 часть своей средней зарплаты), то в Украине резервы увеличения населению тарифов на э/э (без увеличения минимальной и средней зарплаты) фактически уже исчерпаны. Дальнейшее увеличение тарифов приведет к увеличению неплатежей за э/э со стороны населения, либо – к организованным протестам против повышения тарифов.

3. Практически полностью использованы резервы увеличения тарифа на э/э для промышленных предприятий в Украине (поскольку они уже сейчас платят до 80 % от тарифа на э/э для промышленных предприятий в США). Дальнейшее повышение указанного тарифа на э/э приведет, очевидно, к резкому снижению конкурентноспособности товаров украинских производителей на мировом рынке и уменьшению инвестиционной привлекательности украинских предприятий.

4. Проведенный в статье анализ свидетельствует о необъективности действующих в Украине тарифов на э/э как для предприятий, так и для населения. Данная необъективность приводит к субсидированию одними потребителями (находящимися в Запорожской, Днепропетровской и частично Донецкой областях) других электропотребителей (из остальных областей Украины), что заметно снижает конкурентную способность предприятий, работающих в указанных областях, как на отечественном, так и зарубежном рынках. С введением с 1 сентября 2005 года единого тарифа на э/э эта ситуация еще в большей степени усугубилась. В частности, по нашим уточненным расчетам значения единого тарифа на э/э фактически завышены: для потребителей Запорожьеоблэнерго – на 44 %, а для потребителей Днепроблэнерго – на 30,5% (что составляет при среднемесячном потреблении указанных двух областей свыше 3 млрд кВт\*ч общую величину дотаций предприятиями из этих областей в другие регионы Украины в размере более 200 млн. грн.). Таким образом, по существу оказывается, что энергокомпании из двух областей Украины значительно переплачивают за э/э: в Запорожской области – в 1,44 раза, а в Днепропетровской области – в 1,3 раза.

5. По мнению авторов, в условиях рыночной экономики и перехода энергоснабжающих компаний и электростанций в Украине из государственной в частную собственность нет оснований для дополнения об-

щего тарифа T составляющей T<sub>расх</sub>, покрывающей зат-

раты энергокомпаний и производителей э/э на их крупные проекты (программы). При этом оказались в неравных между собой конкурентных условиях: основная часть секторов экономики (металлургия, горнодобывающая и химическая промышленность, машиностроение и др.) и электроэнергетика. А именно, предприятия основных секторов экономики финансируют свое развитие собственными силами (из своей прибыли или путем кредитования в банках), а электроэнергетика – с принудительным и безвозвратным привлечением дополнительных финансовых средств от всех предприятий страны, потребляющих электроэнергию. По-видимому, финансирование крупных программ и проектов в электроэнергетике должно осуществляться, как во всем мире, за счет собственной прибыли или банковских кредитов, либо, при необходимости, из бюджетных средств государства.

6. На наш взгляд, значительное превышение (примерно в 2,1 раза) в Украине общего тарифа на э/э предприятиям по сравнению с ценой продажи э/э электростанциями вызывает сомнение в объективности данного тарифа. Поэтому затраты отечественных энергокомпаний на передачу э/э от электростанций к потребителям, очевидно, требуют их проверки и постоянного контроля, а также – внедрения технических и организационных мероприятий, направленных на снижение данных затрат. Принимая же во внимание большую долю (примерно 40%) в тарифе на электроэнергию для предприятий в Украине составляющей, вызванной затратами на передачу э/э от электростанций потребителям, снижение указанных затрат является в настоящее время, по нашему мнению, основным потенциальным резервом уменьшения (или, хотя бы сдерживания роста) тарифов на э/э для предприятий и населения Украины.

7. По нашему мнению, для успешного перехода в Украине на объективные тарифы на э/э для населения и предприятий следует при определении данных тарифов использовать уточненные (а не основанные на среднестатистических данных) расчеты потерь и затрат в энергосистеме и осуществлять данные расчеты «прозрачно» (т. е. открыто с возможностью совместного участия и контроля со стороны представителей электростанций, энергоснабжающих компаний, предприятий промышленного и других секторов, ученых-энергетиков, населения).

8. Целесообразно в целях достижения отмеченной «прозрачности» (аналогично, как это осуществляется в США и других ведущих промышленно развитых странах) ежемесячно предоставлять на электронный сайтах всех производителей электроэнергии и энергокомпаний текущую информацию о существующих ценах и тарифах на электроэнергию, затратах на производство и передачу электроэнергии потребителям и населению.

9. Для эффективного функционирования в условиях рыночной экономики тарифы на э/э, очевидно, должны быть различны по регионам Украины (как, например, в США, где потребители, получающие электроэнергию от электростанций с дешевой э/э, платят за нее меньше, чем потребители, получающие э/э от электростанций с более дорогой э/э). Как известно, в интересах рационального и успешного экономического хозяйствования тарифы на э/э должны быть объективны, а, следовательно, учитывать собой: во-первых, различное месторасположение потребителей относительно электрических станций (которое влияет на затраты при передаче э/э потребителю); во-вторых, вид электростанций (АЭС, ГЭС, ТЭС, ТЭЦ), от которых получает электроэнергию потребитель (поскольку цена производимой э/э различными электростанциями различна). Современные автоматизированные средства учета и контроля электроэнергии и существующие вычислительные средства позволяют на основе уточненных методов расчета потерь в энергосистеме (вызванных отдельным энергопотребителем) решить в настоящее время данную задачу расчета объективного тарифа на э/э в Украине.

Перечень ссылок

- 1. Дерзский В. Г. Тарифная политика и потери электроэнергии в распределительных сетях // Сети и системы. – 2003. – № 4. С. 25–30.
- Зорин В. В. К вопросу об оплате за электрическую энергию // Техн. електродинаміка. – 2004. – №1. – С. 68–72.
- 3. Зорин В. В. Об оплате за перетоки реактивной мощности в условиях рыночных отношений // Техн. електродинаміка. – 2004. – № 2. – С. 58–69.
- 4. Официальный сайт Национальной комиссии регулирования энергетики //www.nerc.gov.ua.
- 5. Официальный сайт ГП «Энергорынок» // www.er.gov.ua.
- Волков А. В., Мирошниченко О. Г. Математическая модель потерь электроэнергии в энергосистеме при транспортировке электроэнергии отдельного ЭП // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск: Проблеми сучасної електротехніки. – 2006. – Ч. 3. – С. 29–35.
- Порядок розрахунку єдиних роздрібних тарифів на електричну енергію, що відпускається для кожного класу споживачів, крім населення, населених пунктів та зовнішнього освітлення, на території України // Постанова Національної комісії регулювання енергетики №707 від 28.08.05.
- Official Energy Statistics from the U.S. Government / / www.eia.doe.gov.
- 9. U.S. Department of Labor // www.dol.gov.

Поступила в редакцию 18.10.06 г.

Проведений аналіз дійсного в Україні тарифу на електроенергію та його складових, виконане порівняння даного тарифу на електроенергію з існуючим в інших країнах та запропоновані шляхи його вдосконалення.

The electricity rate acting in Ukraine and its constituent elements were examined. The given electricity rate was compared with the existing ones in the other countries and ways of it's perfection were proposed.

### АВТОРИ НОМЕРУ

#### *Бровкин Ю. Н.* кандидат физико-математических наук, Институт транспортных систем и технологий НАНУ «Трансмаг», г. Днепропетровск

Волков А. В. доктор технических наук, Запорожский национальный технический университет

Волков В. А. магистр, Запорожский национальный технический университет

Волкова О. Г. аспирантка, Запорожский национальный технический университет

Волкова Т. А. студентка, Запорожский национальный технический университет

*Демов О. Д.* кандидат технических наук, Винницький национальний технический университет

*Денисенко В.Г.*, ЗАО ПП «Азовкабель», г. Бердянск,

*Дяченко В.В.* горный инженер, Украинская инженерно-педагогическая академия

Заболотный А.П. кандидат технических наук, Запорожский национальный технический университет

*Загрунный О. А.* зам. нач. цеха № 1 ОАО «Укрграфит», г. Запорожье

Зиновкин В. В. кандидат технических наук, Запорожский национальный технический университет

*Карпенко В. В.* аспирант, Запорожский национальный технический университет

Карпуков Л. М. доктор технических наук, Запорожский национальный технический университет

Колб А. А. кандидат технических наук, Национальный горный университет, г. Днепропетровск

*Литвинов Е.С.* кандидат технических наук, ООО «Стерлинг Груп Украина», г. Запорожье

Лохматов А. Г. заведущий лабораториями, Запорожский национальный технический университет

*Лущик В.Д.* доктор технических наук, Украинская инженерно-педагогическая академия *Малышев Л.Н.*, ЗАО ПП «Азовкабель», г. Бердянск

*Метельський В. П.* кандидат технических наук, Запорожский национальный технический университет

*Мирошниченко О. Г.* аспирант, Запорожский национальный технический университет

Паламарчук О. П. магистрант, Винницький национальний технический университет

Палкин В. А., кандидат технических наук, Донецкий экономико-гуманитарный институт

Пасько О.В. кандидат технических наук, Украинская государственная академия железнодорожного транспорта, г. Харьков

Пачколин Ю. Е. старший преподаватель, Запорожский национальный технический университет

Переверзев А. В. доктор технических наук, Запорожская государственная инженерная академия

#### Плаксин С. В.

кандидат физико-математических наук, Институт транспортных систем и технологий НАНУ «Трансмаг», г. Днепропетровск

Погорелая Л. М.

младший научный сотрудник Института транспортных систем и технологий НАНУ «Трансмаг», г. Днепропетровск

#### Подчасов А. Ю.

ведущий инженер Института транспортных систем и технологий НАНУ «Трансмаг», г. Днепропетровск

#### Полищук П.И.

аспирант, Кременчукский государственный политехнический университет

#### Пулов Р. Д.

аспирант, Запорожский национальный технический университет

#### Рыбин В. О.

старший преподаватель, Запорожский национальный технический университет

#### Семенов В. В.

кандидат технических наук, Запорожская государственная инженерная академия

#### Скалько Ю. С.

аспирант, Запорожский национальный технический университет

#### Скрыпицин Н.В.,

кандидат технических наук, УКЦ НТУ «ХПИ», г. Бердянск

#### Синчук О.Н.

доктор технических наук, концерн «Электромеханические заводы», г. Харьков

#### Стрункин Г. Н.

аспирант, Запорожская государственная инженерная академия

#### Тютюнник А. В.

главный электрик ОАО «Укрграфит», г. Запорожье

#### Фалалеев Н. И.

зам. главного конструктора ЦКБ ОАО ХК «Лугансктепловоз», г. Луганск

#### Шкиль Ю. В.

ведущий инженер Института транспортных систем и технологий НАНУ «Трансмаг», г. Днепропетровск

#### Ширнин И. Г.,

доктор технических наук, засл. деятель науки и техники Украины, Донецкий экономико-гуманитарный институт

#### Ярымбаш Д. С.

аспирант Запорожский национальный технический университет

# Зміст журналу «Електротехніка та електроенергетика» за 2006 р.

#### Ι. ΕЛΕΚΤΡΟΤΕΧΗΙΚΑ

Беспалов Л. С., Метельський В. П., Яримбаш С. Т. НЕДОЦІЛЬНІСТЬ ВИКОРИСТАННЯ ПРЕСУВАЛЬНИХ КІЛЕЦЬ З ЕЛЕКТРОПРОВІДНОГО МАТЕРІАЛУ ДЛЯ ОБМОТОК ПОТУЖНИХ ТРАНСФОРМАТОРІВ	1	Карпуков Л. М., Пулов Р. Д., Рыбин В. О. КВАЗИДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОПРОВОДНЫХ СВЯЗАННЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ	2
Волков В. А. АНАЛИЗ СТАЦИОНАРНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В АКТИВНОМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ ТОКА С		Казачковский Н. Н., Якупов Д. В. РЕЛЕЙНЫЙ РЕГУЛЯТОР ТОКА ДЛЯ ВЕКТОРНОЙ СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ	1
ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ Волков А. В., Косенко И. А. ПЕРЕХОД С УМЕНЬШЕННЫМИ КАПИТАЛЬНЫМИ ЗАТРАТАМИ ОТ ТИРИСТОРНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА К ЧАСТОТНО- РЕГУЛИРУЕМОМУ АСИНХРОННОМУ ЭЛЕКТРОПРИВОДУ	2	Килимник И. М., Ярымбаш Д. С. ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ ПРИ РЕГИСТРАЦИИ ТОКОВ И ТЕМПЕРАТУР В СИСТЕМАХ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРООБОГРЕВОМ МУНДШТУКА ПРЕССА ПРИ ПРЕССОВАНИИ ДОМЕННЫХ И ПОДОВЫХ БЛОКОВ	( 2
Волков А. В., Метельский В. П., Лохматов А. Г. УПРАВЛЕНИЕ НЕРЕКУПЕРАТИВНЫМ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С АИ ШИМ ПРИ ПРОВАЛЕ СЕТЕВОГО НАПРЯЖЕНИЯ	H- 1	Колб А. А. РАСЧЕТ ЕМКОСТИ НАКОПИТЕЛЬНОГО КОНДЕНСАТОРА ДЛЯ СИСТЕМЫ ГРУППОВОГО ПИТАНИЯ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫХ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ, СНАБЖЕННОЙ АКТИВНЫМ ФИЛЬТРОМ	) 2
Волков А. В., Скалько Ю. С. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОБЩИХ ПОТЕРЬ МОЩНОСТИ В ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОМ АСИНХРОННОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ	2	Лущик В. Д., Дяченко В. В. ПОКРАЩЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ІНДУКТОРНИХ ГЕНЕРАТОРІВ ЗА ДОПОМОГОЮ КОНДЕНСАТОРІВ В ОБМОТЦІ ЗБУДЖЕННЯ	2
Гречко М. В., Дяченко В. В. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ВТРА В ІНДУКТОРНИХ МАШИНАХ ВІД ТЕРТЯ РОТОРІВ ОБ ПОВІТРЯ Денисенко В. Г., Малышев Л. Н., Скрыпицин Н. В., Тихород С. М.	T 1	Метельский В. П., Лохматов А. Г. ИССЛЕДОВАНИЕ, АНАЛИЗ И ИДЕНТИФИКАЦИЯ НЕПОЛНОФАЗНЫХ РЕЖИМОВ ИНВЕРТОРА В ЧАСТОТНО- РЕГУЛИРУЕМОМ АСИНХРОННОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ	2
АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ГАРМОНИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В КАБЕЛЯХ ( ПОМОЩЬЮ СИСТЕМЫ ANSYS Зиновкин В. В., Волкова О. Г., Карпенко В. В.	2 2	Метельський В. П., Пачколін Ю. Е. ЕЛЕКТРОДИНАМІЧНІ СИЛИ В ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИХ КОМПЛЕКСАХ З ІНДУКЦІЙНО-ДУГОВИМ ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ	2
ПРОЦЕССОВ В КОНТАКТАХ ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИХ УСТРОЙСТВ ПРИ РЕЗКОПЕРЕМЕННОЙ НАГРУЗКЕ	2	Морозов Д. И. МОДЕЛЬ МОМЕНТА СОПРОТИВЛЕНИЯ МОЛОТКОВОЙ ДРОБИЛКИ	1
Карпуков Л. М., Пулов Р. Д., Рыбин В. О. КВАЗИДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОСЛОЙНЫХ МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СТРУКТУР	1	Орловский И. А. ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ДИНАМИКИ ТИРИСТОРНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА МОДЕЛЯМИ НА РЕКУРРЕНТНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЯХ	1

Переверзев А. В, Семенов В. В., Стрункин Г. Н. РАСЧЕТ РАБОЧИХ РЕЖИМОВ СИЛОВЫХ ПРИБОРОВ В ПОЛУМОСТОВОЙ СХЕМЕ ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ С ОДНОПОЛЯРНОЙ ШИМ	2	Федоров М. М., Апухтин М. В., Никитенко А. Е. ОСОБЕННОСТИ РЕЖИМОВ РАБОТЫ МНОГОСКОРОСТНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ	1
Синчук О. Н., Полищук П. И., Пасько О. В. СХЕМЫ ЗАЩИТЫ ОТ ИМПУЛЬСНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ СИСТЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В ПРОМЫШЛЕННЫХ ЭЛЕКТРОВОЗАХ	٦ 2	Флора В. Д. ВИЗНАЧЕННЯ КОНСТРУКТИВНИХ ВЕЛИЧИН ДЛЯ МАГНІТНОГО РОЗРАХУНКУ ЕЛЕКТРИЧНОГО ДВИГУНА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ	1
Соколов В. П. ИСТОЧНИКИ ИМПУЛЬСНЫХ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ	1	Яланская Г. А., Близняков А. В., Миронченко В. Л. СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ТИРИСТОРНОГО РЕГУЛЯТОРА МОЩНОСТИ ПЕЧИ ЭЛЕКТРОШЛАКОВОГО ПЕРЕПЛАВА	1
Тиховод С. М. МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В ТРАНСФОРМАТОРЕ С СОВРЕМЕННОЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ СТАЛЬЮ	1	Яримбаш С. Т, Метельський В. П., Флора В. Д., Савельсв В. Г., СавенкоА. О. РОЗРАХУНОК ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ГАЛЬМА ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ МОМЕНТУ МІКРОДВИГУНІВ	1
Толочко О. І., Розкаряка П. І. АНАЛІЗ НЕДОЛІКІВ ЗАСОБІВ ДОСЛІДЖЕННЯ ДИСКРЕТНИХ СИСТЕМ В СЕРЕДОВИЩІ ПАКЕТА МАТLAB	1	Ярымбаш Д. С., Тютюнник А. В., Загруный О. Л. МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕМПЕРАТУРНЫХ РЕЖИМОВ ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ «ИНДУКТОРЫ-МУНДШТУК» НА ПОДГОТОВИТЕЛЬНОМ ЭТАПЕ ТУРА	
Фалалеев Н. И. ОСОБЕННОСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В 4Q-S ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ ПР ПИТАНИИ ОТ ОДНОФАЗНОГО ИСТОЧНИКА	РИ 2	ПРЕССОВАНИЯ Ярымбаш Д. С., Тютюнник А. В., Загруный О. Л. ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ УПРАВЛЕНИ РЕЖИМАМИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ОБОГРЕВА ПРИ ПРЕССОВАНИИ ЗАГОТОВОК ПОДОВЫХ	1 IЯ
		БЛОКОВ	2

#### **II. ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА**

Бровкин Ю. Н., Плаксин С. В., Подчасов А. Ю., Погорелая Л. М., Шкиль Ю. В. ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАБОТЫ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЭНЕРГОУСТАНОВОК	2	Жорняк Л. Б., Осинская В. И., Тарасовская И. В. МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ СИЛОВОГО ТРАНСФОРМАТОРА С УСТРОЙСТВОМ РПН	1
Варинская Л. А. ОРГАНИЗАЦИОННО-ЭКОНОМИЧЕСКИЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ ГИДРОЭНЕРГЕТИКИ	1	Литвинов Е. С., Заболотный А. П. ОПЕРАТИВНЫЙ АНАЛИЗ ПОТРЕБЛЕНИЯ ЭНЕРГОРЕСУРСОВ МЕТАЛЛУРГИЧЕСКИМ ПРЕДПРИЯТИЕМ	2
Волков А. В., Мирошниченко О. Г., Волкова Т. А. АНАЛИЗ И ПУТИ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ТАРИФА НА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИЮ В УКРАИНЕ	2	Ширнин И. Г., Палкин В. А. АТОМНАЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА В МИРЕ И УКРАИНЕ	2
Демов О. Д., Паламарчук О. П. РОЗРАХУНОК ПРОЦЕСУ ВПРОВАДЖЕННЯ КОНДЕНСАТОРНИХ УСТАНОВОК В РОЗПОДІЛЬЧІ МЕРЕЖІ ЕНЕРГОСИСТЕМИ	2		

# До відома авторів

Журнал «Електротехніка та електроенергетика»призначений для публікації найбільш значущих наукових і практичних результатів досліджень вчених вищих навчальних закладів і наукових організацій, розробок і продукції промислових підприємств.

Журнал занесено до переліку наукових видань України, у яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття вчених ступенів доктора і кандидата технічних наук. Підписний індекс журналу за каталогом Укрпошти 22913.

Основною метою журналу є пропаганда сучасних наукових та виробничо-практичних знань за вибраним напрямом. Основний зміст журналу вміщується в таких рубриках:

1. Електротехніка

1.1. Загальні питання електротехніки та електроенергетики.

1.2. Матеріали загального плану (методичні, навчальні розробки; історія електротехніки та енергетики; організація науково-дослідних, дослідно-конструкторських та проектних робіт, конференцій, симпозіумів, семінарів і т. д.).

1.3. Теоретична електротехніка (фізичні основи електротехніки, теорія електромагнітного поля, теорія електричних та магнітних ланцюгів).

1.4. Охорона праці (умови праці, техніка безпеки, електробезпека).

1.5. Електротехнічні матеріали, електричні конденсатори, дроти й кабелі.

Загальні питання, магнітні, напівпровідникові, надпровідникові, провідникові, діелектричні, електроізоляційні матеріали. Електричні ізолятори. Конденсатори. Дроти й кабелі.

1.6. Електромеханотроніка та електротранспорт.

1.6.1. Електричні машини й трансформатори.

1.6.1.1. Електричні машини (загальні проблеми, машини постійного та змінного струму, спеціальні).

1.6.1.2. Трансформатори та електричні реактори.

1.6.1.3. Електротехнічне обладнання спеціального призначення (термоядерних установок, прискорювачів, лазерів).

1.6.2. Електричні апарати високої та низької напруги. 1.6.3. Силова перетворювальна техніка (силові вентилі; статичні перетворювачі; загальні питання; випрямлячі та ведені інвертори; перетворювачі постійної та змінної напруги, числа фаз; системи керування, захисту й діагностики; конструкції та силове обладнання).

1.6.4. Електропривод та автоматизація промислових установок (загальні проблеми, привод постійного та змінного струмів, комплексно автоматизований).

1.6.5. Електрообладнання транспорту (загальні питання; електротехнічне обладнання та електропостачання залізничного, міського, промислового транспорту; рухомого складу, нетягових навантажень, автомобілів, електромобілів, засобів безрейкового наземного електротранспорту; ракетно-космічних систем та літальних апаратів, суден).

1.7. Електротехнологія (електротермія, електрозварювальне устаткування, електротехнічне обладнання електротехнологічних установок).

1.8. Електрифікація сільського господарства та побуту.

1.8.1. Електрифікація й автоматизація сільського господарства (загальні питання, електропривод,

електропостачання, автоматизація, електронагрівальні установки, освітлення, випромінюючі прилади та установки).

1.8.2. Електрифікація побуту (електроприлади, системи опалення й гарячого водопостачання, вентиляції, кондиціонування повітря й холодопостачання, медична електротехніка).

1.9. Освітлення й електровипромінювальна техніка. Світлотехніка та інфрачервона техніка (загальні проблеми; стан та перспективи розвитку; фізичні та фізіологічні основи; методи та прилади для визначення характеристик джерел світла, світлових приладів та світлотехнічних матеріалів; джерела світла, прилади вмикання та керування; освітлювальні та світлові прилади й установки ультрафіолетового, видимого й інфрачервоного випромінювань).

2. Електроенергетика

2.1. Електросистеми та їх автоматизація: загальні питання; стан та перспективи розвитку, надійність, проектування, експлуатація, тарифи на електроенергію, режими, характеристики. Параметри й показники. Якість електроенергії. Автоматизація. Захист. Вимірювання електричних величин. Телемеханіка. Зв'язок.

2.2. Електричні станції. Підстанції й мережі: загальні питання. Проектування й будування електричної частини. Техніко-економічні розрахунки, схеми електричної частини, розподільчі пристрої й компонування; вибір монтажу, нормальні експлуатаційні режими. Ремонт та обслуговування, власні потреби; аварії, короткі замкнення та спеціальні режими; рухомі електричні станції й підстанції, установки аварійного та гарантованого живлення; повітряні електричні мережі та лінії електропередачі, їхні основні характеристики й параметри, конструктивні рішення, проектування й розрахунок, основні конструктивні елементи; будівництво і монтаж, експлуатація; кабельні електричні мережі та лінії, основні характеристики й параметри, проектування та розрахунки, основні та допоміжні конструктивні елементи, спорудження кабельних ліній, мереж, машини, механізми, інструменти; техніка високих напруг, загальні питання, ізоляція, перенапруги, заземлення та заземлювачі, лабораторії високих напруг та випробувальні стенди, електромагнітна сумісність в системах керування та зв'язку, електропостачання міст, промислових підприємств, житлових та громадських домів та споруд, проектування й експлуатація, електропостачання галузей промисловості, житлових та громадських споруд, електромонтажні роботи, вироби, матеріали.

2.3. Традиційні, нетрадиційні й альтернативні джерела електроенергії.

3. Критичні матеріали: статті, відзиви, рецензії, погляди і т. д. стосовно окремих публікацій за різними аспектами досліджень, вироблення, споживання, перетворення і т. д. електрики та електроенергії; перспективні задачі, вибір напрямів у дослідженнях, розробках, застосуванні електрики, захисті електричних пристроїв та систем, охороні праці та навколишнього середовища; матеріали з різними підходами та поглядами відносно методики розрахунку, конструювання, оцінки економічної ефективності електричних пристроїв та систем; статті та погляди різних авторів відносно термінології, визначень, державних стандартів, норм і т. і., які стосуються електрики та її використання.  Рекламна інформація про електротехнічні вироби, які випускаються вітчизняними та зарубіжними підприємствами.

Редакція сподівається на активну участь кореспондентів (авторів) у кожному виданні. В теперішній час журнал видається два рази на рік. Зі збільшенням потоку статей періодичність виходу журналу буде збільшуватись (до 3-4 номерів на рік).

#### вимоги до оформлення

На початку статті автори обов'язково пояснюють актуальність досліджуваних питань та об'єктивно викладають їх існуючий стан ( у тому числі з посиланням на джерела, видані не пізніше п'яти років тому), а також формулюють мету статті. У змісті статті лаконічно та доведено наводяться використані авторами припущення, методи, підходи та сутність одержаних наукових результатів, доводиться їхня достовірність. У висновках коротко формулюються найважливіші наукові результати та положення, одержані у статті.

Статті приймаються підготовленими у редакторі Word for Windows (v.6 і вище).

- Параметри сторінки:
- розмір сторінки А4 (210х297);
- орієнтація книжна;
- шрифт Times New Roman Cyr, розмір 12pt;
- міжрядковий інтервал 1,5;
- поля 20мм.

#### Структура статті

Послідовність розміщення матеріалу статті: індекс УДК, прізвище та ініціали автора(ів), назва статті, науковий ступінь, повна назва установи, в якій працює автор, місто, анотація трьома мовами: російською, українською та англійською, текст статті, перелік посилань. Рукопис статті має бути підписаний всіма авторами. Наявність анотації обов'язкова.

Текст статті: приймаються статті російською, українською і англійською мовами. Розмір статті складає до 0,5 авторського аркуша (у тому числі, не більше 5 рисунків).

У статті необхідно уникати зайвої деталізації, проміжних формул і висновків, громіздких математичних виразів; не слід наводити відомі факти, повторювати зміст таблиць і ілюстрацій у тексті. Текст статті не повинен мати рукописних виправлень і позначок. Стаття не повинна вміщувати граматичних або інших помилок, а також - повинна відповідати тематиці журналу «Електротехніка та Електроенергетика» й вимогам ВАК щодо фахових видань.

#### Анотація

Об'єм анотації не повинен перевищувати 40 слів. Ілюстрації

Ілюстрації подають на окремих листах та у окремих файлах (формат .TIF з роздільною здатністю не менш 200 dpi, двоколірні або напівколірні (у градаціях сірого), .PCX, .BMP). Ілюстрації нумерують та підписують унизу. Якщо ілюстрації вставлено у документ Word, подать окремі файли з ними. Мінімальний розмір фотографій 6х5 см.

ВИКОНАННЯ ІЛЮСТРАЦІЙ РЕДАКТОРОМ MICROSOFT WORD (А ТАКОЖ ІНШИМИ РЕДАКТОРА-МИ), ТА ВСТАВКА ЇХ БЕЗПОСЕРЕДНЬО У ТЕКСТ СТАТТІ НЕ ДОЗВОЛЯЄТЬСЯ.

#### Таблиці

Таблиці мають бути розраховані на ширину колонки (8,5 см), або на ширину сторінки. Таблиці повинні містити лише необхідну інформацію.

#### Формули

Формули виконуються за допомогою убудованого у Word for Windows редактора Microsoft Equation. Їх нумерують у дужках праворуч:

$$Z(\Theta_{\sim}) = 10 \log\left(\frac{\overline{y}^2}{s^2}\right)$$
(3)

Бажано, щоб ширина формули не перевищувала 8 см. Формули більшого розміру записують декількома рядками. Перелік посилань

Перелік посилань у кінці рукопису подається мовою оригіналу згідно з послідовністю посилання в тексті статті та вимогами відповідного ДСТу. Посилання на літературу у тексті позначаються цифрою у квадратних дужках.

У довідці про авторів необхідно навести прізвища, ім'я, та побатькові (повністю), місто роботи, посаду, вчений ступінь, адресу, номери телефонів, е-mail. Необхідно вказати, з ким вести переговори у разі необхідності.

- У редакцію журналу необхідно подати:
- 1. роздруковану статтю у 2-х примірниках;
- 2. експертний висновок про можливість опублікування;
- 3. довідку про авторів;

4. дискету 3,5' з текстом статті, файлами ілюстрацій. Файли з текстом статті та довідку про авторів можна висилати електронною поштою у вигляді архівних (ZIP, RAR – архиватором) файлів. Файл статті називати прізвищем автора, латинськими літерами.

Гонорар авторам не сплачується, рукописи, дискети, корректура та відбитки статей авторам не надсилаються. Редакція залишає за собою право на літературну редакцію та скорочення тексту статті без повідомлення авторові.

#### СТАТТІ, ЯКІ НЕ ЗАДОВОЛЬНЯЮТЬ ВКАЗАНИМ ВИ-МОГАМ, НЕ РОЗГЛЯДАЮТЬСЯ.

Адреса редакції: 69063, м. Запоріжжя, вул. Жуковського, 64, ЗНТУ, редакція журналу.

Тел.: (061) 7-698-296 – редакційно-видавничий відділ. E-mail: rvv@zntu.edu.ua Наукове видання

# Електротехніка та електроенергетика №2/2006

науковий журнал

Головний редактор Заст. гол. редактора к.т.н., доцент

д.т.н., професор

Волков О.В. Флора В.Д.

Оригінал - макет підготовлено у редакційно-видавничому відділі ЗНТУ

Комп'ютерна верстка Редактор англійських текстів Зуб С. В. Войтенко С.В.

Підписано до друку 27.12. 2006. формат 60×84/8, 11,5 др. арк. Тираж 300 прим. Зам. № 2058 69063 м. Запоріжжя, ЗНТУ, друкарня, вул. Жуковського, 64

Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи до державного реєстру видавців, виготівників і розповсюджувачів видавничої продукції від 27.12.2005 р., серія ДК № 2394